

Diego Fagundes Fabri

***Uma Proposta de Implementação de um Analisador
de Harmônicos Variantes no Tempo***

Juiz de Fora

Março 2011

Diego Fagundes Fabri

*Uma Proposta de Implementação de um Analisador de Harmônicos
Variantes no Tempo*

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

Orientador: Carlos Augusto Duque

Juiz de Fora

Março 2011

Termo de Aprovação

Diego Fagundes Fabri

Uma Proposta de Implementação de um Analisador de Harmônicos Variantes
no Tempo

Dissertação apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre, pela seguinte banca examinadora:

Prof. Carlos Augusto Duque, D.Sc
Universidade Federal de Juiz de Fora

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

Prof. Rafael Antunes Nóbrega, Ph.D
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof^a. Mariane Rembold Petraglia, Ph.D
Universidade Federal do Rio de Janeiro

Juiz de Fora, 03 de Março de 2011

DEDICATÓRIA

À minha mãe Fátima,
meu pai Robison,
minha irmã Marcela,
à minha querida amada Lorena,
e a todos os meus amigos.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por ter me dado saúde, força de vontade para superar os obstáculos, e por ter colocado em minha vida as pessoas certas.

Ao professor Carlos Augusto Duque pela orientação, paciência, disponibilidade, incentivo, amizade e crédito ao meu trabalho.

Ao professor Paulo Fernando Ribeiro pelo incentivo a trabalhar na área.

Aos meus pais, Robison e Fátima por todo amor, pelo apoio incondicional, por me ajudarem sempre que necessitei e pela total confiança em minhas capacidades.

A minha namorada Lorena por todo carinho, amor, apoio, dedicação e por me ouvir sempre que precisei.

Aos meus amigos de faculdade, com quem passei boa parte da minha vida, e que estarão eternamente em meu coração.

Aos meus companheiros de PSCOPE que sempre confiaram no trabalho que estávamos realizando.

Aos meus familiares que sempre me apoiaram, mesmo distantes.

Aos amigos do Laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicações (LAPTEL) pela oportunidade de aprendizado, em especial aos amigos Carlos H. N. Martins e Leandro R. M. Silva.

EPÍGRAFE

“Todo efeito tem uma causa. Todo efeito inteligente tem uma causa inteligente. O poder da causa inteligente está na razão da grandeza do efeito.”

Allan Kardec

SUMÁRIO

Lista de Figuras	
Lista de Tabelas	
Lista de Abreviaturas e Siglas	
Resumo	
Abstract	
1 Introdução	18
1.1 Harmônicos em Sistemas de Potência - Panorama	18
1.2 Revisão Bibliográfica	19
1.2.1 <i>Técnicas para análise em condições variantes no tempo</i>	19
1.3 Objetivo do Trabalho	22
1.4 Motivação	23
1.5 Divisão do Trabalho	23
2 DFT Recursiva de Janela Deslizante (SWRDFT)	25
2.1 Descrição matemática da SWRDFT	26
2.2 Vantagens e Desvantagens	30
2.2.1 <i>Compensação de Amplitude e Fase</i>	31
2.2.2 <i>Amostragem Assíncrona</i>	33
2.2.3 <i>Presença de Inter-Harmônicos</i>	36
2.3 Análises Teóricas	37

2.4	Definição de parâmetros auxiliares para análise gráfica	40
2.4.1	<i>Fator de Crista</i>	41
2.4.2	<i>Taxa de Distorção da Decomposição</i>	43
2.4.3	<i>Estimação De Frequência</i>	48
2.4.4	<i>Estrutura de Análise</i>	49
2.5	Análise de Casos Reais.....	50
2.5.1	<i>Indústria de Folhas de Alumínio</i>	51
2.5.2	<i>Indústria de Medicamentos</i>	53
2.5.3	<i>Instalação de Fornos à Arco</i>	55
2.6	Conclusão	56
3	Estrutura do protótipo do analisador de Harmônicos Variantes no Tempo (TVHAP)	61
3.1	Hardware.....	61
3.1.1	<i>Condicionamento do Sinal</i>	61
3.1.2	<i>Processador Digital de Sinais</i>	65
3.1.3	<i>Memória Externa e Comunicação de Dados</i>	66
3.1.4	<i>Hardware Final do Protótipo</i>	66
3.2	Algoritmo	67
3.2.1	<i>Software para desenvolvimento</i>	67
3.2.2	<i>IQMath e formato Q</i>	67
3.2.3	<i>Algoritmo SWRDFT</i>	68
3.3	Conclusão	69
4	Casos Analisados	71
4.1	Tensão da rede do LAPTEL/UFJF	71
4.2	Corrente de um Forno Microondas	73
4.3	Motor de Indução	75

4.3.1	<i>Partida</i>	76
4.3.2	<i>Variação de Carga</i>	77
4.4	Conclusão	78
5	Banco de Filtros	80
5.1	Introdução	80
5.1.1	<i>Projeto dos Filtros</i>	81
5.1.2	<i>Método Anterior</i>	82
5.2	Método Proposto	85
5.2.1	<i>Estrutura do Banco de Filtros</i>	85
5.2.2	<i>Operação de Pré-Processamento</i>	86
5.3	Análises de Casos	87
5.3.1	<i>Sinal Simulado - Corrente de Inrush</i>	88
5.3.2	<i>Forno Microondas</i>	90
5.3.3	<i>Motor de Indução</i>	92
5.4	Conclusão	94
6	Conclusões	95
6.1	Conclusões Finais	95
6.2	Trabalhos Futuros	97
	Apêndice A – Produção Bibliográfica	99
A.1	Artigos em Congressos Internacionais	99
	Referências Bibliográficas	100

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	STFT interpretada como um processo de filtragem	27
Figura 2	STFT representada graficamente - Filtragem	27
Figura 3	STFT representada graficamente - Modulação	27
Figura 4	Estrutura para obtenção dos componentes de quadratura	29
Figura 5	Núcleo de decomposição do harmônico h	30
Figura 6	Resposta em Frequência do Filtro Utilizado na Simulação	33
Figura 7	Harmônicos com Fase Corrigida	33
Figura 8	Efeitos da amostragem assíncrona na decomposição harmônica utilizando a SWRDFT	35
Figura 9	Erro percentual na estimação da amplitude para variação de frequência de 1%	35
Figura 10	Erro percentual na estimação da amplitude devido a variações na frequência fundamental	36
Figura 11	SWRDFT na presença de um inter-harmônico	36

Figura 12	Decomposição do sinal contendo harmônicos e inter-harmônicos	37
Figura 13	SWRDFT na presença de um inter-harmônico	38
Figura 14	FFT do sinal contendo o inter-harmônico	39
Figura 15	Flutuação devido à modulação da componente fundamental	39
Figura 16	Decomposição do sinal com modulação	40
Figura 17	Sinal sintético utilizado	42
Figura 18	Decomposição harmônica do sinal sintético utilizado	43
Figura 19	Fator de Crista - 2º harmônico	43
Figura 20	Cálculo da Taxa de Distorção da Decomposição	44
Figura 21	Decomposição de sinal contendo inter-harmônico em 190Hz	46
Figura 22	Frequência estimada na saída dos filtros <i>notch</i> para sinal contendo 2 inter-harmônicos (155Hz e 210Hz)	49
Figura 23	Estrutura proposta para análise gráfica	50
Figura 24	Algoritmo de análise	51
Figura 25	Corrente de indústria de produção de folhas de alumínio	52

Figura 26	Decomposição da corrente de indústria de produção de folhas de alumínio	52
Figura 27	FFT da 2ª Janela	53
Figura 28	FFT da 3ª e 4ª janelas	54
Figura 29	Corrente da Indústria de Medicamentos	55
Figura 30	Decomposição da Corrente da Indústria de Medicamentos	56
Figura 31	FFT da Segunda Janela da Corrente da Indústria de Medicamentos	57
Figura 32	Corrente de Forno à Arco	57
Figura 33	Decomposição Harmônica da Corrente da Instalação de Fornos à Arco	58
Figura 34	FFT da segunda janela da corrente da Instalação de Fornos à Arco	59
Figura 35	Visão Geral do Hardware do Protótipo	62
Figura 36	Instrumentos para Aquisição	63
Figura 37	Resposta em Frequência do Filtro <i>anti-aliasing</i>	64
Figura 38	Circuito de Condicionamento do Sinal	64
Figura 39	Kit de Avaliação do TMS320F28027	65
Figura 40	Hardware final do protótipo	66

Figura 41	Visão Geral do Algoritmo	70
Figura 42	Tensão da fase A do LAPTEL/UFJF	72
Figura 43	Decomposição Harmônica da tensão da fase A do LAPTEL/UFJF	72
Figura 44	FFT dos primeiros 12 ciclos	73
Figura 45	As três fases de operação de um forno microondas	74
Figura 46	Decomposição Harmônica da corrente de alimentação do forno microondas	75
Figura 47	Corrente de partida de um motor de indução	76
Figura 48	Decomposição Harmônica da corrente de partida do motor de indução	77
Figura 49	Corrente de um motor de indução em condição de variação de carga	78
Figura 50	Decomposição Harmônica da corrente de um motor de indução em condições de variação de carga	79
Figura 51	Banco de Filtros QMF de dois canais	81
Figura 52	Resposta em Frequência Típica do Banco de Filtros de Análise	81
Figura 53	Banco de filtros de análise para decomposição do sinal de entrada em seus harmônicos ímpares	83
Figura 54	Estruturas multi-taxa	83

Figura 55	Estrutura multi-taxa equivalente	84
Figura 56	Banco de filtros de análise para decompor o sinal de entrada em suas componentes harmônicas	84
Figura 57	Visão geral do sistema proposto anteriormente	85
Figura 58	Estrutura multi-taxa proposta	86
Figura 59	Comportamento dos harmônicos	87
Figura 60	Resposta em frequência do banco de filtros de proposto	87
Figura 61	Visão geral do sistema proposto	88
Figura 62	Corrente de inrush simulada	89
Figura 63	Decomposição harmônica de corrente de inrush simulada	90
Figura 64	Decomposição Harmônica da Corrente do forno microondas	91
Figura 65	Comparativo entre os métodos.	92
Figura 66	Decomposição Harmônica da Corrente do Motor de Indução	93

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Erro Médio Quadrático do Sinal Reconstruído com Correção de Fase	34
Tabela 2	Taxa de Distorção da Decomposição do sinal com inter-harmônico em 190Hz	46
Tabela 3	Energia da saída dos filtros <i>notch</i>	46
Tabela 4	Energia das Saídas do Filtros <i>notch</i> para os 5 sinais gerados	47
Tabela 5	Taxa de Distorção da Decomposição da Corrente da Indústria de Produção de Folhas de Alumínio	53
Tabela 6	Taxa de Distorção da Decomposição do Instalação de Fornos à Arco	59
Tabela 7	Comparativo de performance entre os métodos de decomposição harmônica para a corrente de inrush	91
Tabela 8	Comparativo de performance entre os métodos de decomposição harmônica para a corrente de um forno microondas	92
Tabela 9	Comparativo de performance entre os métodos de decomposição harmônica para a corrente de um motor de indução em condições de variação de carga	94

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANF Filtro Notch Adaptativo - *Adaptive Notch-Filter*

ADC Conversor Analógico-Digital - *Analog-Digital Converter*

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

DFT Transformada Discreta de Fourier - *Discrete Fourier Transform*

DSP Processador Digital de Sinais - *Digital Signal Processor*

EPLL *Enhanced PLL*

FC Fator de Crista - *Crest Factor*

FFT Transformada Rápida de Fourier - *Fast Fourier Transform*

FIR Resposta ao Impulso Finita - *Finite Impulse Response*

IIR Resposta ao Impulso Infinita - *Infinite Impulse Response*

JTAG Grupo de Ação Conjunta de Teste - *Joint Test Action Group*

LAPTEL Laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicações

MAF Filtros Média-Móvel - *Moving Average Filters*

MSE Erro Médio Quadrático- *Mean-Square Error*

PLL *Phase-Locked-Loop*

PR Reconstrução Perfeita - *Perfect Reconstruction*

QEE Qualidade de Energia Elétrica

QMF *Quadrature Mirror Filters*

SCI Interface de Comunicação Serial - *Serial Communication Interface*

SPI Interface Serial Periférica - *Serial Peripheral Interface*

SSB Modulação em Banda Lateral Única - *Single-Sideband Modulation*

STFT *Short-Time Fourier Transform*

SWRDFT Transformada de Fourier Recursiva de Janela Deslizante - *Sliding-Window Recursive DFT*

TDD Taxa de Distorção da Decomposição

TVHAP Protótipo de Analisador de Harmônicos Variantes no Tempo - *Time-Varying Harmonics Analyzer Prototype*

TW Transformada Wavelet

RESUMO

Neste trabalho, é realizada uma proposta de implementação de um analisador de harmônicos variantes no tempo para operação em tempo real, utilizando plataforma DSP TMS320F28027. O algoritmo utilizado para realização da decomposição harmônica é o da DFT de Janela Deslizante (*Sliding-Window Recursive DFT*). Este algoritmo é descrito completamente e são realizados estudos referentes à decomposição de sinais contendo inter-harmônicos ou variações na frequência fundamental, bem como são definidos parâmetros e uma estrutura para auxiliar na análise de presença de espalhamento espectral nas decomposições. Também é proposto um método para correção dos erros de amplitude e fase causados pelos filtros analógicos de entrada, a partir da manipulação dos componentes em quadratura da DFT. O algoritmo da DFT de Janela Deslizante é então implementado em plataforma DSP e são realizadas decomposições harmônicas de sinais reais através de um analisado protótipo proposto. Esta nova forma de análise no domínio do tempo dos harmônicos permite a observação e estudos de diversos fenômenos relacionados ao sistema de potência atual, de um novo ponto de vista. Além do estudo da DFT e do protótipo proposto, é realizado o desenvolvimento de uma nova estrutura de banco de filtros FIR QMF visando a decomposição harmônica.

Palavras-chave: Harmônicos Variantes No Tempo. DFT de Janela Deslizante. Analisador. Instrumentação Eletrônica. Banco de Filtros.

ABSTRACT

This work proposes an implementation of a real-time time-varying harmonic analyzer using a DSP TMS320F28027 platform. The algorithm used to perform the harmonic decomposition is the Sliding-Window Recursive DFT. This algorithm is fully described, and studies are made concerning the decomposition of signals containing inter-harmonics and variations in their fundamental frequency. In addition to that, new parameters and an auxiliary structure are defined to assist the analysis of spillover presence in the signals decomposition. It is also proposed a method for correcting amplitude and phase errors caused by analog input filters, through the manipulation of the DFT quadrature components. The Sliding-Window DFT algorithm is then implemented in a DSP platform, and harmonic decompositions of real signals are performed using the proposed prototype. This new form of time-domain harmonics analysis allows the observation and study of various phenomena related to the power system from a new point of view. Besides the study of the DFT and the proposed prototype, a new filter bank structure using QMF FIR filter for harmonic decomposition is developed.

Key-words: Time-Varying Harmonics. Sliding-Window DFT. Analyzer. Electronic Instrumentation. Filter Banks.

1 INTRODUÇÃO

1.1 Harmônicos em Sistemas de Potência - Panorama

Os sistemas elétricos de potência, até alguns anos atrás, não apresentavam grande número de dispositivos eletrônicos e cargas não-lineares. Assim, a forma de onda da tensão e da corrente gerada não apresentava distorções significativas. Entretanto, com o desenvolvimento de dispositivos de eletrônica de potência e com a proliferação de cargas não-lineares, a distorção harmônica no sistema sofreu grande elevação (HOSSEINI; MOHAMMADI, 2006). Além disso, a presença cada vez maior de cargas sensíveis (computadores, sistemas de controle industrial microprocessados, etc) faz com que a necessidade de medição e monitoramento dos harmônicos se torne cada vez mais importante (KARIMI-GHARTEMANI; IRAVANI, 2005).

Neste novo panorama, uma das questões mais importantes a ser considerada são os harmônicos. Harmônicos em sistemas de potência é um conceito ligado tradicionalmente a componentes de estado estacionário, onde a forma de onda a ser analisada assume ser periódica. Neste caso, a principal ferramenta para análise 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, 2005). A apresentação do espectro harmônico do sinal normalmente é feita através de gráficos de barras ou de um gráfico de resposta em magnitude. Desta forma, como o sinal é estacionário (não variante), é possível observar o seu conteúdo harmônico. Existem ainda vários outros métodos utilizados para medir e estimar harmônicos estacionários, como o Método dos Mínimos Quadrados (*Least-Square Methods*) (LOBOS; KOZINA; KOGLIN, 2001), Redes Neurais (WU et al., 2008; CANDÈS, 1998) e os Bancos de Filtros (LU, 2005a; SUN; SHUE, 2007).

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 apresente um comportamento variante no tempo. Alguns exemplos que podem ser citados são os motores com controle de velocidade, chaveamento de capacitores, alguns equipamentos eletrônicos, entre outros. Sendo assim, o desenvolvimento de novas técnicas para o monitoramento de harmônicos se faz necessário, visando melhorar a precisão dos resultados nos casos em que os sinais variam no tempo.

1.2 Revisão Bibliográfica

1.2.1 *Técnicas para análise em condições variantes no tempo*

A natureza variante no tempo das distorções na forma de onda dos sistemas de potência atuais é uma questão que vêm tendo crescente interesse dos pesquisadores. Esta nova linha de pesquisa requer uma base precisa e abrangente que precisa ser incorporada aos estudos e análise do sistema (RIBEIRO, 2009a).

Diversas técnicas têm sido propostas para análise nestas novas condições. Entretanto existem duas abordagens distintas para análise de distúrbios variantes no tempo. A primeira diz respeito às técnicas de estimação e a segunda às técnicas de decomposição dos sinais.

Técnicas de Estimação de parâmetros

As técnicas de estimação de parâmetros tem como objetivo extrair informações úteis do sinal analisado. No caso de tensões e correntes, por exemplo, os parâmetros a serem estimados são a amplitude, a fase e a frequência do sinal.

Dentre as técnicas desenvolvidas pode-se citar o Filtro de Kalman. O Filtro de Kalman fornece uma estimativa ótima da componente básica de sinais com ruídos aleatórios, através de uma estrutura recursiva (CHEN et al., 2010). É uma poderosa ferramenta de estimação de estados baseada num estimador ótimo com o menor erro de covariância e é descrito por um conjunto de equações de medida e de transição. 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) têm-se um algoritmo modificado do Filtro de Kalman para estimação de harmônicos variantes no tempo. Ele utiliza de um mecanismo de reset para minimizar o erro causado pelos desvios na frequência fundamental do sistema. Já em (HOSSEINI; MOHAMMADI, 2006) têm-se também um algoritmo baseado em Filtro de Kalman para medição de harmônicos variantes no tempo, porém o método para correção de frequência utilizado é diferente. É 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 de PC que calcula as distorções harmônicas individuais e a distorção harmônica total do sinal.

Outro método utilizado para estimação dos parâmetros utiliza o *Phase-Locked-Loop* (PLL), que é um sistema realimentado cujo funcionamento baseia-se na diferença de fase do sinal de entrada e de um sinal de referência. Em (CARVALHO et al., 2007) é proposto um algoritmo que utiliza-se do chamado *Enhanced PLL* (EPLL) e de um banco de filtros de análise utilizado para decompor o sinal em um grupo de frequências. Os filtros são passa-faixas inicialmente centrados nas frequências harmônicas, mas que possuem estrutura adaptativa, 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. Em (CARVALHO et al., 2009a) é proposta uma nova versão do método apresentado anteriormente, que faz uso do chamado *undersampling*, com o objetivo de reduzir o esforço computacional do estimador. Além disso, o tempo de convergência do estimador é reduzido. Esta nova abordagem leva a uma melhor estrutura para implementação em processadores que operam com a aritmética de ponto fixo.

Uma das ferramentas de processamento de sinais mais utilizadas para análise harmônica é a DFT. A utilização da forma recursiva da DFT permite a geração de uma ferramenta eficiente e de baixo custo computacional para estimação harmônica. Em (CARVALHO et al., 2009b, 2008) foi proposto um método para análise em condições de frequência variante, baseado no erro de fase da DFT quando o processo de amostragem é assíncrono. Este método utiliza Filtros Média-Móvel - *Moving Average Filters* (MAF) para eliminação das oscilações do resultado da DFT, permitindo uma estimação mais precisa da frequência, fase e amplitude.

Existem ainda vários outros métodos como as Redes Neurais Artificiais (WU et al., 2008; CANDÈS, 1998; EL-AMIN; ARAFAH, 1998), o Filtro *Notch* Adaptativo (TAREK; MEKHILEF; RAHIM, 2007; KARIMI-GHARTEMANI; MOJIRI; BAKHSHAI, 2005), e o método de Prony (CHEN; CHANG, 2009, 2009).

Cada um destes métodos possui 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 componentes pré-definidas no modelo, ou seja, eles são em essência estimadores de amplitude, fase ou frequência.

Técnicas de Decomposição de Sinais

Outra maneira de visualizar um sinal variante no tempo é utilizando o conceito da decomposição de sinais. As técnicas de decomposição dizem respeito à maneira como o sinal original pode ser desmembrado em componentes individuais, tais como componentes harmônicas, inter-harmônicas e componentes em escala (para o caso de Wavelets). Normalmente a decomposição de sinais representa uma decomposição em duas dimensões (frequência \times tempo ou escala \times 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 Wavelet (TW) é uma destas técnicas (SILVEIRA; STEURER; RIBEIRO, 2007; PHAM; WONG, 2001). A TW pode ser vista como uma ferramenta capaz de decompor e descrever outras funções no domínio da frequência, de forma a ser possível realizar uma análise em diferentes escalas de frequência e de 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 por Banco de Filtros é capaz de decompor o sinal em termos de componentes harmônicas 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-se de decimadores e expansores para alterar a taxa de amostragem do sinal digital. Além disso, a utilização dos filtros digitais 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 para implementações em plataforma DSP. Em (DUQUE et al., 2010, 2008) é proposta uma estrutura de Banco de Filtros de Resposta ao Impulso Finita - *Finite Impulse Response* (FIR) baseada no desenvolvimento

de filtros *Quadrature Mirror Filters* (QMF) projetados utilizando a abordagem de simetria de energia (*power-symmetric approach*). 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 ao Impulso Infinita - *Infinite 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 , 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 de frequência (*spillover*). Entretanto, no estágio atual da pesquisa, os bancos de filtros apresentam elevada complexidade computacional e resposta transitória muito longa, o que tem inviabilizado sua utilização em aplicações de tempo real.

Por fim, tem-se o procedimento conhecido como Transformada de Fourier Recursiva de Janela Deslizante - *Sliding-Window Recursive DFT* (SWRDFT) (SILVEIRA et al., 2008). Esta técnica é uma das bases deste trabalho e será apresentada com mais detalhes no Capítulo 2.

1.3 Objetivo do Trabalho

O objetivo deste trabalho é o estudo de técnicas para análise de harmônicos variantes no tempo visando o projeto de um Protótipo de Analisador de Harmônicos Variantes no Tempo - *Time-Varying Harmonics Analyzer Prototype* (TVHAP).

No contexto teórico, inicialmente é descrito o método da SWRDFT. É apresentado o desenvolvimento matemático da técnica, análise das vantagens e desvantagens do método e algumas análises teóricas relativas à presença de inter-harmônicos ou variação na frequência do sinal de entrada. É desenvolvida uma maneira de corrigir os deslocamentos de fase e ganhos de amplitude causados pelos filtros de entrada, através da correção dos parâmetros da SWRDFT. Também são apresentadas algumas simulações da operação da SWRDFT para o caso de harmônicos variantes no tempo. Alguns parâmetros para auxílio na análise gráfica são propostos, visando melhorar a análise qualitativa dos dados apresentados. Após o desenvolvimento destes parâmetros, é proposta uma estrutura de análise gráfica que pode ser acoplada às técnicas de decomposição harmônica.

Além da SWRDFT, é apresentada uma nova estrutura de banco de filtros FIR, baseada no método apresentado em (DUQUE et al., 2010, 2008). A nova estrutura não necessita da

utilização de filtros *notch* IIR para eliminação das componentes pares do sinal.

No contexto do TVHAP, inicialmente é apresentada toda a estrutura de hardware projetada para o analisador. A seguir é descrita a implementação da técnica SWRDFT em um Processador Digital de Sinais - *Digital Signal Processor* (DSP) de baixo custo para operação em tempo real. O sistema ainda é uma versão inicial de um analisador de harmônicos variantes no tempo. Algumas medições são realizadas e casos de decomposição harmônica utilizando a estrutura são apresentados.

1.4 Motivação

O novo panorama do sistema de potência, no que diz respeito à presença de componentes variantes no tempo, trouxe a necessidade de novas técnicas e dispositivos que sejam capazes de medir e monitorar o comportamento não-estacionário destes sinais. Esta nova perspectiva levou à pesquisa e ao desenvolvimento do TVHAP.

A idéia de se construir um analisador de harmônicos variantes no tempo, usando a concepção que será adotada neste projeto, é totalmente original. O ponto principal é a forma como os sinais são apresentados, visto que o método de visualização proposto é raramente utilizado por profissionais no campo dos sistemas de potência ou nas indústrias. Além disso, a operação em tempo real é uma questão importante para análise de QEE atualmente.

Acredita-se que o TVHAP possa se tornar uma importante ferramenta para diagnóstico de problemas de QEE. Esta nova ferramenta pode impulsionar o desenvolvimento de novas soluções para controle, proteção e análises de QEE, visto que apresenta uma nova perspectiva de estudo dos harmônicos em sistemas de potência.

1.5 Divisão do Trabalho

Na Introdução, apresentou-se um panorama geral do trabalho proposto, além da revisão de alguns métodos que vêm sendo utilizados na estimação de parâmetros e na decomposição harmônica.

No Capítulo 2, é apresentado o desenvolvimento teórico do método SWRDFT, além de discussões à respeito de suas vantagens e desvantagens. Através da manipulação dos componentes em quadratura da SWRDFT, é proposto um método para correção do erro de amplitude e fase causados pelos filtros analógicos de entrada dos sistemas. Algumas análises teóricas

relativas ao espalhamento espectral e à presença de inter-harmônicos também são realizadas. Neste contexto é desenvolvida uma estrutura para auxílio na análise gráfica, visando a melhoria na análise qualitativa dos dados. A estrutura pode auxiliar na identificação de espalhamento espectral nas decomposições, o que pode causar interpretações incorretas dos sinais analisados. Por fim, são feitas algumas simulações de decomposições de sinais.

No Capítulo 3, detalha-se o hardware e a implementação do método SWRDFT em tempo real. Já no Capítulo 4, são mostrados casos reais de decomposição harmônica através da estrutura apresentada no Capítulo 3.

No Capítulo 5, é apresentada uma nova estrutura de banco de filtros. A metodologia é um melhoramento da estrutura proposta em (DUQUE et al., 2010, 2008), baseada em filtros FIR QMF. É descrita no capítulo toda a estrutura de pré-processamento, bem como é analisada a resposta em frequência do banco de filtros proposto. São realizadas análises da decomposição harmônica de casos reais, bem como análises relativas ao espalhamento espectral.

Por fim, as conclusões e observações finais são apresentadas.

2 ***DFT RECURSIVA DE JANELA DESLIZANTE (SWRDFT)***

Neste capítulo, 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. Conforme dito no Capítulo 1, o foco deste trabalho é nas técnicas de decomposição harmônica, novo conceito apresentado para análise de harmônicos. A técnica que será aqui mostrada utiliza-se da Transformada de Fourier de Janela Deslizante e de um gerador digital de senos e cossenos para decomposição e reconstrução dos harmônicos, permitindo a visualização de cada um de forma independente. A SWRDFT é a base do protótipo do analisador de harmônicos variantes no tempo.

A SWRDFT é uma derivação da *Short-Time Fourier Transform* (STFT), a qual utiliza filtros de coeficientes complexos para gerar um sinal de saída, o qual a magnitude corresponde à amplitude da componente harmônica na faixa de frequência do filtro. Quando utiliza-se uma janela retangular na STFT, um algoritmo recursivo de baixa complexidade computacional pode ser empregado, conhecido como DFT Recursiva ou DFT de Janela Deslizante (SWRDFT) (MITRA, 2005; HARTLEY; WELLES K., 1990). Em (SILVEIRA et al., 2008) foi apresentada a estrutura utilizada para decomposição harmônica, baseada na SWRDFT. Nesta revisão, será apresentado o desenvolvimento matemático da SWRDFT, bem como análises relativas ao espalhamento espectral de sinais e presença de inter-harmônicos. A decomposição harmônica de sinais, tanto sintéticos quanto reais, também será realizada e analisada.

Como contribuição deste trabalho ao método da SWRDFT foi desenvolvida uma maneira de compensar o deslocamento de fase e a distorção de amplitude causada pelos filtros *anti-aliasing*, circuitos de condicionamento de sinal e dos instrumentos de aquisição (TP e TC). Além disso, neste capítulo são definidos alguns parâmetros para auxiliar na análise gráfica das decomposições.

2.1 Descrição matemática da SWRDFT

Seja um sinal de entrada $x[n]$. A STFT deste sinal é dada pela Equação (2.1), onde $v[m]$ é a janela a ser selecionada e ω é a frequência normalizada, dada pela Equação (2.2), onde f_0 é a frequência fundamental e f_s é a frequência de amostragem do sinal.

$$X_{STFT}(e^{j\omega}, n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[n-m]v[m]e^{-j\omega m}, \quad (2.1)$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_0}{f_s} \quad (2.2)$$

A STFT pode ser estendida para o caso harmônico apenas selecionando adequadamente a frequência de interesse ω_h , onde h é o harmônico que deseja-se analisar. Sendo assim, a frequência normalizada do sistema pode ser representada pela Equação (2.3), onde N é o tamanho da janela selecionada.

$$\omega_h = \frac{2\pi h}{N}, \quad (2.3)$$

A Equação (2.1) pode ser reescrita de forma a ser possível interpretar a STFT como a convolução do sinal de entrada com a resposta ao impulso de um filtro passa-faixa centrado na frequência ω_h , seguido de uma modulação (Equação (2.4)). Este processo pode ser visto na Figura 1.

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

O processo de filtragem e modulação do sinal de entrada pode ser entendido observando-se as Figuras 2 e 3. O sinal de entrada é extraído por um filtro passa-faixa $H_h(e^{j\omega})$ e deslocado de ω_h . Com a janela $v[n]$ sendo uma função real, a resposta ao impulso do filtro será complexa. Sendo assim, o resultado final do processo de filtragem e modulação é um sinal exponencial complexo. Através do sinal complexo gerado, é possível extrair a amplitude e a fase do sinal, computando o ângulo e o módulo do sinal de saída.

Existem diversos tipos de janelas que podem ser selecionadas, como as janelas de Hamming, Blackman e Retangular. Cada uma tem suas vantagens e desvantagens, e a escolha deve ser feita de acordo com a aplicação. Para o caso da STFT, quando é escolhida uma janela retangular, o esforço computacional se torna bastante reduzido. Isso acontece pois, quando

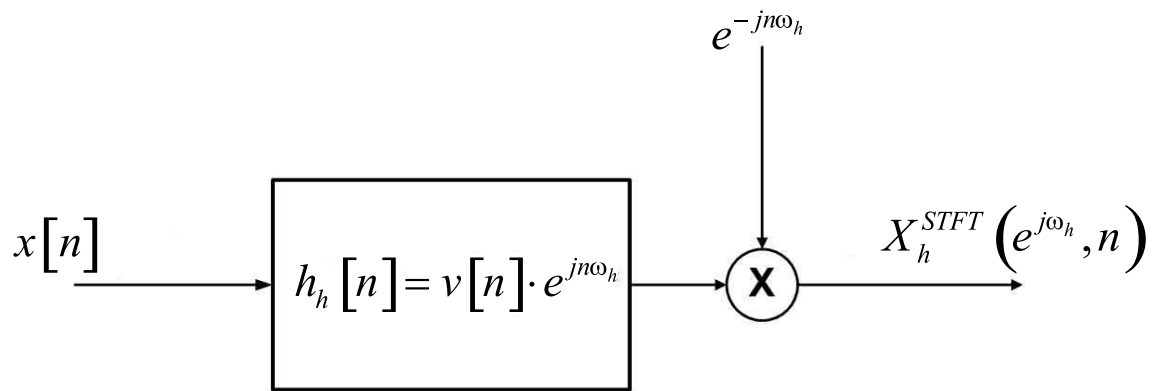


Figura 1: STFT interpretada como um processo de filtragem

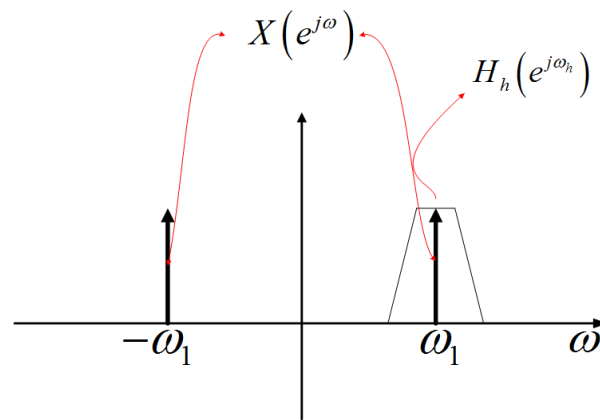


Figura 2: STFT representada graficamente - Filtragem

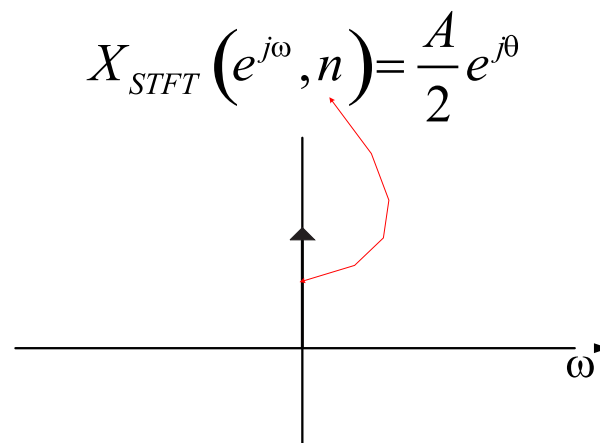


Figura 3: STFT representada graficamente - Modulação

seleciona-se este tipo de janela, a Equação (2.1) pode ser reescrita de forma recursiva, o que torna a STFT uma excelente opção para implementação em tempo real.

Na teoria das Séries de Fourier conhece-se a chamada forma retangular ou trigonométrica, mostrada na Equação (2.5). Nesta forma, Y_{C_h} e Y_{S_h} são os chamados componentes em quadratura do sinal. A amplitude e a fase do sinal analisado podem ser obtidas através destas componentes, seguindo as Equações (2.6) e (2.7).

$$x[n] = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^N Y_{C_h}[n] \cdot \cos[\omega_h n] - Y_{S_h}[n] \cdot \sin[\omega_h n] \quad (2.5)$$

$$A_h[n] = \sqrt{(Y_{C_h}[n])^2 + (Y_{S_h}[n])^2} \quad (2.6)$$

$$\theta[n] = \tan^{-1} \left(\frac{Y_{S_h}[n-1]}{Y_{C_h}[n-1]} \right) \quad (2.7)$$

Conforme dito anteriormente, o uso da janela retangular permite a obtenção de uma forma recursiva para o cálculo da STFT do sinal. Sendo assim, pode-se obter os termos Y_{C_h} e Y_{S_h} de forma recursiva, conforme a Equação (2.8). A estrutura para o cálculo dos componentes em quadratura pode ser vista na Figura 4.

$$Y_{C_h}[n] = Y_{C_h}[n-1] + (x[n] - x[n-N]) \cdot \cos[\omega_h n] \quad (2.8a)$$

$$Y_{S_h}[n] = Y_{S_h}[n-1] - (x[n] - x[n-N]) \cdot \sin[\omega_h n] \quad (2.8b)$$

Até o momento, analisamos a DFT de Janela Deslizante para extração da amplitude e fase do sinal. Entretanto, o objetivo é a decomposição harmônica. Para isso, deve ser feita uma reconstrução do sinal extraído. Esta reconstrução é baseada na Equação (2.5) fazendo uso de um gerador digital de senos e cossenos.

Um gerador digital de senos e cossenos pode ser representado por um conjunto de equações recursivas, conforme mostrado na Equação (2.9) (MITRA, 2005), onde $s_1[n]$ é uma função seno e $s_2[n]$ é uma função cosseno. O termo $\cos(\omega_h)$ é uma constante calculada de acordo com a frequência do harmônico a ser analisado. Conforme pode ser visto nas Equações (2.5) e (2.8), os senos e cossenos gerados são utilizados em todo o processo, ou seja, tanto na decomposição quanto na reconstrução do sinal.

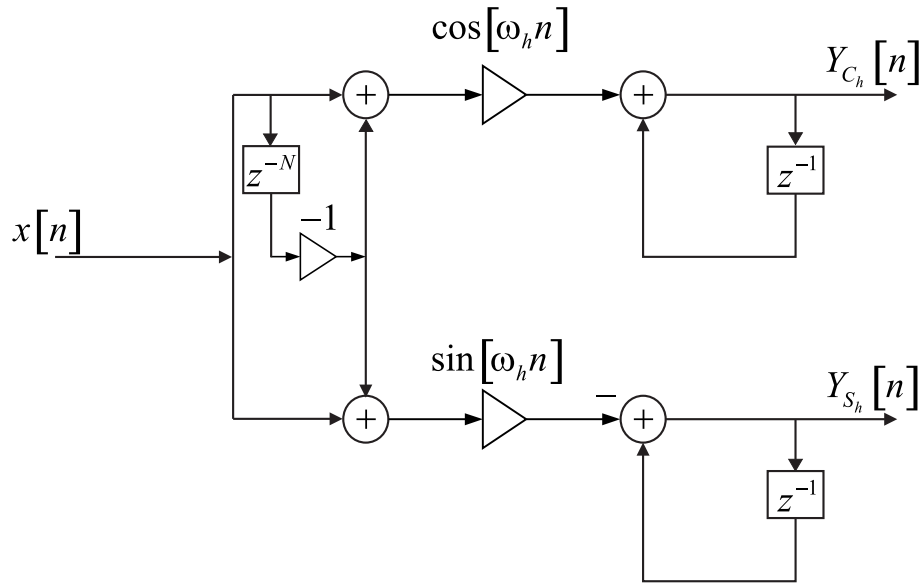


Figura 4: Estrutura para obtenção dos componentes de quadratura

$$s_1[n] = \cos(\omega_h) \cdot s_1[n-1] + (\cos(\omega_h) + 1) \cdot s_2[n-1] \quad (2.9a)$$

$$s_2[n] = (\cos(\omega_h) - 1) \cdot s_1[n-1] + \cos(\omega_h) \cdot s_2[n-1] \quad (2.9b)$$

Os estados iniciais s_1 e s_2 devem ser ajustados corretamente, de acordo com a fase que deseja-se gerar os senos e cossenos. Para escolher os estados iniciais, deve-se encontrar os mesmos de acordo com a Equação (2.10). A Equação (2.10a) deve ser satisfeita para que a amplitude do seno e cosseno gerados sejam iguais a 1. Já a Equação (2.10b) fornece a fase do seno e cosseno gerados.

$$(s_1[n-1])^2 + (s_2[n-1])^2 = 1 \quad (2.10a)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{s_1[n-1]}{s_2[n-1]} \right) \quad (2.10b)$$

A partir do gerador de senos e cossenos e das Equações (2.5) e (2.8), pode-se extrair os harmônicos de interesse, conforme estrutura apresentada na Figura 5. Para cada harmônico a ser extraído é necessário um núcleo independente. Sendo assim, se deseja-se extrair N harmônicos, necessitam-se de N núcleos como os da Figura 5. Através dessa figura, é possível perceber a

vantagem da utilização do gerador senos e cossenos, usado tanto no cálculo dos componentes em quadratura quanto no sistema de reconstrução. Isso torna o algoritmo ainda mais eficiente computacionalmente.

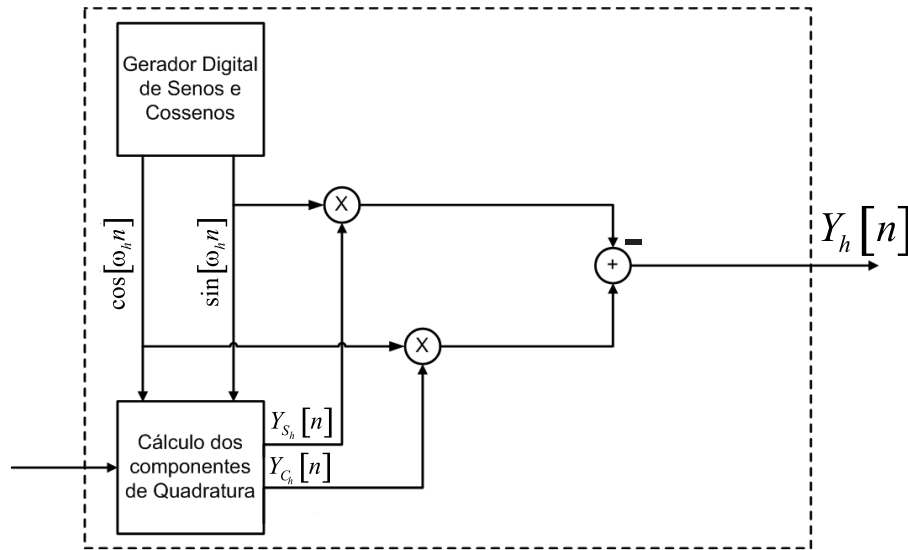


Figura 5: Núcleo de decomposição do harmônico h

2.2 Vantagens e Desvantagens

Como todas as técnicas, a SWRDFT tem algumas vantagens e desvantagens. Entre as principais vantagens, pode-se citar:

- Transitório da decomposição é de apenas um ciclo da componente fundamental;
- Não há atraso de fase no sinal de saída;
- Baixo esforço computacional, o que torna o método adequado para operações em tempo real.

A questão do baixo esforço computacional é extremamente importante na concepção do TVHA. O analisador tem como objetivo principal a decomposição em tempo real dos sinais provenientes de sistemas elétricos, utilizando-se de algoritmos embarcados em plataforma DSP. 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 algumas desvantagens (ou limitações) importantes e que devem ser consideradas e que 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 inter-harmônicos pode gerar estimações e decomposições incorretas, pois afetam os harmônicos próximos.

2.2.1 Compensação de Amplitude e Fase

A presença de circuitos analógicos de entrada, como filtros *anti-aliasing*, circuitos para condicionamento dos sinais e instrumentos de medição (como transformadores de corrente e de potencial) podem gerar distorções, tanto na amplitude quanto na fase do sinal original. Assim, quando for realizada a decomposição harmônica através da SWRDFT, as decomposições apresentarão erros em relação aos harmônicos originais. Desta forma, é necessário corrigir estes deslocamentos de fase e distorções de amplitude para que a reconstrução do sinal seja correta.

Para isto, considere o caso de um sinal $A_h \cos[\omega_h n + \theta_h]$, onde A_h é a amplitude e θ_h é a fase original do sinal para a frequência ω_h . Após este sinal passar pelo sistema de condicionamento e pelo filtro *anti-aliasing*, ele apresenta a forma $A_h \alpha_h \cos[\omega_h n + \theta_h + \phi_h]$, onde α_h é a distorção na amplitude e ϕ_h o deslocamento de fase causado pelo sistema de condicionamento e filtragens na frequência ω_h . Pode-se escrever então que

$$\begin{aligned} x[n] &= A_h \alpha_h \cos[\omega_h n + \theta_h + \phi_h] = \\ &= A_h \alpha_h \cos[\theta_h + \phi_h] \cdot \cos[\omega_h n] - A_h \alpha_h \sin[\theta_h + \phi_h] \cdot \sin[\omega_h n], \end{aligned} \quad (2.11)$$

onde

$$\begin{aligned} \hat{Y}_{C_h}[n] &= A_h \alpha_h \cos[\theta_h + \phi_h] \\ \hat{Y}_{S_h}[n] &= A_h \alpha_h \sin[\theta_h + \phi_h] \end{aligned} \quad (2.12)$$

As variáveis $\hat{Y}_{C_h}[n]$ e $\hat{Y}_{S_h}[n]$ são os componentes em quadratura calculados através da Equação (2.8). Estes componentes possuem o erro de amplitude e fase causado pelo filtro de entrada. Espera-se então que os componentes em quadratura corrigidos apresentem a forma

$$\begin{aligned} Y_{C_h}[n] &= A_h \cos[\theta_h] \\ Y_{S_h}[n] &= A_h \sin[\theta_h] \end{aligned} \quad (2.13)$$

Utilizando as identidades trigonométricas e realizando as substituições adequadas, pode-se simplificar as Equações (2.12):

$$\hat{Y}_{C_h}[n] = (A_h \cos[\theta_h] \alpha_h \cos[\phi_h] - A_h \sin[\theta_h] \alpha_h \sin[\phi_h]) \quad (2.14a)$$

$$\hat{Y}_{S_h}[n] = (A_h \sin[\theta_h] \alpha_h \cos[\phi_h] + A_h \cos[\theta_h] \alpha_h \sin[\phi_h])$$

$$\hat{Y}_{C_h}[n] = (Y_{C_h}[n] \alpha_h \cos[\phi_h] - Y_{S_h}[n] \alpha_h \sin[\phi_h]) \quad (2.14b)$$

$$\hat{Y}_{S_h}[n] = (Y_{S_h}[n] \alpha_h \cos[\phi_h] + Y_{C_h}[n] \alpha_h \sin[\phi_h])$$

Através da Equação (2.14), pode-se obter então uma relação matricial entre os componentes em quadratura calculados e os esperados:

$$\begin{bmatrix} \hat{Y}_{C_h} \\ \hat{Y}_{S_h} \end{bmatrix} = \alpha_h \begin{bmatrix} \cos(\phi_h) & -\sin(\phi_h) \\ \sin(\phi_h) & \cos(\phi_h) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} Y_{C_h} \\ Y_{S_h} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Sendo assim, pode-se obter os componentes em quadratura corrigidos através de uma relação matricial:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} Y_{C_h} \\ Y_{S_h} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\alpha_h} \begin{bmatrix} \cos(\phi_h) & -\sin(\phi_h) \\ \sin(\phi_h) & \cos(\phi_h) \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} \hat{Y}_{C_h} \\ \hat{Y}_{S_h} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{\alpha_h} \begin{bmatrix} \cos(\phi_h) & \sin(\phi_h) \\ -\sin(\phi_h) & \cos(\phi_h) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \hat{Y}_{C_h} \\ \hat{Y}_{S_h} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Desta forma, pode-se criar então uma matriz de correção C , onde:

$$C = \begin{bmatrix} \cos(\phi_h) & \sin(\phi_h) \\ -\sin(\phi_h) & \cos(\phi_h) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Define-se então uma equação para correção do erro de amplitude e de fase causado pelos filtros de entrada de um sistema:

$$\begin{bmatrix} Y_{C_h} \\ Y_{S_h} \end{bmatrix} = \frac{1}{\alpha_h} \times C \times \begin{bmatrix} \hat{Y}_{C_h} \\ \hat{Y}_{S_h} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

O ângulo ϕ_h correspondente ao atraso de fase e a distorção α_h são conhecidos através do projeto dos filtros do sistema. Desta forma, basta mapear a distorção e o ângulo para cada uma das frequências harmônicas e realizar a correção através da Equação (2.18).

Na Figura 7 tem-se uma simulação realizada em MATLAB, da decomposição de um sinal contendo harmônicos e filtrado por um filtro *anti-aliasing* (Figura 6) e decomposto através da SWRDFT. Pode-se observar que o harmônico decomposto possui a fase do sinal original, conforme esperado. Pode-se observar a diferença entre o sinal decomposto e o sinal que sai do filtro *anti-aliasing*. É importante salientar que, para os harmônicos mostrados, o filtro não apresentou distorção de amplitude, portanto utilizou-se $\alpha = 1$. O erro médio quadrático para a reconstrução dos 4 harmônicos pode ser visto na Tabela 1. Pode-se observar uma redução significativa no erro quando utiliza-se o método de correção.

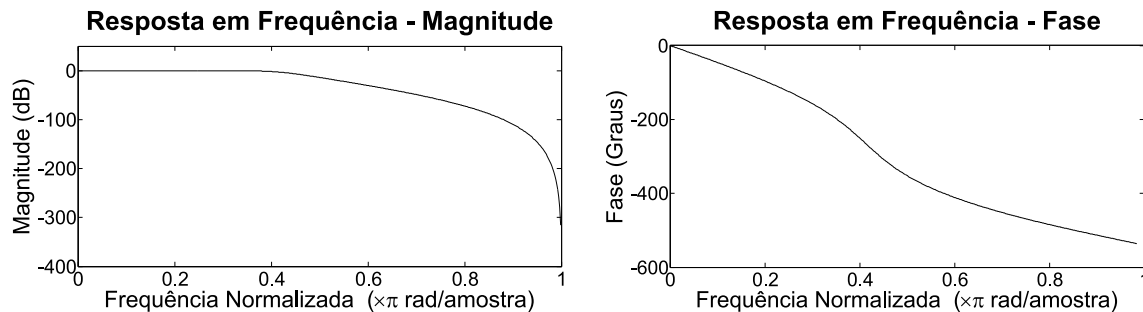


Figura 6: Resposta em Frequência do Filtro Utilizado na Simulação

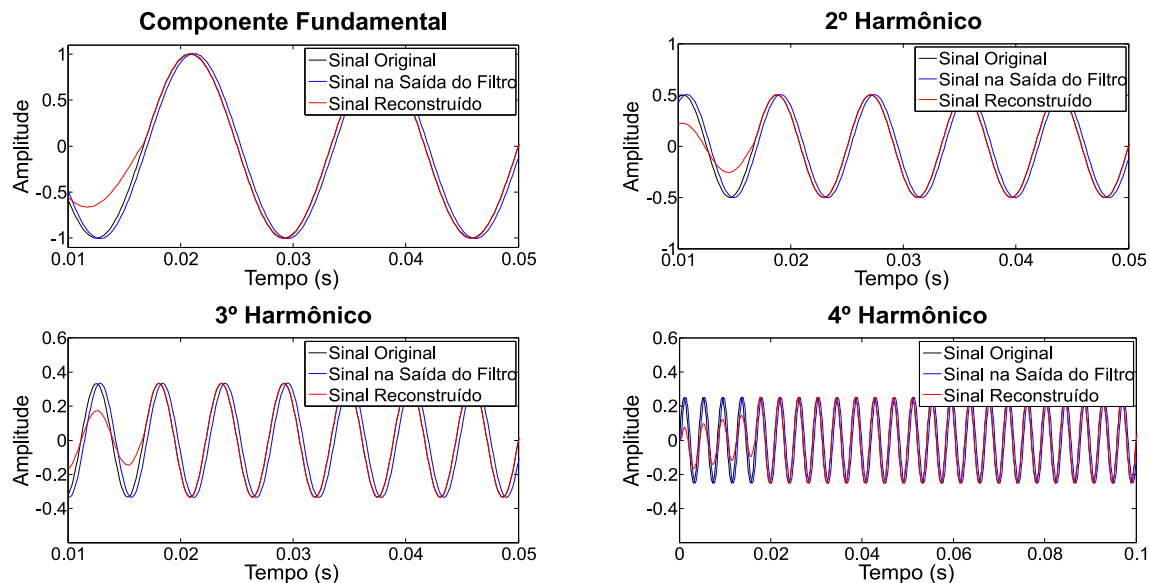


Figura 7: Harmônicos com Fase Corrigida

2.2.2 Amostragem Assíncrona

Para fazer uma análise relacionada à amostragem assíncrona, foi gerado um sinal contendo a componente fundamental e harmônicos, através da Equação (2.19), onde f_0 é a frequência fundamental do sinal, h é o harmônico e T_s é o período de amostragem.

Erro Médio Quadrático na Correção de Fase		
	Sem Correção	Com Correção
Comp. Fundamental	$76.9e^{-4}$	$0.242e^{-4}$
2º Harmônico	$76.7e^{-4}$	$0.110e^{-4}$
3º Harmônico	$76.4e^{-4}$	$0.852e^{-4}$
4º Harmônico	$76.0e^{-4}$	$0.075e^{-4}$

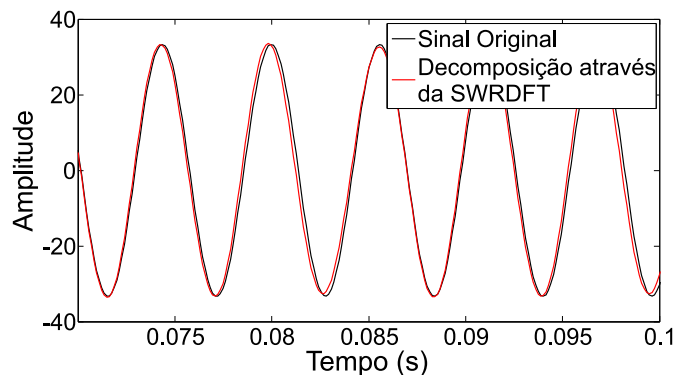
Tabela 1: Erro Médio Quadrático do Sinal Reconstruído com Correção de Fase

$$x[n] = \sum_{h=1}^H \frac{A}{h} \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot h \cdot f_0 \cdot T_s \cdot n] \quad (2.19)$$

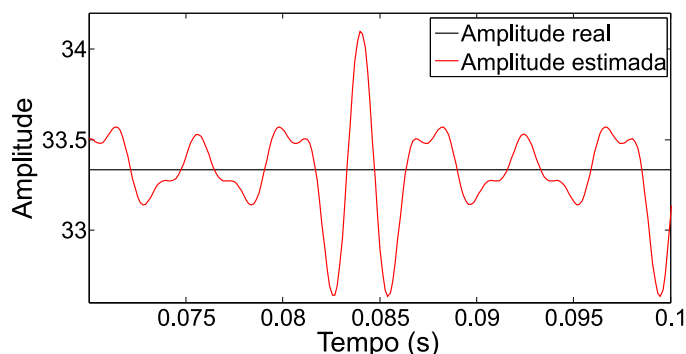
O caso a ser analisado é de um sinal com frequência fundamental de 59.4Hz, composto da componente fundamental mais 15 harmônicos, e A igual a 100. Sendo assim, o sinal tem um desvio de 1% (-0.6Hz) relativo à frequência nominal do sistema elétrico de potência. Além disso é importante salientar que o gerador de senos e cossenos gera os sinais com frequência de $(h \cdot 60)Hz$ e a frequência de amostragem permanece igual a 7680Hz, ou seja, 128 pontos por ciclo de 60Hz. Assim, o sinal gerado estaria caracterizado como um sinal com amostragem assíncrona, visto que o período de amostragem de $\frac{1}{f_s} = 130.21\mu s$ não corresponde a um período inteiro do sinal.

A influência da amostragem assíncrona na decomposição harmônica deste sinal pode ser vista na Figura 8. Na Figura 8(a) tem-se um comparativo entre o terceiro harmônico do sinal original e o terceiro harmônico extraído utilizando a SWRDFT. Pode-se claramente notar que há um erro entre a decomposição e o sinal original, erro esse causado pela amostragem assíncrona. Na Figura 8(b) tem-se o comparativo entre a amplitude estimada do terceiro harmônico e a amplitude real do mesmo. É uma outra maneira de perceber o efeito da amostragem assíncrona na SWRDFT.

Observando a figura, percebe-se que a amplitude estimada oscila em torno do valor esperado, visto que o sinal tem amplitude fixa de $\frac{100}{3}$. O erro máximo na estimação da amplitude é próximo a 1.85%. Assim um desvio de frequência de 1% gerou um erro máximo próximo a 1.85% na estimação da amplitude. Na Figura 9, pode-se observar o erro máximo na estimativa da amplitude para os 15 harmônicos. Observa-se que o erro para os harmônicos de mais alta ordem é maior devido ao desvio na frequência também ser maior. Na Figura 10, tem-se o erro percentual máximo para cada componente harmônica à medida que o desvio na frequência fundamental vai aumentando (de 0Hz à 10Hz). Nota-se que para a componente fundamental, por exemplo, o erro máximo quando há um desvio de 2% (frequência de 58.8Hz) é de aproxi-



(a) Decomposição x Sinal Original



(b) Amplitude Estimada x Amplitude Original

Figura 8: Efeitos da amostragem assíncrona na decomposição harmônica utilizando a SWRDFT

madamente 2%, para o terceiro harmônico aproximadamente 3.3% e para o quinto harmônico 5.6%.

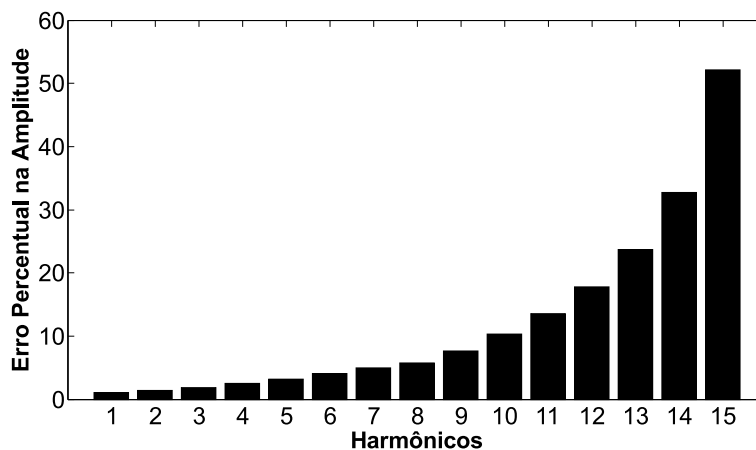


Figura 9: Erro percentual na estimativa da amplitude para variação de frequência de 1%

O sinal decomposto é mostrado na Figura 8, apesar de apresentar erro em sua amplitude devido à variação na frequência do sinal de entrada, possui a mesma frequência do sinal (59.4Hz). As componentes harmônicas, quando há variação na frequência, são vistas pelos filtros da DFT como componentes inter-harmônicas, visto que não apresentam a frequência

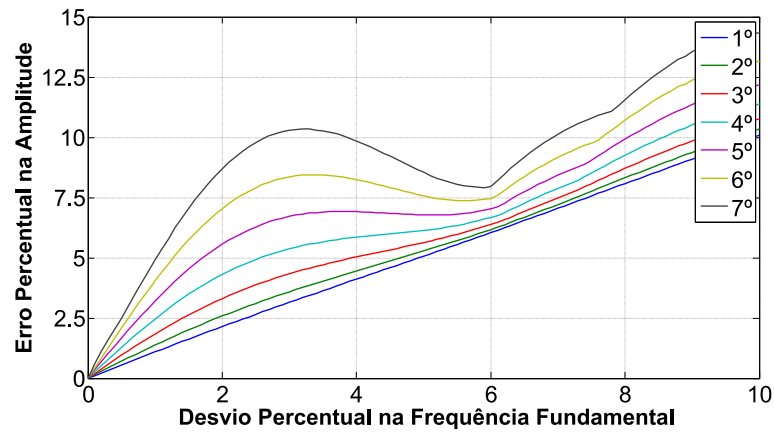


Figura 10: Erro percentual na estimação da amplitude devido a variações na frequência fundamental

correta do harmônico.

2.2.3 Presença de Inter-Harmônicos

Para o caso da presença de inter-harmônicos, se houver uma componente na frequência $\omega_h + \Delta\omega$ quando for realizada a extração do harmônico ω_h , esta componente irá causar uma distorção na decomposição do harmônico de interesse, visto que ela se encontra dentro de uma faixa do filtro da SWRDFT onde a rejeição não é elevada. Este caso pode ser observado na Figura 11.

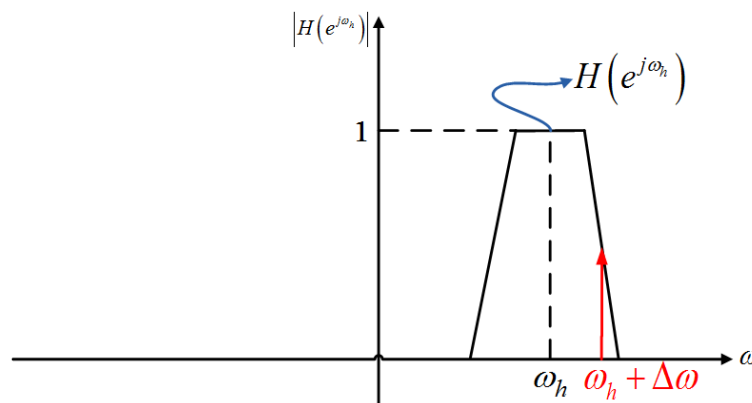


Figura 11: SWRDFT na presença de um inter-harmônico

Para observar os efeitos da presença de um inter-harmônico, é analisado o caso do mesmo sinal anterior, porém adicionando-se um inter-harmônico em 174Hz com $\frac{1}{3}$ da amplitude da componente fundamental. De acordo com a Figura 11, é esperado que a presença do inter-harmônico cause uma distorção na decomposição dos harmônicos adjacentes. Este efeito pode

ser verificado na Figura 12. Nos quatro harmônicos adjacentes ao inter-harmônico, é observada uma distorção na decomposição do sinal, gerando uma decomposição com erros. À medida que se aproxima do inter-harmônico (por exemplo, decomposição do terceiro harmônico), essa distorção se torna mais acentuada, gerando uma decomposição bastante incorreta.

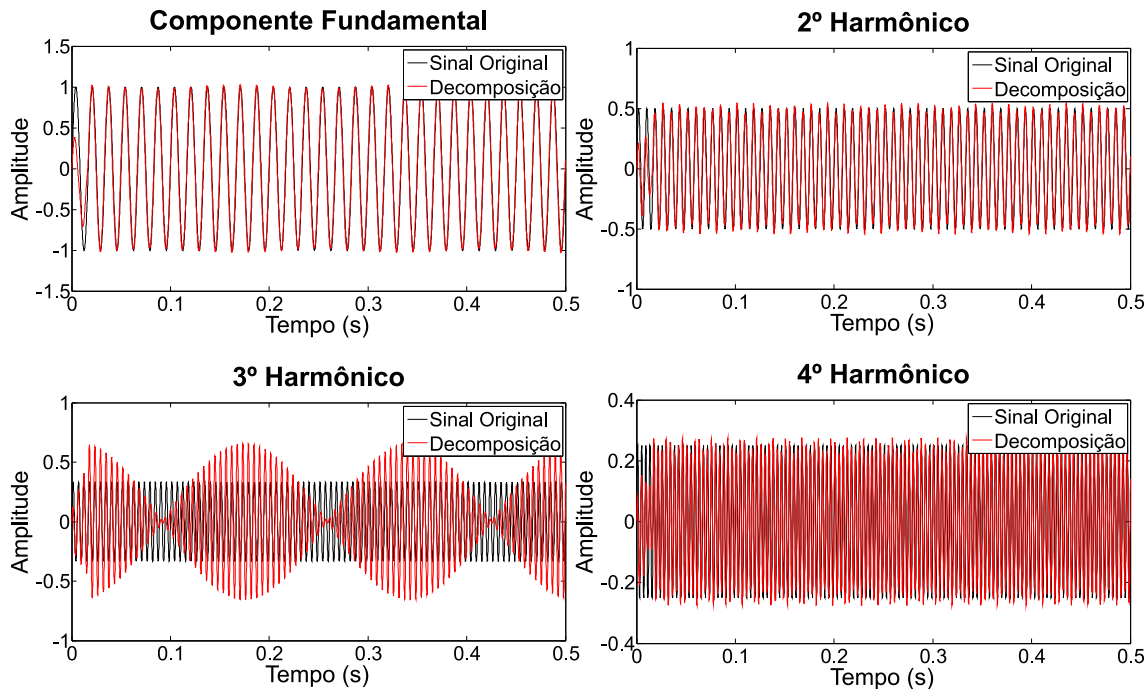


Figura 12: Decomposição do sinal contendo harmônicos e inter-harmônicos

2.3 Análises Teóricas

Com o objetivo de explorar algumas vantagens da decomposição harmônica e prover uma nova possibilidade de interpretação trazida pelo analisador, dois casos são analisados. O primeiro é o caso de um sinal onde há um inter-harmônico somado à componente fundamental e o segundo, um sinal onde há uma componente fundamental modulada por uma função senoidal.

Para o primeiro caso tem-se então um sinal sintético, gerado através da Equação (2.20) e que representa a adição de um inter-harmônico à componente fundamental do sinal. Nesta equação, f_i é a frequência do inter-harmônico gerado e A_i a amplitude do inter-harmônico. O sinal gerado tem frequência fundamental de 60Hz, o inter-harmônico gerado é de 174Hz, a amplitude do inter-harmônico é $\frac{1}{3}$ e o período de amostragem é de 130.21us, o que corresponde a 128 pontos por ciclo da componente fundamental (frequência de amostragem f_s de 7680Hz).

$$x_1[n] = \cos[2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot T_S \cdot n] + A_i \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot T_S \cdot n] \quad (2.20)$$

A Figura 13 mostra a decomposição harmônica do sinal gerado. Percebe-se que o inter-harmônico de 174Hz espalha-se para os harmônicos adjacentes, segundo e quarto. Este efeito é o chamado vazamento espectral (ou *leakage*). Isto ocorre devido ao método da SWRDFT utilizar um filtro de decomposição, o mesmo usado na análise da DFT. Entretanto a decomposição revela uma informação que não está clara quando se analisa o sinal utilizando a FFT. A FFT de 12 ciclos do sinal, conforme recomendado pela IEC61000-4-30, pode ser vista na Figura 14. Observa-se que não é possível afirmar quais frequências estão presentes próximo ao terceiro harmônico (a que apresenta maior amplitude é a de 175Hz, porém aparecem outras próximas). Entretanto, através da decomposição apresentada na Figura 13, pode-se observar que os sinais que aparecem no segundo e quarto harmônicos têm frequência de 174Hz, a mesma observada no terceiro harmônico. Desta forma é possível concluir, utilizando a decomposição harmônica, que o sinal contém inter-harmônico e que este se espalha para as frequências adjacentes. A estimação de frequência dos sinais foi feita utilizando o método baseado em cruzamento por zeros.

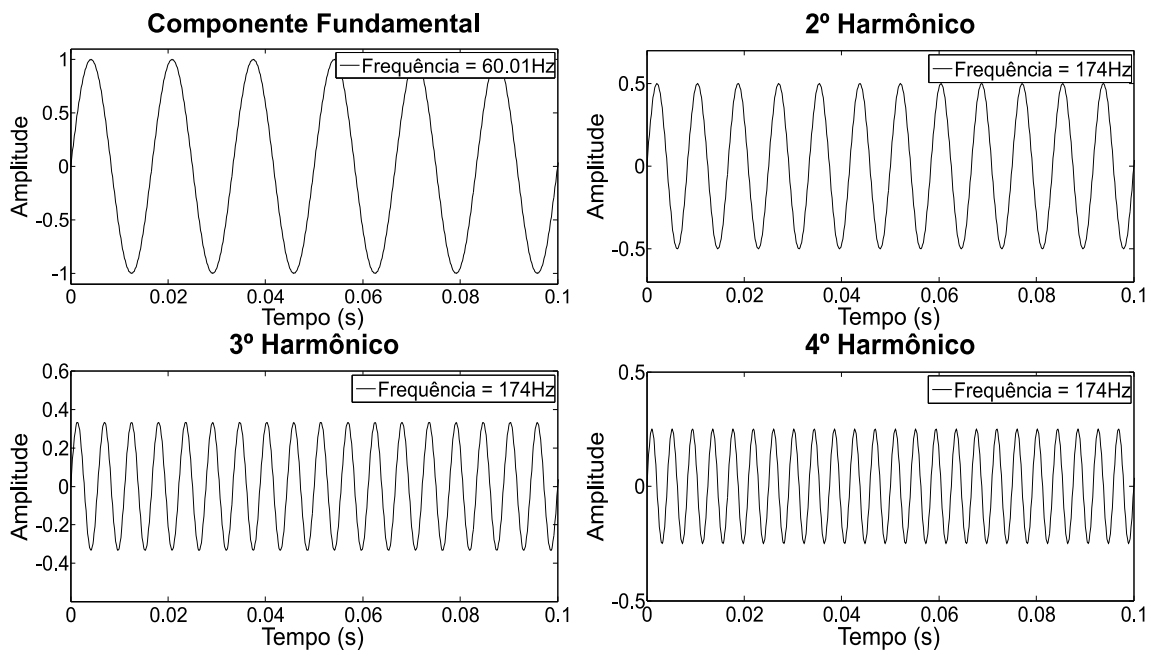


Figura 13: SWRDFT na presença de um inter-harmônico

O segundo caso a ser analisado é de um sinal contendo a componente fundamental modulada por uma função senoidal, conforme mostra a Equação (2.21), onde f_0 representa a frequência fundamental do sinal, f_m é a frequência de modulação, A_m a amplitude da modulação e T_s o período de amostragem. O caso analisado será de um sinal com $f_0 = 60\text{Hz}$, $f_m = 8\text{Hz}$, $A_m = 0.25$ e T_s novamente 130.21 μs . O sinal gerado pode ser visto na Figura 15.

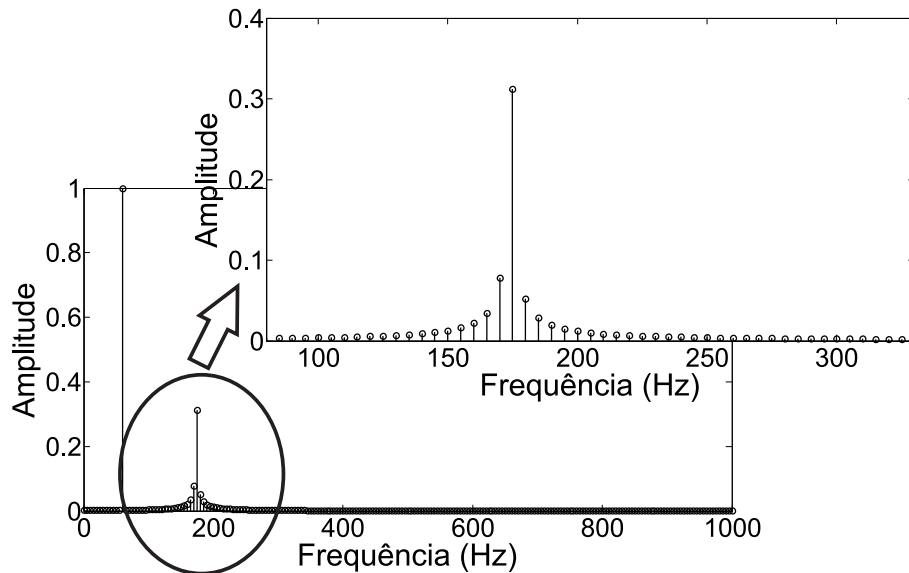


Figura 14: FFT do sinal contendo o inter-harmônico

$$x_2[n] = (1 + A_m \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot T_S \cdot n]) \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot T_S \cdot n] \quad (2.21)$$

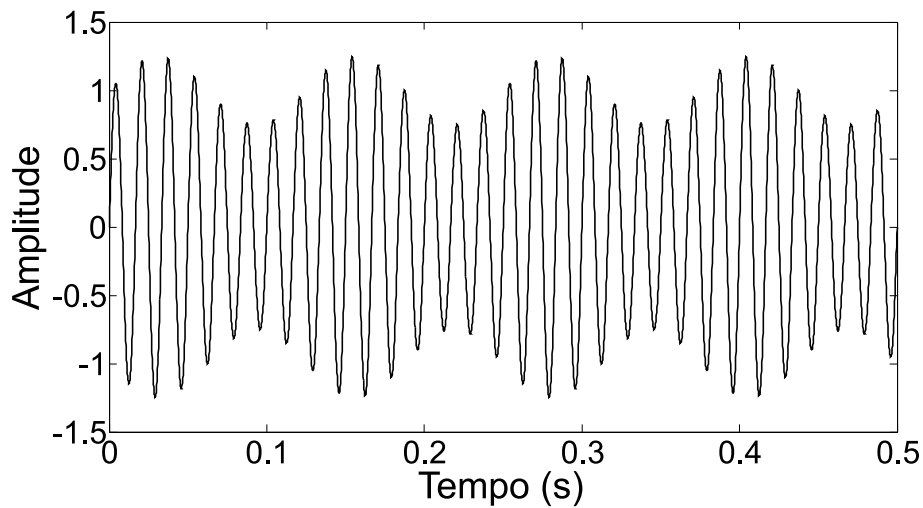


Figura 15: Flutuação devido à modulação da componente fundamental

A Figura 16 mostra a decomposição harmônica do sinal $x_2[n]$. É possível perceber que o sinal que aparece na componente fundamental é variante no tempo. De fato, o sinal $x_2[n]$ pode ser escrito em uma forma compacta $x_2[n] = A_h[n] \cdot \cos(h \cdot \omega_0 + \theta[n])$. Este sinal $x_2[n]$ é composto por uma componente fundamental mais dois inter-harmônicos próximos à ela.

Neste trabalho um sinal é definido como variante no tempo se ele pode ser escrito na forma geral mostrada na Equação (2.22), onde $A_h[n]$ é a amplitude do sinal, variando no tempo

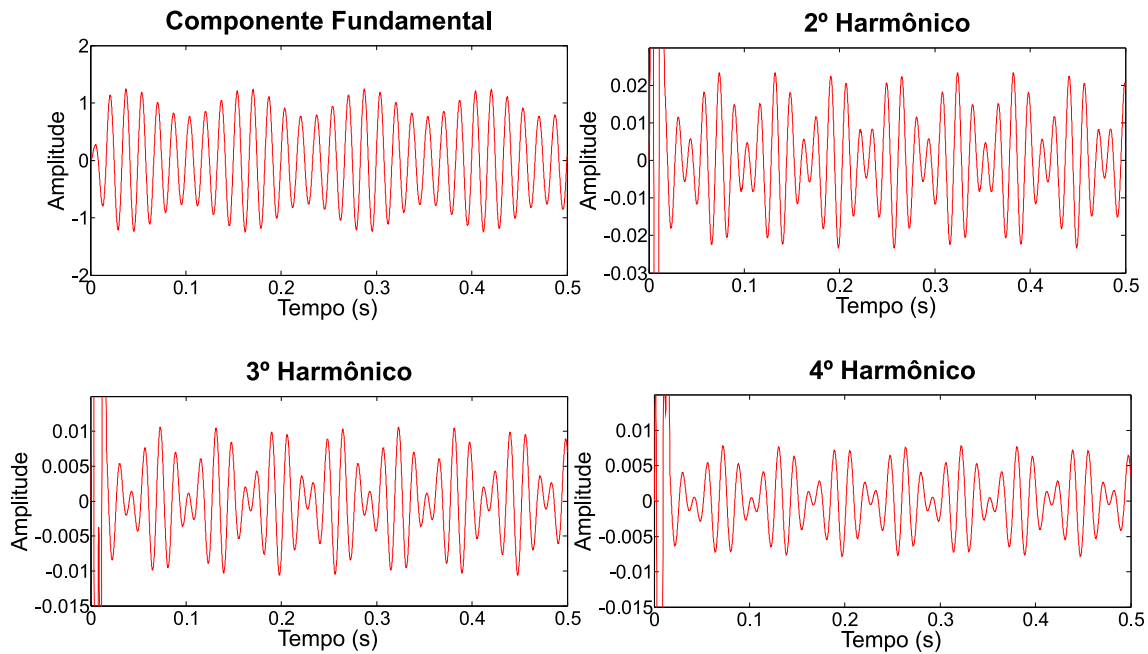


Figura 16: Decomposição do sinal com modulação

discreto n .

$$x_h[n] = A_h[n] \cdot \cos(h \cdot \omega_0 + \theta[n]) \quad (2.22)$$

Observando a Figura 16 é difícil dizer se a Equação (2.22) se aplica ou não. Entretanto ela mostra que os harmônicos em análise (2º, 3º e 4º) apresentam formas de onda semelhantes, o que indica que elas são inexistentes sendo apenas imagens atenuadas dos inter-harmônicos que se encontram próximos da componente fundamental. Através destas análises é possível concluir que estas componentes que surgem nos harmônicos próximos à componente fundamental são resultado de espalhamento espectral. Isso pode ser observado primeiramente devido ao decaimento na energia dos harmônicos subsequentes e segundo devido à forma de onda ser sempre a mesma.

2.4 Definição de parâmetros auxiliares para análise gráfica

A discussão anterior mostrou que para algumas classes de sinais é possível identificar a existência de componentes inter-harmônicas ou sinais de modulação através da observação gráfica das decomposições. Entretanto não existe ainda uma experiência acumulada que permita, a partir das decomposições, identificar as diversas combinações que podem ocorrer no mundo real. Deste modo, é de grande importância definir alguns parâmetros que possam auxiliar a

análise gráfica. Embora a identificação destes parâmetros constitui um tema de investigação futura, o presente trabalho utiliza-se de alguns parâmetros básicos e apresenta uma estrutura de auxílio à análise gráfica que une todos os parâmetros apresentados.

2.4.1 Fator de Crista

O Fator de Crista - *Crest Factor* (FC) é definido como a relação entre o pico da amplitude do sinal e seu valor eficaz (RMS), conforme apresentado na Equação (2.23). Para um sinal senoidal, o fator de crista é $\sqrt{2}$. Entretanto, para um sinal não senoidal o fator de crista pode ser maior ou menor do que este valor.

$$FC = \frac{|x_{PICO}|}{x_{RMS}} \quad (2.23)$$

O fator de crista pode ser entendido também como um indicador do nível de distorção harmônica do sinal. Se o fator de crista de um sinal for muito maior ou menor do que $\sqrt{2}$, pode-se concluir que este sinal apresenta elevada distorção. Neste trabalho, o fator de crista é utilizado para verificar se um sinal varia sua amplitude no tempo, calculando-se o fator de crista de cada decomposição. O cálculo do valor RMS da decomposição é feito através de um filtro média-móvel, com janela de 1 ciclo do sinal, conforme Equação (2.24).

$$y_h^{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} (y_h[n-l])^2} \quad (2.24)$$

Conforme dito anteriormente, para ser considerado um sinal senoidal puro, o fator de crista deve ser igual à $\sqrt{2}$. Entretanto, será utilizada aqui uma tolerância de $\pm 2\%$ em torno deste valor, tolerância esta definida de forma empírica. Dentro desta faixa o sinal poderá ser considerado puramente senoidal, pois não apresentará variações de amplitude consideráveis.

Este processo de cálculo do fator de crista é feito através de janelas de comprimentos variáveis. É calculado assim o valor RMS e máximo de uma janela do sinal e dado o fator de crista. Quando o valor calculado é maior ou menor do que $\sqrt{2}$, a janela é colocada nos gráficos em cor vermelha, indicando que o sinal está variando (não é uma senóide de amplitude constante). É importante salientar que, por se tratar de uma metodologia nova, a escolha de alguns parâmetros como a tolerância no fator de crista e o tamanho da janela a ser utilizada é totalmente empírica. Neste trabalho, utilizou-se janelas de 10 ciclos (50Hz) e 12 ciclos (60Hz) pois, segundo a norma IEC 61000-4-7, os equipamentos de medição de harmônicos devem realizar a estimação dentro deste número de ciclos para efeitos de monitoramento de limites

harmônicos.

Para testar a utilização do fator de crista como indicativo de variação no tempo de um sinal utilizou-se o sinal, apresentado em (SILVEIRA et al., 2008). Este sinal é representado pela Equação (2.25), onde h é a ordem do harmônico (de 1 até 15), A_h é a amplitude do harmônico correspondente, ω_0 a frequência fundamental, $f[n]$ e $g[n]$ funções exponenciais ou valores constantes.

$$x[n] = \sum_{h=1}^N A_h \cdot \sin[h\omega_0 n] \cdot f[n] + g[n] \quad (2.25)$$

O sinal ainda é dividido em quatro seções, de forma que contenha harmônicos no estado permanente e harmônicos variantes no tempo, incluindo alterações abruptas e moduladas de magnitude e fase, bem como a componente DC. O sinal pode ser visto na Figura 17.

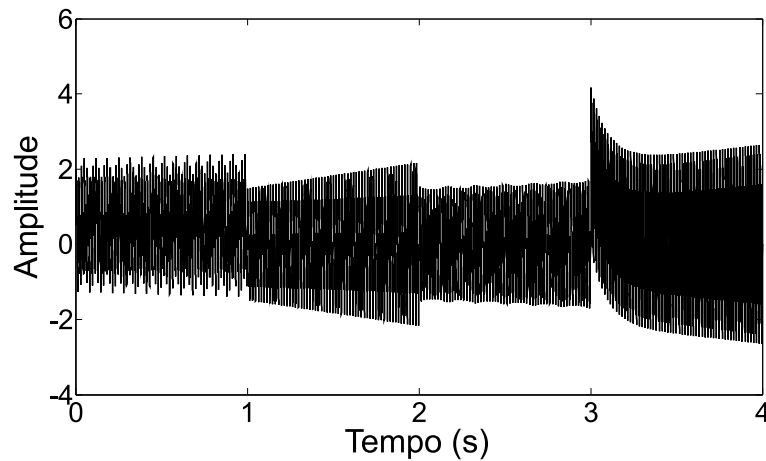


Figura 17: Sinal sintético utilizado

A decomposição do sinal mostrado bem como a análise relativa ao fator de crista de uma janela de 12 ciclos do sinal pode ser vista na Figura 18. Utilizando a análise através do fator de crista pode-se perceber que o sinal possui trechos onde há variação de amplitude (vermelho) e trecho onde estas variações não ocorrem (preto). Na Figura 19, tem-se o fator de crista para cada uma das janelas de 12 ciclos, referentes à decomposição do segundo harmônico. As linhas em vermelho indicam o limite de $\pm 2\%$. Por este gráfico, a variação do fator de crista entre as janelas fica claramente perceptível. Analisando a decomposição do segundo harmônico na Figura 18 percebe-se que quanto maior a variação na amplitude do sinal, maior é o fator de crista calculado. Foi possível concluir então que, através do cálculo do fator de crista de uma janela do sinal, foi possível dizer se há variações significativas de amplitude dentro desta janela, classificando o sinal como variante ou não variante no tempo.

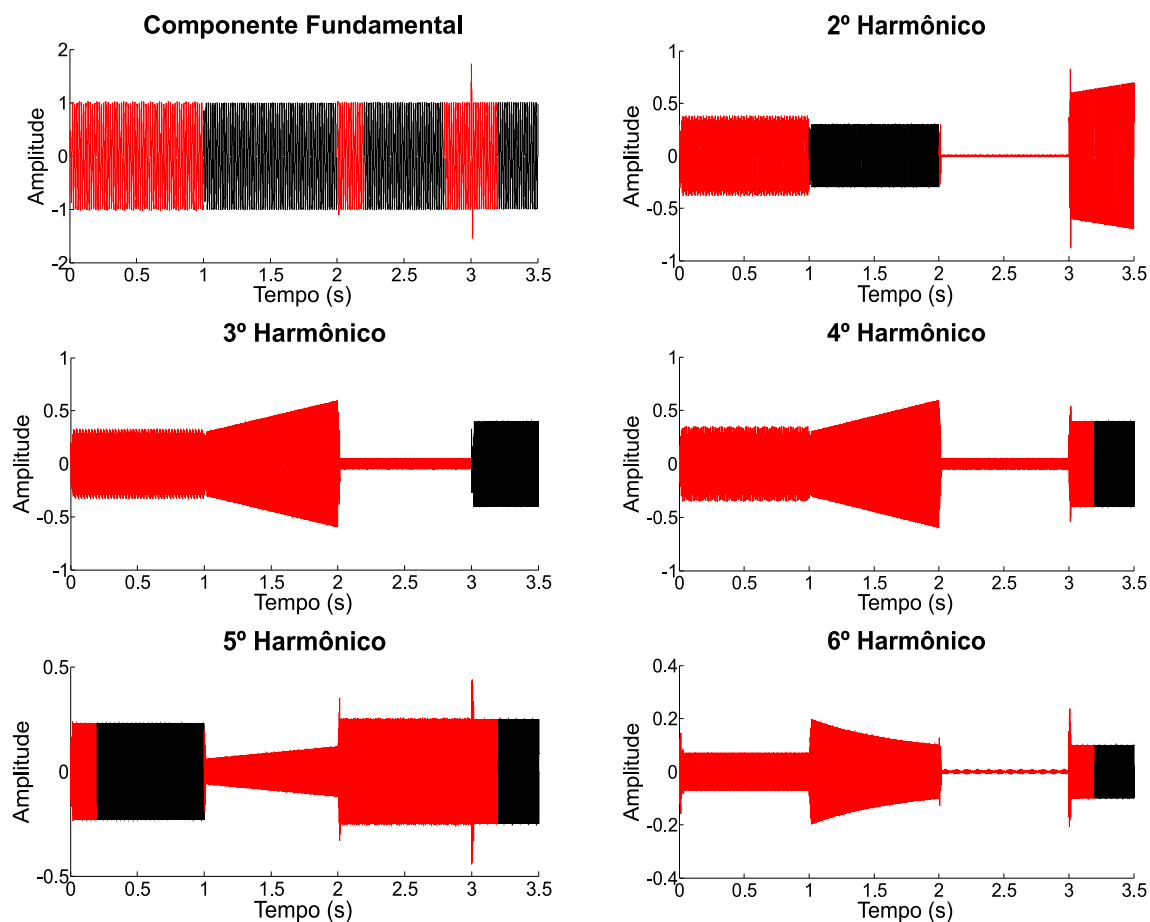


Figura 18: Decomposição harmônica do sinal sintético utilizado

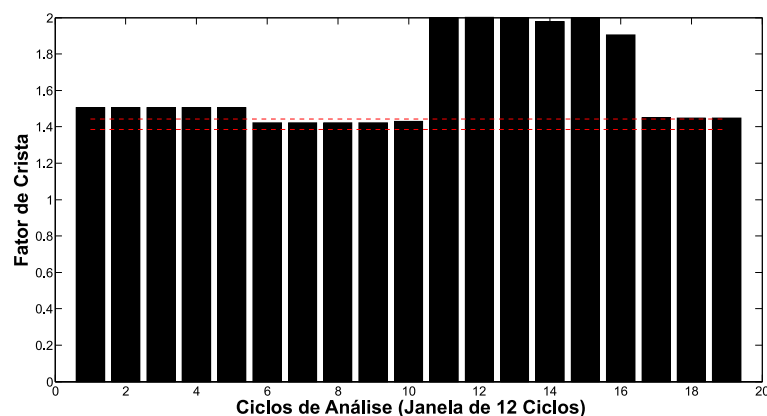


Figura 19: Fator de Crista - 2º harmônico

2.4.2 Taxa de Distorção da Decomposição

Outro parâmetro que pode ser utilizado na análise gráfica é definido neste trabalho como Taxa de Distorção da Decomposição (TDD). Esta taxa indica o quanto há de distorção no harmônico decomposto, o que pode auxiliar na identificação de componentes inter-harmônicas

e de espalhamento espectral. O método utiliza filtros *notch* para eliminação da componente harmônica da decomposição e compara a energia do sinal decomposto com o sinal na saída do filtro *notch* sintonizado.

Da mesma forma que o fator de crista, o cálculo desta distorção é feito de forma janelada. A cada janela de N ciclos, calcula-se a TDD e informa-se a distorção desta decomposição. Seja então a decomposição $y_h[n]$ de uma janela de N ciclos do sinal. Esta decomposição passa através de um filtro *notch* sintonizado em ω_h , gerando assim um sinal $m_h[n]$ que não contém o harmônico de interesse, ou seja, a saída deste filtro corresponde apenas às componentes que não sejam da frequência do harmônico desejado (inter-harmônicos). Realizada esta operação de filtragem, calcula-se a energia tanto de $y_h[n]$ quanto de $m_h[n]$ conforme mostrado nas Equações (2.26), onde N é o tamanho da janela. A taxa de distorção é dada pela relação entre a energia da decomposição e a energia da saída do filtro *notch*, conforme mostrado na Equação (2.27). Uma visão geral do algoritmo pode ser vista na Figura 20.

$$E[y_h] = \sum_1^N (y_h[n])^2 \quad (2.26a)$$

$$E[m_h] = \sum_1^N (m_h[n])^2 \quad (2.26b)$$

$$TDD = \frac{E(m_h)}{E(y_h)} \quad (2.27)$$

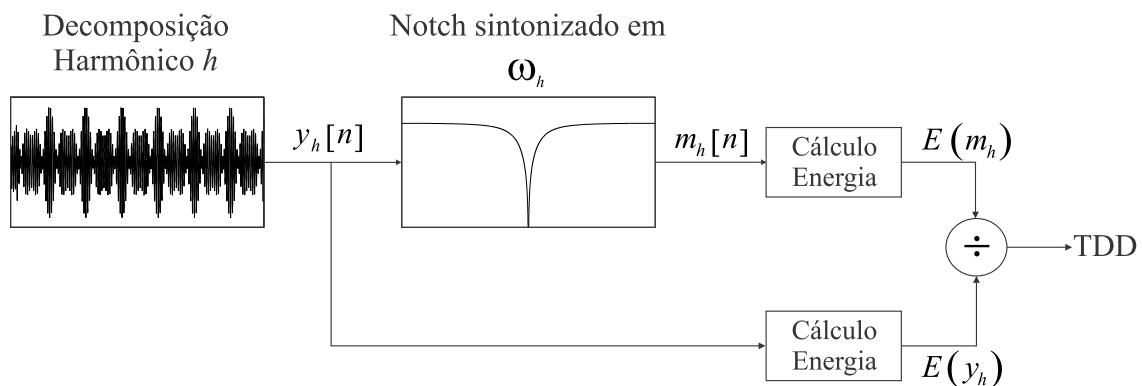


Figura 20: Cálculo da Taxa de Distorção da Decomposição

O valor encontrado através da estrutura é uma relação percentual entre a decomposição e o sinal que não pertence à frequência ω_h daquela decomposição. Esta relação indica o quanto

a decomposição está corrompida pelo sinal que não pertence à frequência de interesse. Valores próximos de 0% indicam que o sinal não está corrompido por outras componentes. Já para uma TDD acima de uma tolerância, definida de forma empírica, pode-se dizer que o sinal encontra-se distorcido por outras componentes, e não é apenas a componente harmônica desejada. Além disso, o valor de $E(m_h)$ por si só pode ser muito significativo, pois pode auxiliar na identificação da origem do inter-harmônico.

Para analisar estas considerações, seja um sinal $x[n]$ que contenha a componente fundamental mais harmônicos e um inter-harmônico em 191Hz. Conforme mostrado na Seção 2.2.3, a SWRDFT tem a limitação de causar decomposições incorretas quando há a presença de inter-harmônicos no sinal, distorcendo a decomposição dos harmônicos próximos à localização do inter-harmônico. O sinal contém 50 ciclos da componente fundamental e a janela utilizada para o cálculo será de 12 ciclos.

A decomposição do sinal pode ser vista na Figura 21. A tolerância utilizada na TDD foi de 1%, ou seja se a TDD estiver acima de 1% pode-se dizer que a componente encontra-se distorcida. Os gráficos que se encontram em azul são aqueles onde a TDD ultrapassou a tolerância especificada e, desta forma, encontram-se corrompidos pelo inter-harmônico presente no sinal. A taxa de distorção das decomposições para cada janela do sinal pode ser vista também na Tabela 2. Sendo assim, pode-se concluir que as decomposições encontram-se corrompidas por uma componente inter-harmônica. Mais ainda, pelo valor da TDD pode-se verificar que o harmônico mais distorcido é o terceiro, embora a influência do inter-harmônico se manifesta também nas outras componentes.

No caso mostrado, onde há apenas um inter-harmônico e não há variações de amplitude, apenas analisando graficamente as decomposições é possível identificar a faixa onde se encontra esta componente que causa a distorção. Analisando a Figura 21 nota-se que a decomposição do terceiro harmônico é a que apresenta maior oscilação, seguida da decomposição do quarto-harmônico. Assim, é possível constatar que há uma componente entre 180Hz e 240Hz. Este comportamento pode ser visto também na Tabela 2. A primeira janela apresenta sempre uma distorção maior devido ao transitório dos filtros. Porém, nas janelas seguintes, é possível perceber que a maior parte da distorção encontra-se no 3° e 4° harmônicos, sucessivamente. Assim, é possível concluir que a componente inter-harmônica se encontra na faixa dita anteriormente.

A energia da saída dos filtros *notch* também pode auxiliar na localização do inter-harmônico existente no sinal. Como o sinal mostrado não apresenta alterações de amplitude ao longo do tempo, será analisada apenas a energia $E(m_h)$ da terceira janela do sinal (Tabela 3).

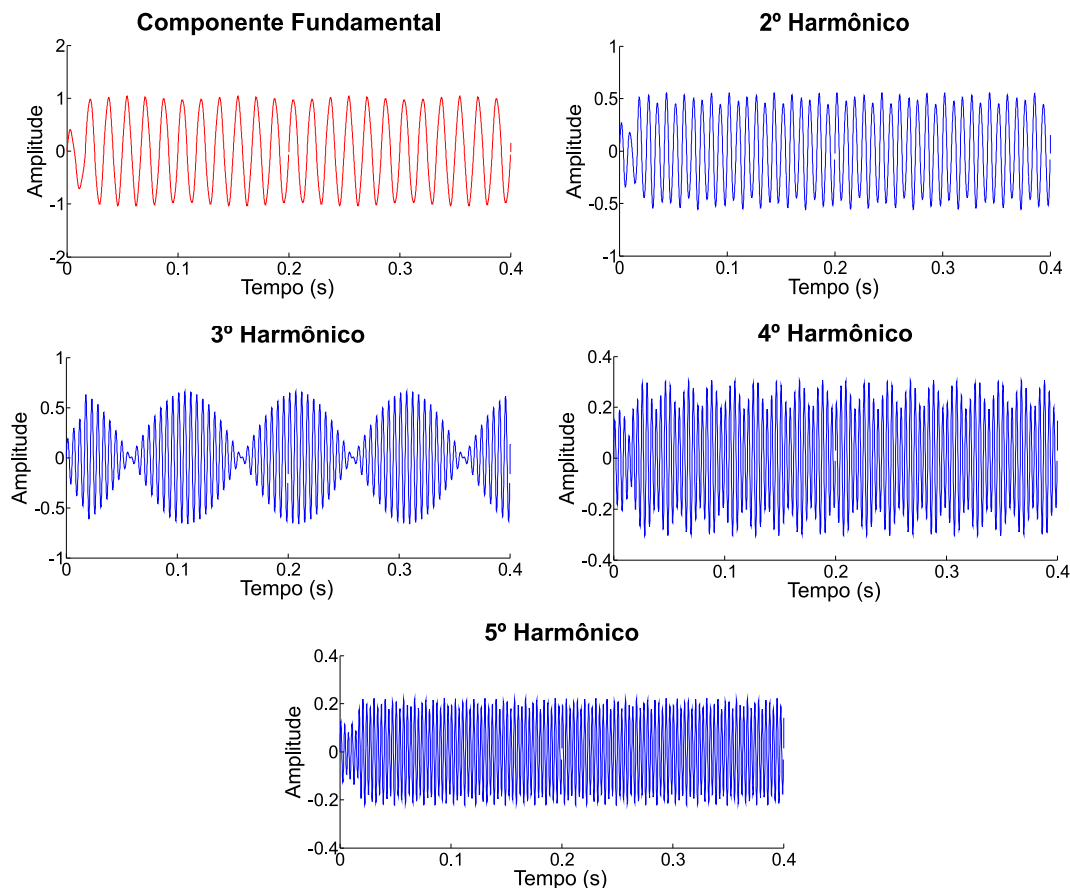


Figura 21: Decomposição de sinal contendo inter-harmônico em 190Hz

Taxa de Distorção da Decomposição (%)					
	1º Harmônico	2º Harmônico	3º Harmônico	4º Harmônico	5º Harmônico
1ª Janela	0.782	1.214	5.163	3.260	1.132
2ª Janela	0.137	1.091	5.283	3.230	1.135
3ª Janela	0.136	1.088	5.308	3.232	1.133
4ª Janela	0.136	1.087	5.340	3.231	1.130
5ª Janela	0.136	1.087	5.356	3.228	1.126

Tabela 2: Taxa de Distorção da Decomposição do sinal com inter-harmônico em 190Hz

Pode-se observar que a energia na saída do filtro *notch* do 3º harmônico é a que apresenta maior energia. Desta forma, pode-se concluir que o inter-harmônico existente no sinal encontra-se próximo à este harmônico.

$E(m_h)$					
	1º Harmônico	2º Harmônico	3º Harmônico	4º Harmônico	5º Harmônico
3ª Janela	0.918	1.853	6.824	1.430	0.308

Tabela 3: Energia da saída dos filtros *notch*

Como a SWRDFT tem a limitação de gerar decomposições incorretas se o sinal possuir

inter-harmônicos, o parâmetro de distorção da decomposição pode fornecer uma informação importante na análise destas decomposições: ele pode dizer se o sinal decomposto é puramente o harmônico de interesse ou se o mesmo está corrompido por alguma componente existente no sinal. Para o caso onde o sinal contenha apenas componentes harmônicas, a TDD será igual à zero.

Uma consideração importante é relativa à taxa de distorção da decomposição quando há variação na frequência do sistema. Sabe-se que a SWRDFT necessita que a amostragem do sinal seja síncrona, ou seja, que não exista variações na frequência do sistema. Entretanto, estas variações podem ocorrer e as decomposições podem não estar corretas. Em sistemas de potência interligados pode-se considerar que variações maiores que $\pm 0.1Hz$ são muito raras (IEEE... , 2003). Dentro desta faixa, a TDD é muito pequena se comparada à distorção na presença de um inter-harmônico. Desta forma, a variação na frequência do sistema não é confundida com a presença de um inter-harmônico no sinal de entrada.

Para uma análise final, gerou-se 5 casos diferentes de presença de inter-harmônicos:

- Sinal 1: Componente Fundamental (60Hz) + Harmônicos ;
- Sinal 2: Componente Fundamental (60Hz) + Harmônicos + Inter-Harmônico (145Hz);
- Sinal 3: Componente Fundamental (60Hz) + Harmônicos + Inter-Harmônico (192Hz);
- Sinal 4: Componente Fundamental (60Hz) + Harmônicos + Inter-Harmônicos (145Hz e 192Hz);
- Sinal 5: Modulação na Componente Fundamental.

Em todos os casos a amplitude do inter-harmônico é de $\frac{1}{3}$ da componente fundamental. Na Tabela 4, tem-se a energia da saída dos filtros *notch* para cada um destes sinais para a 4^o janela.

Energia da saída dos filtros <i>notch</i>					
	1 ^o Harmônico	2 ^o Harmônico	3 ^o Harmônico	4 ^o Harmônico	5 ^o Harmônico
Sinal 1	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
Sinal 2	6.882	27.631	10.423	1.474	0.450
Sinal 3	1.239	2.467	9.100	2.085	0.441
Sinal 4	8.016	29.721	19.095	3.482	0.875
Sinal 5	28.916	0.658	0.095	0.029	0.014

Tabela 4: Energia das Saídas do Filtros *notch* para os 5 sinais gerados

É possível retirar algumas conclusões apenas observando a Tabela 4. Para o Sinal 1 percebe-se que não há energia na saída dos filtros *notch*, o que era um resultado esperado visto que não há presença de espalhamento espectral no sinal. Já no Sinal 2 observa-se que a maior parte da energia encontra-se na saída da segunda decomposição, seguido da terceira. Isto pode indicar a presença inter-harmônico entre o segundo e terceiro harmônico. Já para o Sinal 3, percebe-se que a maior parte da energia encontra-se na terceira decomposição, indicando uma possível presença de inter-harmônico próximo ao terceiro harmônico. Já no Sinal 4, a energia da segunda e terceira decomposições apresenta-se relativamente alta, indicando novamente a presença de componentes próximas ao segundo e terceiro harmônicos. Já no Sinal 5, observa-se que apenas a saída referente à componente fundamental apresenta elevada energia, o que indica presença de componentes próximas à ela. Este efeito era esperado visto que a modulação da componente fundamental pode ser descrita por dois inter-harmônicos próximos a ela.

Estes resultados mostraram que estas energias podem auxiliar na localização de componentes inter-harmônicas em um sinal, principalmente se utilizadas juntamente com a TDD. Entretanto ainda é difícil dizer com exatidão quantos inter-harmônicos estão presentes no sinal. O Sinal 4 é um exemplo claro deste problema, visto que, apesar de apresentar elevada energia nas saídas, fica difícil afirmar que existem exatamente 2 inter-harmônicos. Isto mostra que novas estratégias e parâmetros auxiliares precisam ser desenvolvidos para auxiliar a análise gráfica

2.4.3 Estimação De Frequência

Um novo parâmetro que pode ser introduzido para auxiliar na identificação e localização de componentes inter-harmônicas nas decomposições harmônicas utilizando a SWRDFT é a estimação da frequência da decomposição. Na saída dos filtros *notch* mostrados na Figura 20 pode-se acoplar um estimador de frequência baseado em cruzamentos por zero (*zero-crossing*). O estimador teria a finalidade de identificar a frequência do sinal que teria causado o espalhamento espectral. Entretanto, o estimador só obteria um resultado preciso se houvesse apenas uma componente inter-harmônica relevante na decomposição, ou seja, se realmente houver apenas uma componente ou se uma delas for de amplitude muito maior do que as outras, o que não prejudicaria a estimação através do cruzamento por zero.

Por exemplo, seja um sinal contendo a componente fundamental mais harmônicos e um inter-harmônico em 155Hz com $\frac{1}{3}$ da amplitude da componente fundamental. A estimativa de frequência na saída dos filtros *notch* é de, exatamente, 155Hz. Entretanto, quando se adiciona um novo inter-harmônico em 210Hz, também com $\frac{1}{3}$ da amplitude da componente fundamental,

a estimativa apresenta variações e não é possível precisar a frequência das componentes. A estimação pode ser vista na Figura 22.

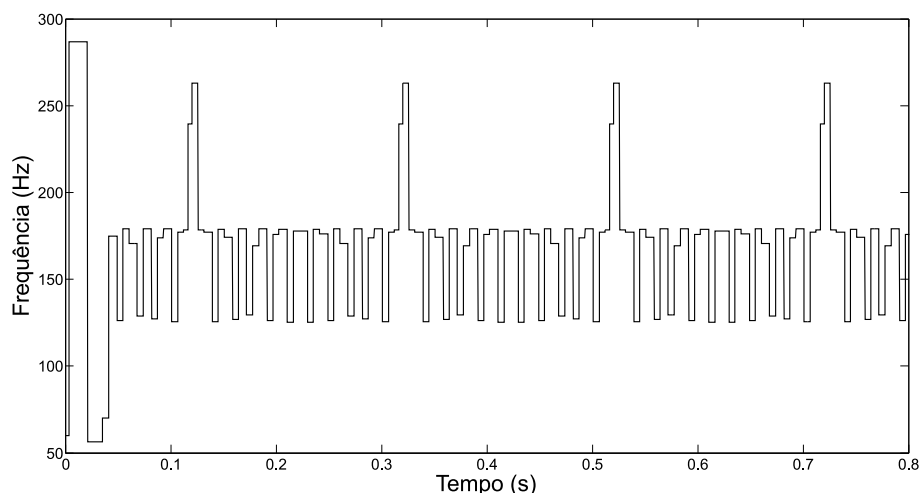


Figura 22: Frequência estimada na saída dos filtros *notch* para sinal contendo 2 inter-harmônicos (155Hz e 210Hz)

É estimativa, como a mostrada na Figura 22, pode servir como um parâmetro indicativo da presença de mais de uma componente inter-harmônica naquela decomposição.

2.4.4 Estrutura de Análise

Após propor três parâmetros para análise gráfica, é possível desenvolver uma estrutura que una estes três parâmetros. Esta estrutura forneceria resultados mais consistentes e teria grande auxílio na análise gráfica de harmônicos variantes no tempo. A estrutura é proposta como um novo núcleo a ser acoplado ao núcleo da SWRDFT mostrado na Figura 5. A estrutura é baseada em um critério de decisões, comparando os resultados obtidos do fator de crista, da taxa de distorção da decomposição e da estimação de frequência. Uma visão geral pode ser vista na Figura 23.

A lógica de decisão pode ser vista na Figura 24. Trata-se apenas de um algoritmo comparativo, ou seja ele compara e cruza os resultados do fator de crista e TDD, e fornece a informação através da lógica implementada. Neste caso, por exemplo, quando um sinal tem fator de crista maior que $\sqrt{2} + \text{Tolerância}$, e TDD menor que a tolerância especificada, considera-se que o sinal é variante no tempo. Quando o sinal está distorcido, é estimada a frequência do sinal na saída do *notch*.

Esta estrutura visa então auxiliar a análise qualitativa dos dados fornecidos pelas decomposições harmônicas, visto que a presença de componentes inter-harmônicas e espalha-

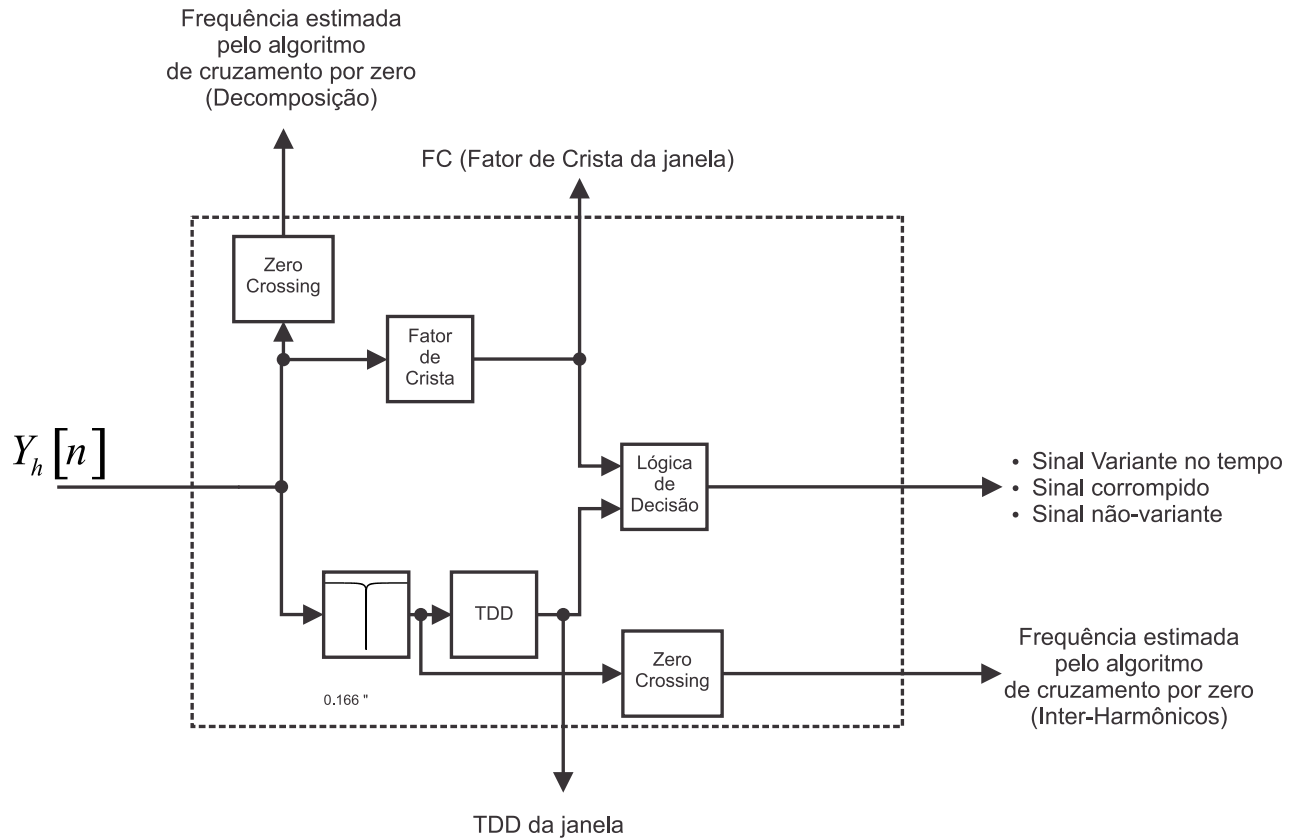


Figura 23: Estrutura proposta para análise gráfica

mento espectral pode apresentar uma decomposição com amplitude variante no tempo. Porém, a estrutura oferece uma análise que indica se a componente em análise está realmente variando no tempo ou se as variações de amplitude podem ser causadas por componentes inter-harmônicas. Daqui em diante, a notação utilizada nos gráficos será a seguinte, baseada nesta estrutura proposta: os gráficos em vermelho indicam sinais variantes no tempo e não distorcidos; os gráficos em preto indicam sinais não-variantes e não distorcidos; os gráficos em azul indicam sinais distorcidos. Além destas informações, os gráficos irão apresentar a frequência estimada do sinal, estimação feita utilizando um algoritmo de cruzamento por zeros (*zero-crossing*).

2.5 Análise de Casos Reais

Nesta seção serão analisados casos reais de sinais de tensão e corrente. O banco de dados utilizado é o fornecido pelo site www.ufjf.br/pscope e associado à (RIBEIRO, 2009b). Os sinais são de casos reais de uma indústria de folhas de alumínio, de uma indústria de fabricação de medicamentos e de uma instalação de fornos à arco.

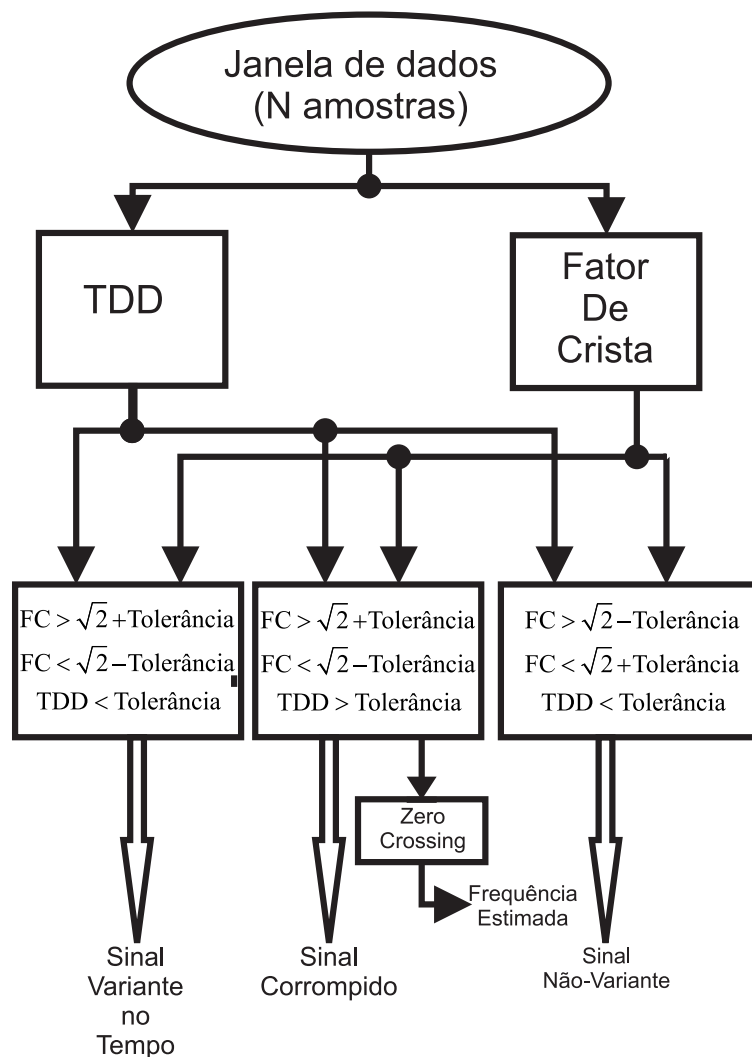


Figura 24: Algoritmo de análise

2.5.1 Indústria de Folhas de Alumínio

O caso a ser analisado agora é o da corrente de uma indústria de produção de folhas de alumínio (88kV, 50Hz). A corrente aquisitada pode ser vista na Figura 25 e sua decomposição vista na Figura 26.

Pode-se observar então o comportamento variante no tempo dos harmônicos da corrente analisada. Nota-se que apenas em algumas janelas dos harmônicos a TDD apresenta-se maior do que a tolerância especificada. Para a maior parte do sinal a TDD encontra-se abaixo da tolerância e o sinal pode ser dito como variante no tempo. Este comportamento pode ser validado observando-se a FFT da segunda janela do sinal, na Figura 27. São visualizadas algumas componentes inter-harmônicas significativas nesta janela (conforme destacado em vermelho), o que causa a elevação na TDD. Porém, percebe-se que na segunda janela apenas o 5º harmônico

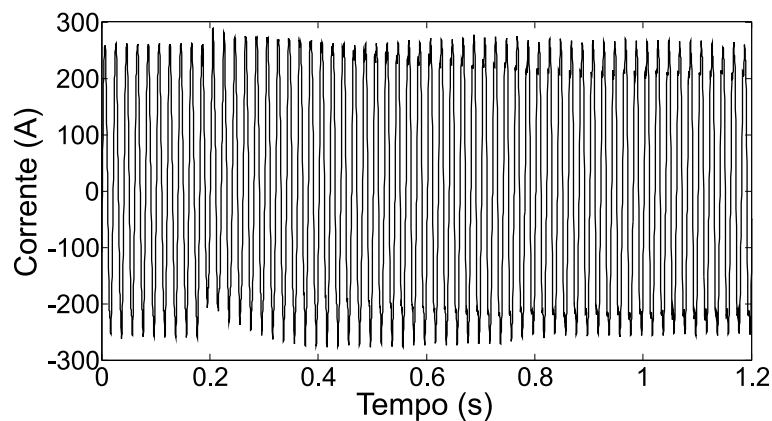


Figura 25: Corrente de indústria de produção de folhas de alumínio

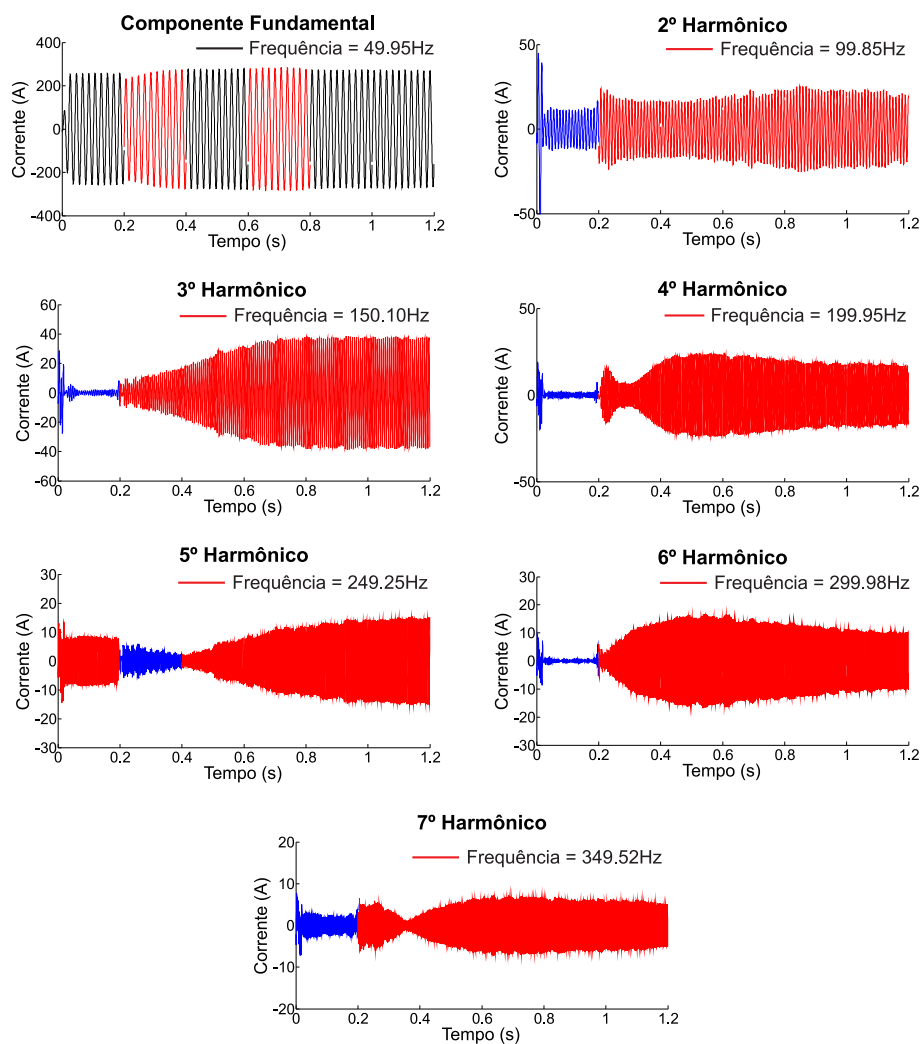


Figura 26: Decomposição da corrente de indústria de produção de folhas de alumínio

possui TDD maior do que a tolerância especificada. Isto ocorre devida sua amplitude ser muito pequena nesta janela, o que faz com que as componentes inter-harmônicas causem uma maior

distorção na decomposição do harmônico. A TDD do sinal pode ser vista na Tabela 5.

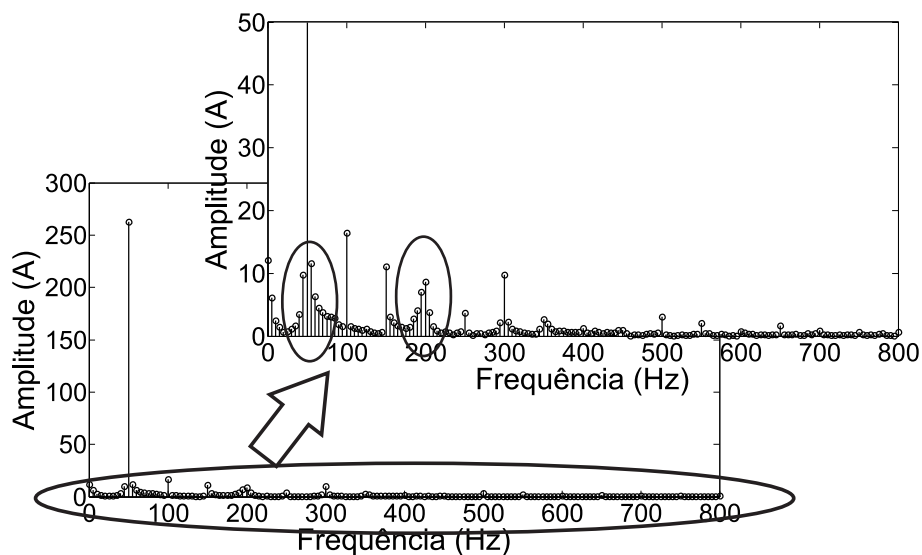


Figura 27: FFT da 2ª Janela

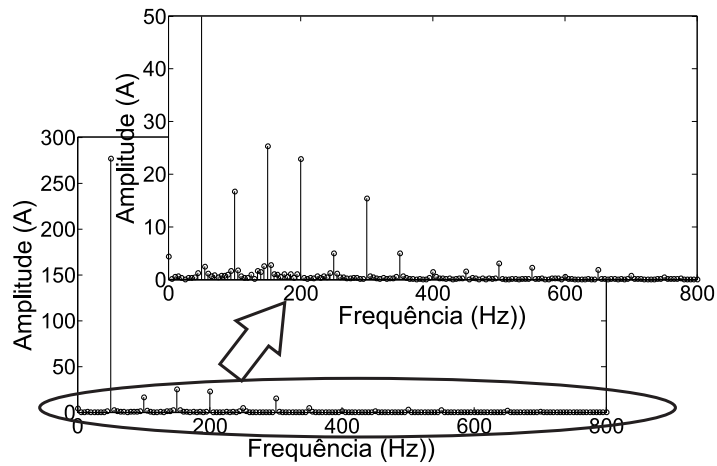
Taxa de Distorção da Decomposição (%)							
	1º Harmônico	2º Harmônico	3º Harmônico	4º Harmônico	5º Harmônico	6º Harmônico	7º Harmônico
1ª Janela	0.765	4.584	29.234	13.533	0.584	24.039	3.500
2ª Janela	0.058	0.493	0.613	0.817	2.243	0.148	0.786
3ª Janela	0.002	0.267	0.119	0.055	0.425	0.030	0.154
4ª Janela	0.005	0.248	0.051	0.058	0.116	0.048	0.139
5ª Janela	0.002	0.155	0.026	0.059	0.069	0.059	0.158
6ª Janela	0.002	0.188	0.028	0.052	0.037	0.050	0.119

Tabela 5: Taxa de Distorção da Decomposição da Corrente da Indústria de Produção de Folhas de Alumínio

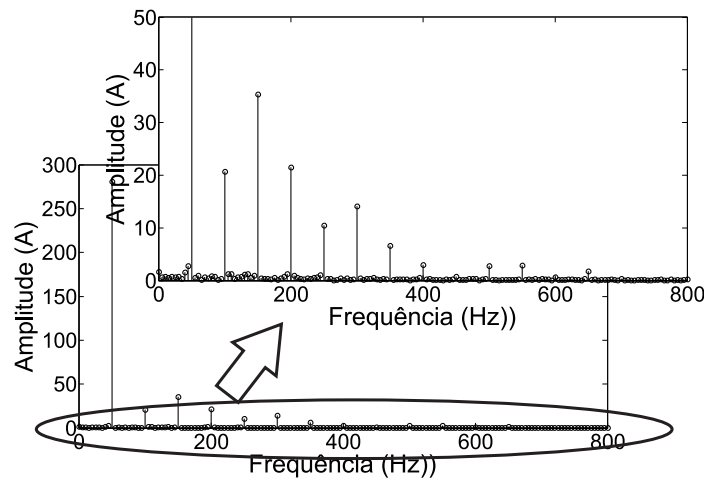
Porém, para as outras janelas, não são observadas componentes inter-harmônicas significativas (Figura 28), o que reduz a TDD das decomposições. Este caso é interessante de ser analisado justamente por sua TDD ser muito pequena, ou seja, as variações de amplitude no sinal não são causadas por espalhamento espectral mas por um comportamento dinâmico da corrente do sinal analisado. Pode-se observar também que os harmônicos, apesar de apresentarem comportamento variante, tem amplitude muito pequena se comparada com a amplitude da componente fundamental do sinal. É importante salientar que a utilização dos gráficos da FFT é apenas uma ferramenta auxiliar para validação das conclusões apresentadas, referentes à presença de outras componentes no sinal de entrada.

2.5.2 Indústria de Medicamentos

O caso a ser analisado agora é o da corrente de uma indústria de fabricação de medicamentos (13.8kV, 50Hz). O sinal aquisitado pode ser visto na Figura 29 e sua decomposição vista



(a) FFT da 3ª Janela



(b) FFT da 4ª Janela

Figura 28: FFT da 3ª e 4ª janelas

na Figura 30. É importante salientar que foi mostrada apenas a decomposição dos harmônicos ímpares, visto que os harmônicos pares são irrelevantes.

Novamente, é possível notar a natureza variante do tempo dos harmônicos do sinal apresentado. Neste caso, a estrutura auxiliar para análise gráfica não indicou a presença de espalhamento espectral significativo. Pode-se concluir então que não há inter-harmônicos significativos no sinal de entrada. Isto pode ser comprovado analisando-se a FFT de uma das janelas do sinal de entrada, conforme pode ser visto na Figura 31 para a segunda janela do sinal.

Este caso também é interessante de ser analisado devido à baixa TDD das decomposições, comprovando a natureza dinâmica da amplitude do sinal e permitindo que o algoritmo de cruzamento por zeros possa estimar a frequência das decomposições, conforme mostrado na Figura 30.

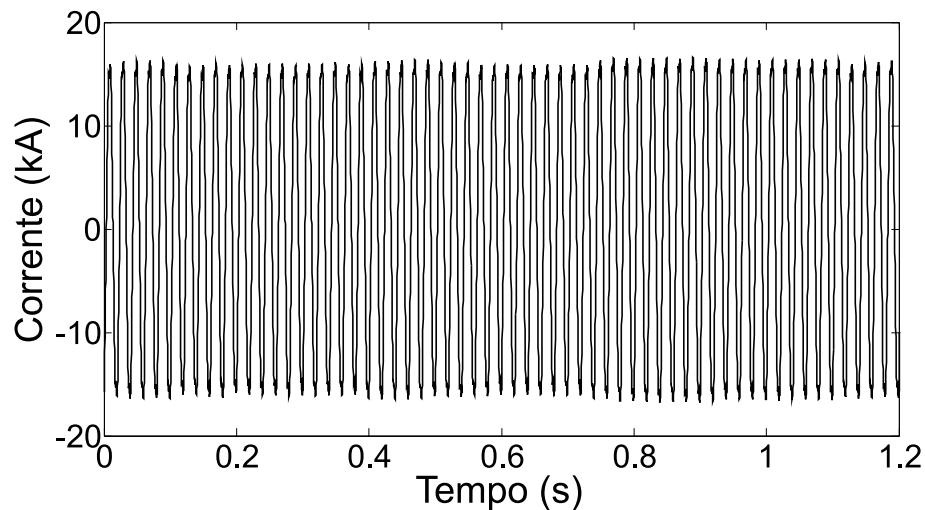


Figura 29: Corrente da Indústria de Medicamentos

2.5.3 Instalação de Fornos à Arco

Os fornos à arco são largamente utilizados na indústria para realizar a fusão de metais, através da formação de um arco elétrico. O processo de fusão dos metais gera diversas distorções no sistema elétrico, como os chamados *flickers* (flutuações). O caso a ser analisado é o da corrente de uma instalação de fornos à arco de 138kV, 50Hz. A corrente aquiritada nesta instalação pode ser vista na Figura 32.

A decomposição harmônica para a corrente mostrada na Figura 32 pode ser vista na Figura 33. Pode-se perceber uma grande variação nas decomposições. Entretanto, não se sabe se essas variações são realmente variações de amplitude ou se são causadas por espalhamento espectral. Entretanto, algumas informações podem ser extraídas observando a taxa de distorção da decomposição, mostrada na Tabela 6. Observa-se que do 2° ao 5° harmônico, a TDD é bastante elevada. Na componente fundamental têm-se uma TDD menor, porém, ainda assim, acima da tolerância estabelecida (1%). Cada uma das janelas utilizadas foram de 10 ciclos do sinal.

Como a TDD do 1° ao 5° harmônico encontra-se acima da tolerância (chegando a exceder 50% em algumas janelas), pode-se concluir que existe o espalhamento espectral, distorcendo as decomposições. Quanto à grande TDD de alguns harmônicos, pode-se concluir que isto ocorre pois estão presentes no sinal componentes inter-harmônicas com amplitude maior do que os harmônicos analisados. Este comportamento pode ser validado observando-se a FFT da segunda janela do sinal, mostrada na Figura 34. Observa-se que as componentes harmônicas (100Hz, 150Hz, 200Hz...) apresentam amplitude muito pequena, e são encontradas diversas

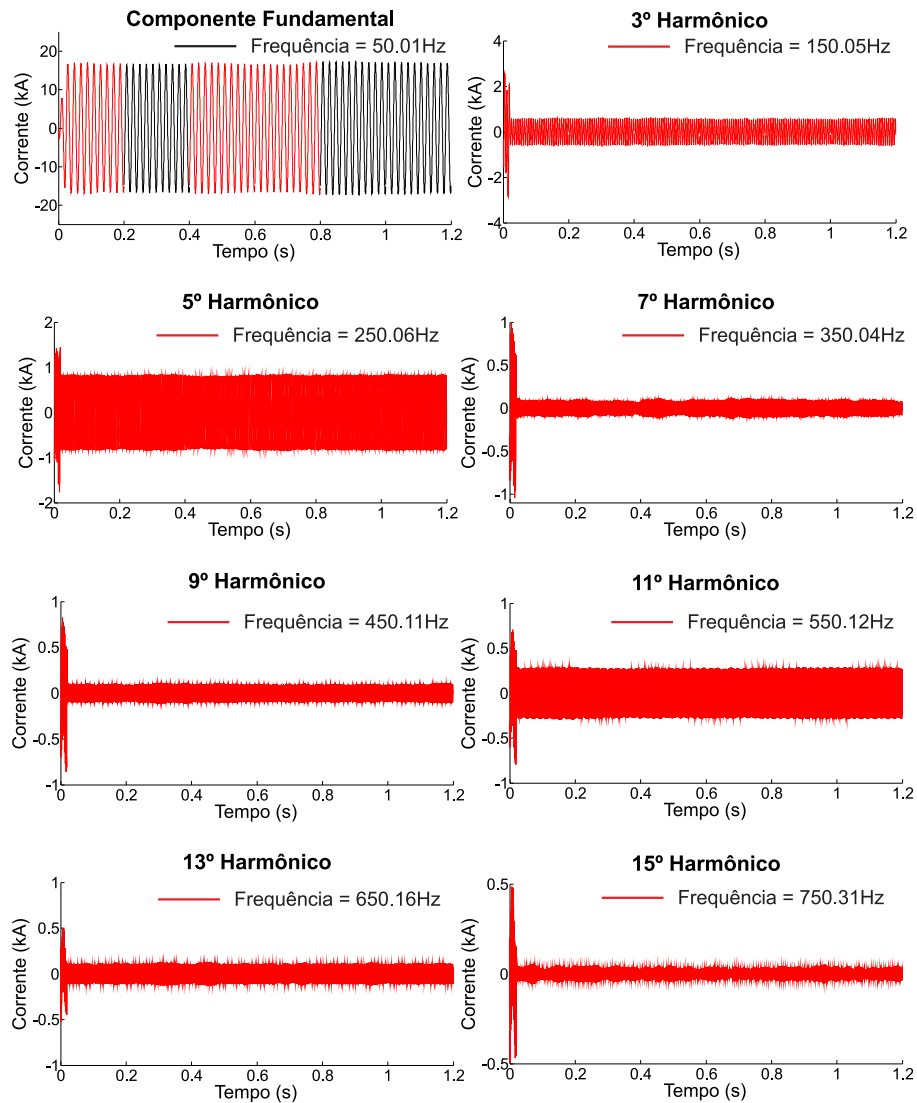


Figura 30: Decomposição da Corrente da Indústria de Medicamentos

componentes inter-harmônicas próximas à componente fundamental e ao segundo harmônico.

Através do comparativo entre a técnica proposta e a análise gráfica da FFT do sinal, pode-se concluir que o método proposto ofereceu conclusões importantes sobre o sinal e suas decomposições harmônicas. A alta taxa de distorção das decomposições indica então que a variação de amplitude nas decomposições é causada pelo espalhamento espectral.

2.6 Conclusão

Neste capítulo, foi apresentada uma revisão geral do método SWRDFT para decomposição de harmônicos variantes no tempo. Foi desenvolvido um método para correção do erro de amplitude e fase causado pelos filtros de entrada (*anti-aliasing*) existentes nos circuitos ele-

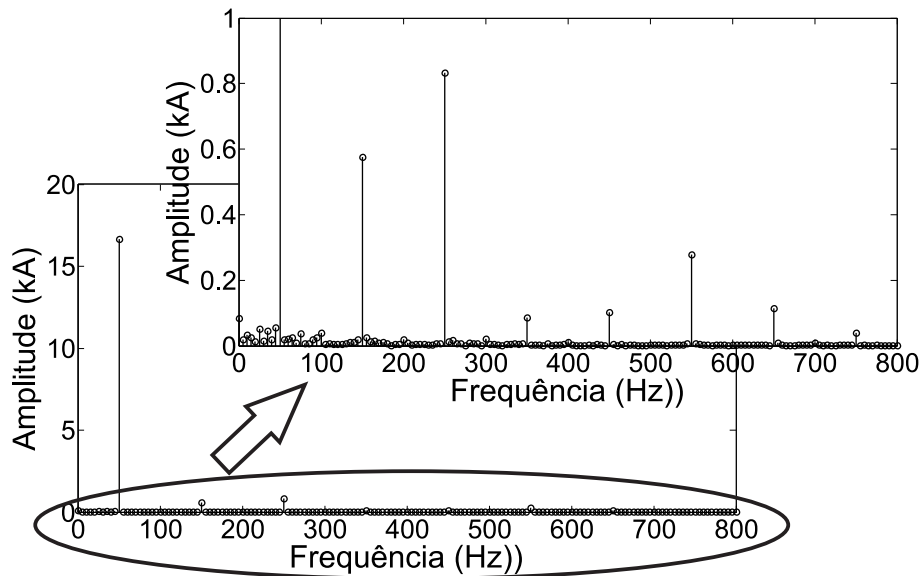


Figura 31: FFT da Segunda Janela da Corrente da Indústria de Medicamentos

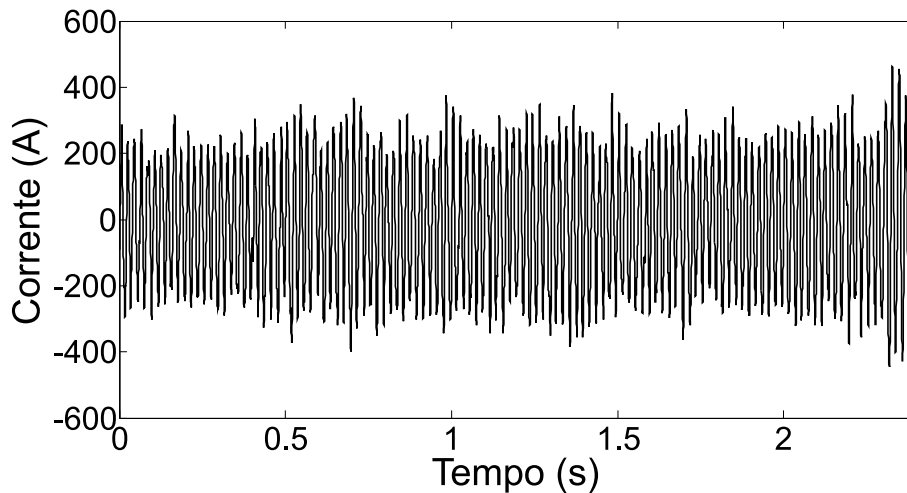


Figura 32: Corrente de Forno à Arco

trônicos. Além disso, foi feita uma análise dos efeitos na decomposição harmônica quando há amostragem assíncrona ou a presença de inter-harmônicos no sinal de entrada.

O método de correção de amplitude e fase é baseado na correção das componentes em quadratura da SWRDFT. Observou-se que a existência de um deslocamento de fase e de distorção de amplitude causada pelo sistema de condicionamento e filtro *anti-aliasing* poderia ser facilmente compensada através de uma operação matricial, onde se corrige os componentes em quadratura estimados.

No contexto da amostragem assíncrona, analisou-se o efeito das variações de frequência do sistema nas decomposições harmônicas, mostrando a existência de erro na estimação da

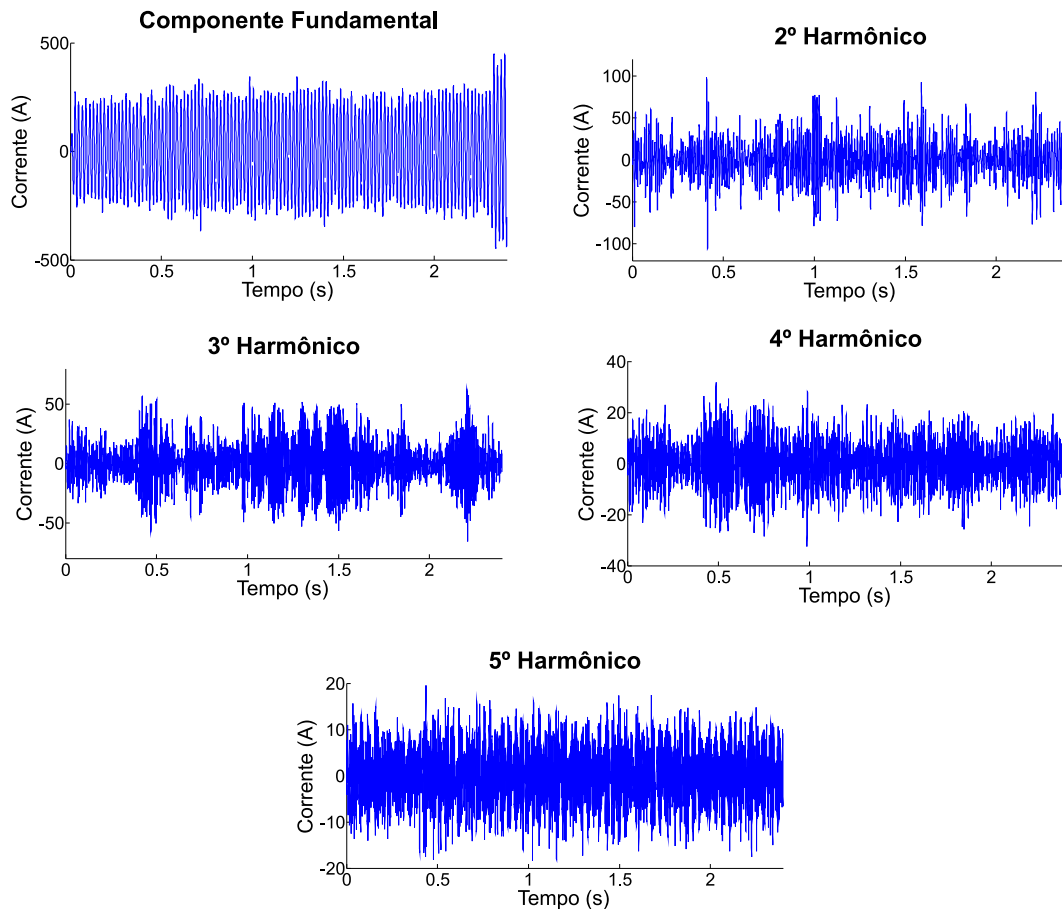


Figura 33: Decomposição Harmônica da Corrente da Instalação de Fornos à Arco

amplitude quando ocorre a amostragem assíncrona.

No contexto dos inter-harmônicos, pode-se comprovar que quando há a presença destes, as decomposições podem apresentar variações de amplitude, que não são realmente causadas por um comportamento dinâmico do sinal, e sim pela existência do espalhamento espectral de componentes inter-harmônicos. Entretanto, podem haver casos onde a decomposição possui comportamento dinâmico mas também apresenta o espalhamento espectral. Nestas situações, a TDD fornecerá o percentual de distorção causado pelo espalhamento, e mesmo havendo variações de amplitude na decomposição real, a distorção pode ultrapassar a tolerância especificada na TDD, caracterizando-se o espalhamento espectral.

Visando identificar a presença de espalhamento espectral, foram propostos dois parâmetros para auxiliar na análise gráfica. Estes dois parâmetros foram unidos em uma única estrutura que pode ser acoplada aos métodos de decomposição harmônica, fornecendo uma análise qualitativa dos dados. O objetivo é identificar a presença de distorção nas decomposições, distorções essas causadas pelo espalhamento espectral devido à presença de componentes

	1° Harmônico	2° Harmônico	3° Harmônico	4° Harmônico	5° Harmônico
1ª Janela	2.281	27.184	27.032	29.126	18.935
2ª Janela	1.003	28.464	21.441	22.896	10.074
3ª Janela	3.042	42.126	19.994	27.233	29.242
4ª Janela	1.973	41.230	27.194	21.490	25.261
5ª Janela	1.931	17.505	20.639	23.972	17.656
6ª Janela	2.417	39.992	18.214	39.249	24.143
7ª Janela	1.689	41.144	16.786	41.384	22.226
8ª Janela	2.319	20.393	13.726	35.328	21.787
9ª Janela	2.765	29.038	24.339	26.997	19.273
10ª Janela	1.788	32.959	26.051	25.596	15.785
11ª Janela	1.940	30.902	20.369	32.003	19.576
12ª Janela	2.449	34.442	25.036	31.499	19.037

Tabela 6: Taxa de Distorção da Decomposição do Instalação de Fornos à Arco

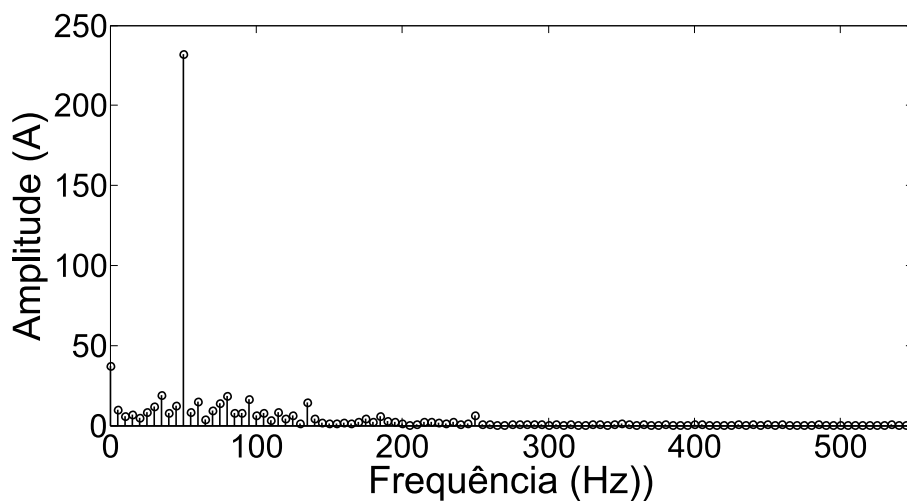


Figura 34: FFT da segunda janela da corrente da Instalação de Fornos à Arco

inter-harmônicas. Foi utilizado um método visual na plotagem dos gráficos, para identificação dos sinais variantes no tempo, não-variantes no tempo e distorcidos. Várias simulações foram feitas mostrando a eficiência da estrutura desenvolvida.

Ao final do capítulo, foi apresentada a decomposição harmônica de 3 casos reais. Foi possível observar a operação da SWRDFT a aplicação da estrutura de análise gráfica na decomposição harmônica de casos reais.

3 *ESTRUTURA DO PROTÓTIPO DO ANALISADOR DE HARMÔNICOS VARIANTES NO TEMPO (TVHAP)*

Neste capítulo será discutida toda a estrutura do analisador protótipo proposto neste trabalho. Todo o hardware do sistema será apresentado e o algoritmo SWRDFT implementado em plataforma DSP também será descrito.

3.1 **Hardware**

O hardware do protótipo do analisador de harmônicos variantes no tempo pode ser dividido em 4 partes:

- Condicionamento do sinal;
- Processador Digital de Sinais (TMS320F28027);
- Memória Externa (Dataflash);
- Comunicação de Dados.

A visão geral da integração destas 4 partes para formação do hardware do protótipo pode ser vista na Figura 35. Todas estas partes do hardware serão analisadas e discutidas a seguir.

3.1.1 *Condicionamento do Sinal*

A seção do protótipo referente ao condicionamento do sinal envolve:

- Instrumentos para Aquisição;

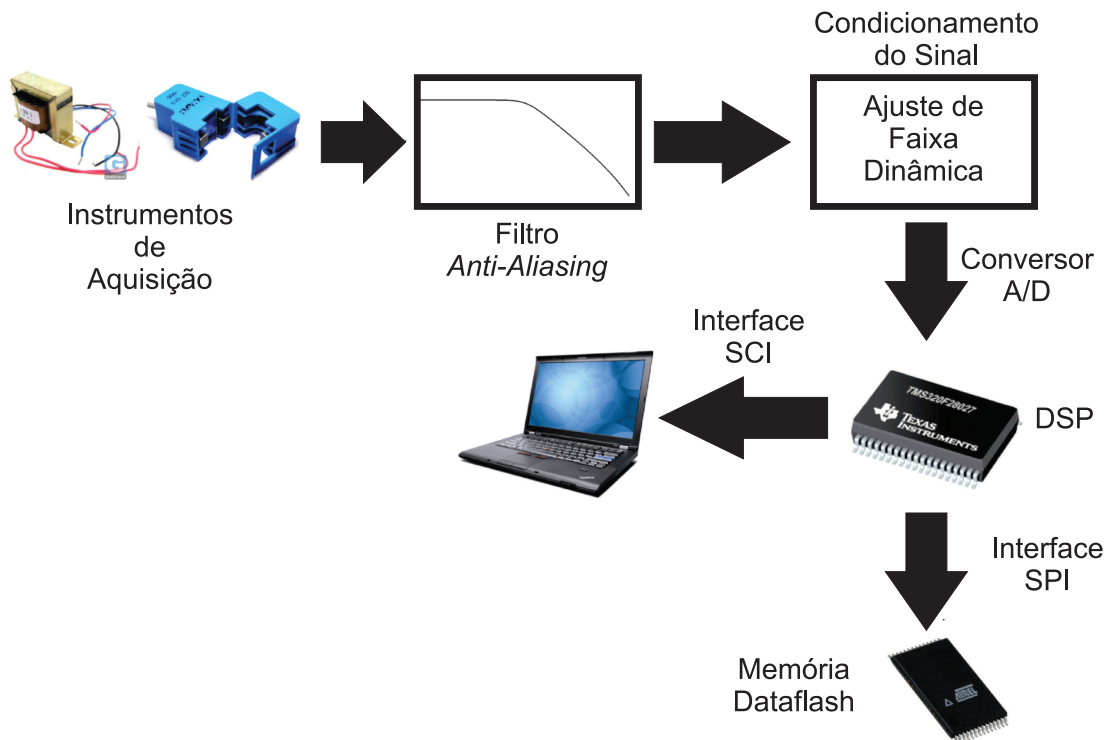


Figura 35: Visão Geral do Hardware do Protótipo

- Filtro *anti-aliasing*;
- Ajuste de Faixa Dinâmica;

O principal objetivo desta seção do hardware é limitar o sinal analógico dentro de uma faixa de valores permitidos pelo Conversor Analógico-Digital - *Analog-Digital Converter* (ADC), além de garantir que o teorema da amostragem seja respeitado (*filtro anti-aliasing*). Cada uma das partes realiza uma operação importante no sistema de aquisição de corrente e tensão do protótipo desenvolvido.

Instrumentos para Aquisição

O protótipo do TVHA visa realizar a decomposição harmônica de sinais de corrente e também sinais de tensão. Para realização destas medidas, faz-se necessária a utilização de transformadores de potencial (TP) para o caso de medições de tensão, e de transformadores de corrente (TC) para o caso de medições de corrente.

Para a medição de tensão, foi utilizado um transformador de potencial de 600V/6V (Figura 36(a)). Para medição de corrente foram utilizadas duas ponteiros, de 30A e 100A (Figura 36(b)). A ponteira de 30A faz a transformação de corrente para tensão, numa relação

de 1A/100mV. Já a ponteira de 100A faz a transformação de corrente para corrente, com uma relação 1A/33mA.

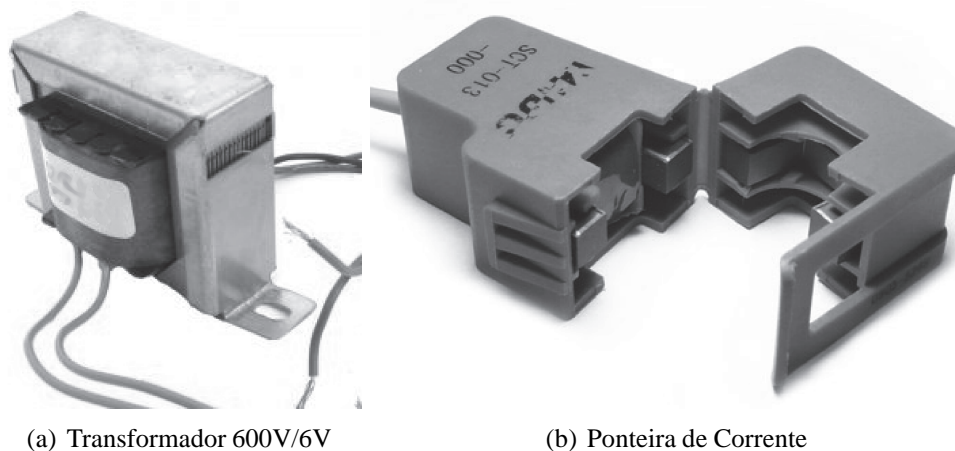


Figura 36: Instrumentos para Aquisição

O objetivo destes instrumentos é reduzir a amplitude do sinal para dentro de uma faixa de operação dos outros circuitos.

Filtro *anti-aliasing*

Um filtro *anti-aliasing* é utilizado antes do conversor ADC para limitar as frequências a serem analisadas, ou seja, é um filtro passa-baixas utilizado para restringir as frequências de entrada do sistema, satisfazendo o teorema da amostragem. Este teorema diz que a frequência de amostragem deve ser, no mínimo, duas vezes maior que a frequência máxima contida neste sinal (MITRA, 2005). Como o protótipo do analisador trabalha com frequência de amostragem fixa (7680Hz), para satisfazer o teorema deve-se projetar um filtro cuja banda de rejeição se inicia em 3840Hz.

Para o protótipo desenvolvido, pretende-se analisar os harmônicos até o 25^o (1500Hz). Sendo assim, projetou-se um filtro *Chebyshev anti-aliasing* com frequência de corte de 2000Hz e ganho de -80dB na frequência de 3840Hz. Portanto, o sistema satisfaz o teorema da amostragem, não havendo aliasing na amostragem do sinal. Além disso, o filtro utilizado preserva a amplitude dos harmônicos até o 25^o, visto que o ganho em 1500Hz é de aproximadamente -0.14dB. O filtro foi projetado através da topologia *Sallen-Key* com 9 pólos. Esta topologia é utilizada para implementação de filtros ativos de segunda ordem. A resposta em frequência do filtro projetado pode ser vista na Figura 37.

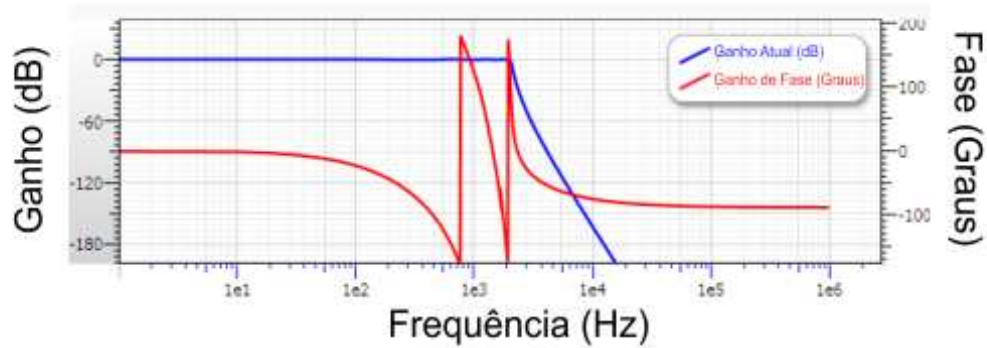


Figura 37: Resposta em Frequência do Filtro *anti-aliasing*

Ajuste de Faixa Dinâmica

Conforme será visto na Seção 3.1.2, o ADC possui uma faixa dinâmica de operação. Sendo assim, se faz necessário que todos os sinais de entrada estejam dentro desta faixa. Além disso, o circuito para ajuste da faixa dinâmica dos sinais é importante no ajuste dos ganhos e na compensação do erro de offset proporcionados pelos componentes ativos do filtro. Ele insere uma componente DC, de modo que o conversor ADC possa operar corretamente.

O circuito de ajuste de faixa dinâmica pode ser visto na Figura 38.

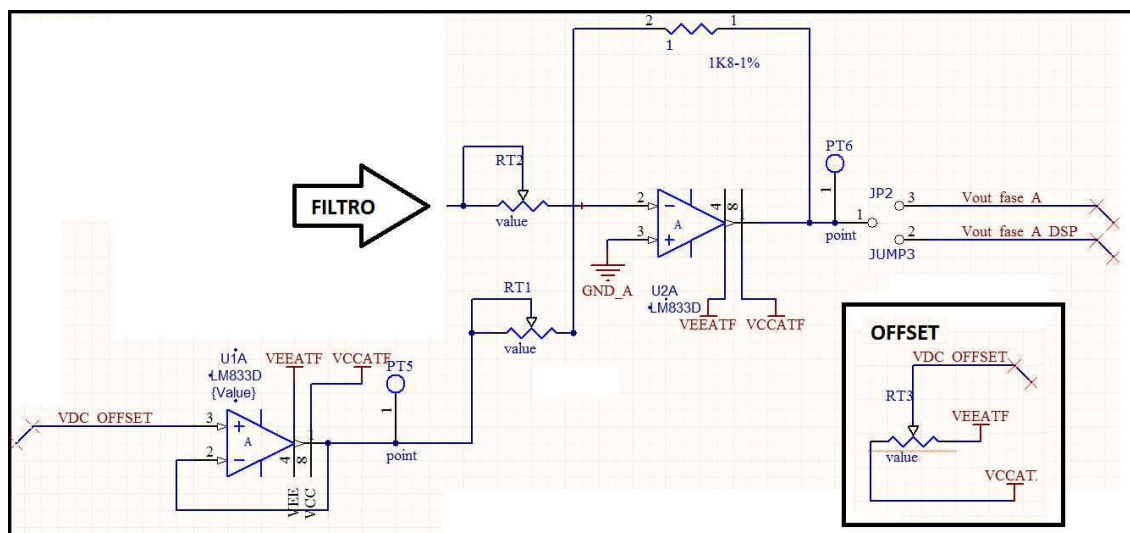


Figura 38: Circuito de Condicionamento do Sinal

3.1.2 Processador Digital de Sinais

O processador digital de sinais utilizado para realizar toda a operação matemática do sinal, ou seja, realizar as operações da SWRDFT é o TMS320F28027 da Texas Instruments (TEXAS INSTRUMENTS, b). Este DSP pertence à família F2802x Piccolo que contém o núcleo C28x, além de periféricos de controle integrados à um dispositivo de poucos pinos.

Este DSP possuiu uma CPU de 32-Bits, clock de até 60MHz, 12KB de memória RAM e um ADC de 12-Bit. O sistema ainda possui uma Interface de Comunicação Serial - *Serial Communication Interface* (SCI) e uma Interface Serial Periférica - *Serial Peripheral Interface* (SPI).

Visto que o objetivo inicial é o desenvolvimento de um sistema protótipo, o baixo custo e a facilidade de utilização do TMS320F28027 foram os fatores que levaram à sua aplicação neste projeto. Trabalhou-se então com um kit de avaliação da Texas Instruments que contém o TMS320F28027 bem como seus periféricos. Este kit foi utilizado para realização dos testes necessários para validação da idéia e do algoritmo embarcado e pode ser visto na Figura 39



Figura 39: Kit de Avaliação do TMS320F28027

Conversor Analógico-Digital

O ADC existente no DSP utilizado é construído num núcleo de 12 bits através de dois circuitos de amostragem e retenção (*Sample-Hold Circuits*). Desta forma, a resolução deste ADC é igual à $\frac{1}{2^{12}} \simeq 0.0002$. A faixa dinâmica de operação deste ADC é de 0V à 3.3V (componente DC de 1.5V) e com isso tem-se que a menor amplitude que pode ser medida por este conversor é de $\frac{3.3}{2^{12}} \simeq 0.0008V$.

Para limitar a amplitude dos sinais de entrada entre 0V e 3.3V foram utilizados os circuitos de condicionamento do sinal, apresentados na Seção 3.1.1.

3.1.3 Memória Externa e Comunicação de Dados

A memória externa utilizada no protótipo é a AT45DB081D da ATMEL. Ela opera através da interface SPI do DSP. Esta memória flash contém dois buffers de 256 ou 264 bytes cada que recebem os dados enquanto uma página da memória principal é reprogramada, bem como escreve os dados em um fluxo contínuo (ATMEL CORPORATION,).

Esta memória é utilizada para armazenar as decomposições harmônicas realizadas através dos núcleos da DFT. Após a memória estar cheia, os dados são transferidos para um PC através da SCI. A interface SCI é uma porta serial assíncrona que permite a comunicação digital entre o processador e outros periféricos.

3.1.4 Hardware Final do Protótipo

Após realizados todos os testes utilizando o kit de desenvolvimento mostrado na Figura 39, foi projetada uma nova placa de circuito, contendo todo o hardware do analisador protótipo (Figura 40). Esta versão do protótipo conta com todos os periféricos descritos anteriormente (Filtros *anti-aliasing*, Circuitos de Condicionamento, DSP TMS320F28027 e memória dataflash). Além disso, este novo hardware já conta com um dispositivo chamado FT2232 da FTDI e que será futuramente usado para realização da comunicação de dados em alta velocidade (SPI-USB).

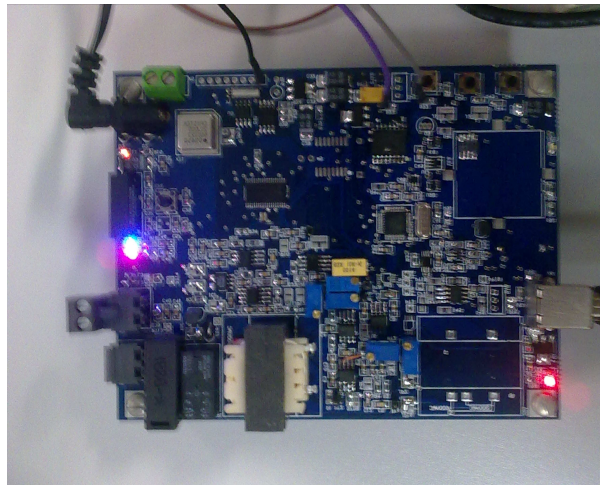


Figura 40: Hardware final do protótipo

3.2 Algoritmo

O algoritmo da SWRDFT apresentado na Seção 2 é então embarcado na plataforma DSP utilizada. Todos os testes do algoritmo foram realizados no software MATLAB e as estruturas de decomposição foram embarcadas no DSP, utilizando linguagem de programação C. A seguir, serão descritas estas considerações bem como será apresentado o software utilizado para escrita do programa.

3.2.1 *Software para desenvolvimento*

O programa foi escrito em linguagem C utilizando o software Code Composer Studio v3.3, fornecido pela própria Texas Instruments. O software permite a escrita do código em linguagem C, bem como compilação, operação de debug e gravação na plataforma TMS320F28027 através de um Grupo de Ação Conjunta de Teste - *Joint Test Action Group* (JTAG) emulado por uma porta USB.

Todo o programa desenvolvido para realização das operações referentes ao analisador de harmônicos variantes no tempo pode ser dividido basicamente da seguinte maneira:

1. Definições da biblioteca IQmath;
2. Algoritmo da SWRDFT;
3. Configurações relativas à memória externa dataflash;
4. Comunicação DSP-PC.

Algumas destas divisões do algoritmo serão descritas mais detalhadamente a seguir.

3.2.2 *IQMath e formato Q*

Todo o algoritmo implementado trabalha em ponto fixo e não em ponto flutuante. Desta forma, foi utilizada a biblioteca de funções matemáticas de ponto fixo chamada IQMath (TEXAS INSTRUMENTS, a). Esta biblioteca inclui uma coleção de funções matemáticas otimizadas para serem utilizadas em linguagem C. Ela trabalha com números inteiros de 32bits e suas operações são realizadas em poucos ciclos de clock, o que facilita e otimiza todo o processo de cálculo envolvido no algoritmo da SWRDFT, reduzindo consideravelmente o tempo de desenvolvimento.

No formato de ponto fixo, o programador seleciona quantos bits deseja reservar para representar a parte inteira do número e quantos bits deseja para representar a parte fracionária. Desta forma, se for escolhido o formato Q15, por exemplo, têm-se 15 bits de parte fracionária, 16 bits de parte inteira e 1 bit que indica o sinal (positivo ou negativo) do número. O formato Q15 permite expressar números de -2^{16} até $(2^{16}) - (2^{-16})$, com intervalos 2^{-16} .

O formato Q selecionado para a implementação do TVHA foi o Q19. Essa escolha foi feita devido ao ADC do DSP escolhido ser de 12bits. Desta forma, a faixa de valores no formato Q19 abrange exatamente a mesma faixa de valores do ADC. O formato Q19 representa números em um intervalo de -4096 à 4095.999 998 093, com precisão de 0.000 001 907.

3.2.3 Algoritmo SWRDFT

A implementação do algoritmo em plataforma DSP é dividida nos seguintes passos:

- Buffer circular para o cálculo de $x[n] - x[n - N]$;
- Implementação dos núcleos de decomposição harmônica;
- Memória Dataflash e Envio de Dados;
- Funcionamento global do algoritmo;

Buffer Circular

No algoritmo SWRDFT existe o cálculo de $\Delta x = x[n] - x[n - N]$, onde N é o tamanho da janela selecionada. Pode-se perceber que Δx é a diferença entre duas amostras separadas por N pontos. Durante as primeiras N amostras, adota-se $\Delta x = 0$, ou seja:

$$\begin{cases} n \leq N \rightarrow \Delta x = 0 \\ n > N \rightarrow \Delta x = x[n] - x[n - N] \end{cases} \quad (3.1)$$

Para implementação da Equação (3.1) criou-se então um buffer circular, de tamanho igual a N . Neste trabalho o número de pontos por ciclo (tamanho da janela) foi de 128. Sendo assim, o buffer circular implementado armazena 128 amostras do sinal. O nome buffer circular é devido ao fato de após o buffer estar preenchido, a próxima amostra ser colocada na primeira posição do buffer, e assim sucessivamente. A utilização do buffer circular permite reduzir a complexidade computacional do algoritmo, visto que não há necessidade de se armazenar muitas amostras para realização dos cálculos.

Núcleos de Decomposição

Conforme mostrado na Seção 2.1, a SWRDFT realiza a decomposição harmônica através do núcleo apresentado na Figura 5. Cada núcleo apresenta 7 adições ou subtrações e 8 multiplicações, todas realizadas em ponto fixo através da IQMath.

O objetivo do analisador é a decomposição dos harmônicos até o 25^o, simultaneamente e em tempo real. Para isso, foram implementados 25 núcleos de decomposição. Cada núcleo possui seu próprio gerador de senos e cossenos, gerando os sinais na frequência do harmônico a ser decomposto, além do cálculo dos componentes em quadratura e da reconstrução do sinal. Já o buffer circular permanece o mesmo para todos os núcleos.

Funcionamento Global do Algoritmo

O funcionamento básico do algoritmo baseia-se na decomposição dos harmônicos e envio dos dados para a memória dataflash externa. Os núcleos implementados realizam a decomposição dos harmônicos e os dados são enviados para esta memória para que possam ser acessados futuramente, de forma *offline*, permitindo a análise dos sinais. A visão geral do algoritmo pode ser vista na Figura 41.

No primeiro momento, são realizadas todas as configurações do DSP, como timers, taxa de amostragem do ADC, configuração dos periféricos (Memória dataflash, dispositivos de comunicação). A seguir, inicia-se o processo de decomposição harmônica através dos núcleos implementados. Este processo é realizado amostra a amostra, a cada interrupção do timer, que é setado com o valor do período de amostragem desejado. Cada núcleo fornece um sinal de saída que é armazenado em um buffer a ser transferido para a memória dataflash. Quando o algoritmo detecta que a memória encontra-se cheia, a transferência de dados para a memória é interrompida e o envio dos dados para o PC, através da interface serial, pode ser iniciado. Desta maneira é possível decompor sinais de corrente e tensão e posteriormente visualizá-los em softwares como o MATLAB.

3.3 Conclusão

Neste capítulo, foi descrito o hardware do analisador protótipo projetado. O desenvolvimento deste protótipo visa a construção de um analisador de harmônicos variantes no tempo completo, que pode se tornar uma ferramenta muito útil na análise da qualidade de energia elétrica. O protótipo foi utilizado para validação da técnica de decomposição em plataforma DSP

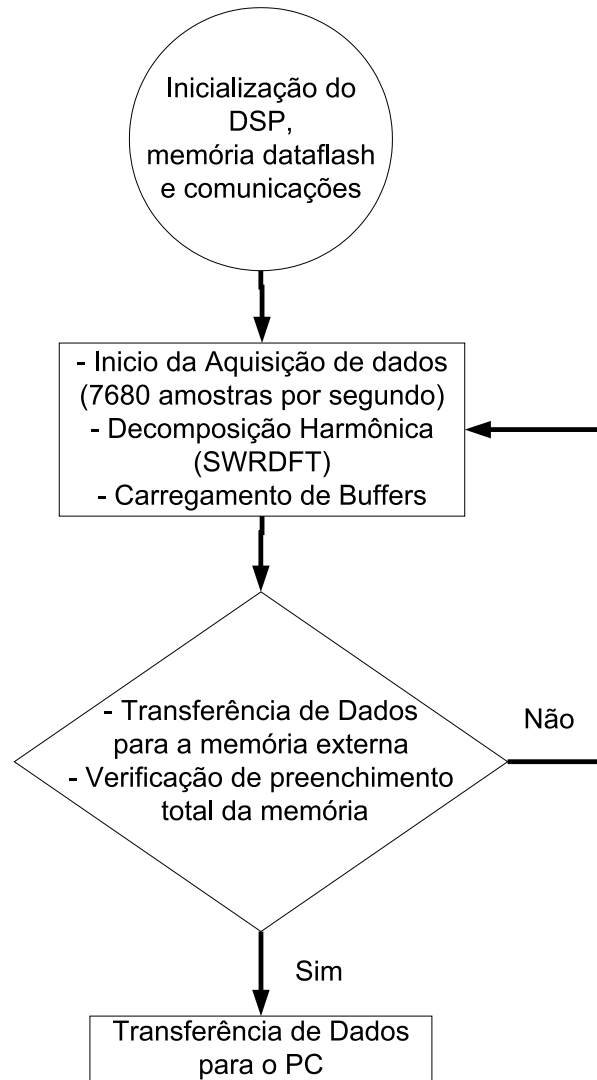


Figura 41: Visão Geral do Algoritmo

e também para estudo do hardware necessário para a construção da versão final do analisador.

4 CASOS ANALISADOS

Com o objetivo de validar a estrutura apresentada na Seção 3 e de realizar a decomposição harmônica de casos reais, três sinais foram adquiridos e processados pelo sistema apresentado. Os casos analisados são:

1. Tensão da rede do Laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicações (LAPTEL) da UFJF;
2. Corrente de um forno microondas;
3. Corrente de um motor de indução com um inversor de frequência em condições de partida e variação de carga.

Apesar de a estrutura de análise gráfica apresentada na Seção 2.4.4 não ter sido implementada em hardware, ela será utilizada *off-line* na decomposição harmônica para estudo dos sinais analisados. Ou seja, esta estrutura ainda não foi implementada na plataforma DSP para operação em tempo real, visto que os melhores parâmetros para análise gráfica ainda estão sendo estudados. Esta estrutura foi implementada em MATLAB e trabalhará com janelas de 12 ciclos para análise do sinal, tolerância de 1% para o fator de crista e de 1% para a taxa de distorção harmônica.

4.1 Tensão da rede do LAPTEL/UFJF

A estrutura física do LAPTEL é composta por vários computadores, equipamentos eletrônicos (osciloscópios, analisadores lógicos, analisadores de espectro, placas de FPGA...) e lâmpadas fluorescentes. O sinal adquirido foi a tensão 127V-60Hz da fase A do circuito do laboratório. A tensão adquirida pode ser vista na Figura 42.

A decomposição harmônica da tensão apresentada, utilizando a estrutura mostrada na Seção 3 pode ser vista na Figura 43. É importante salientar que apenas os harmônicos mais relevantes são apresentados.

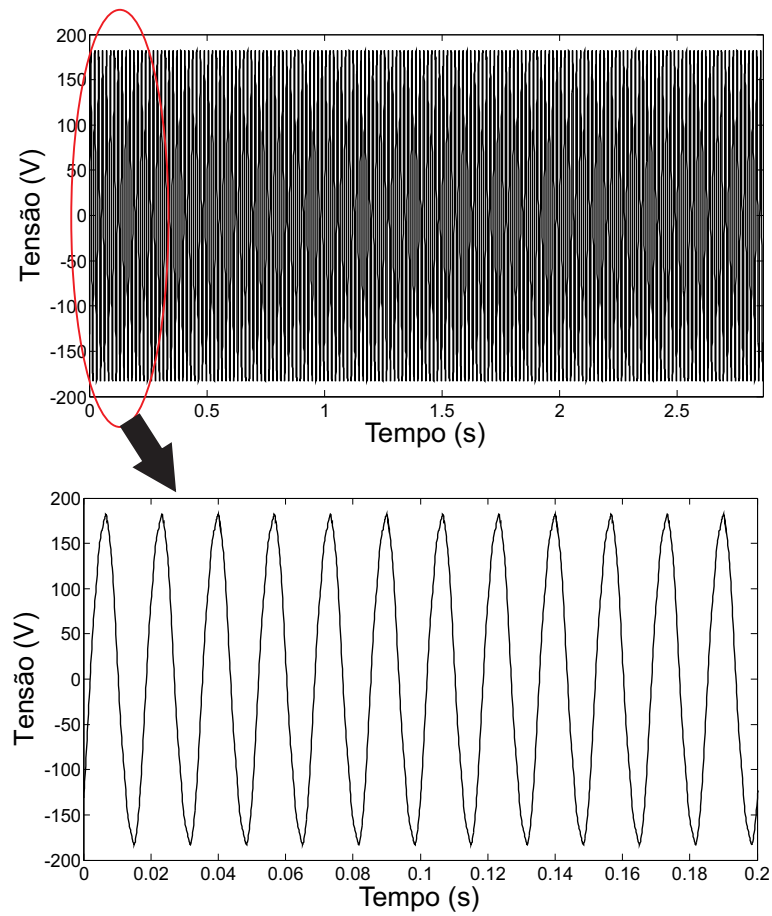


Figura 42: Tensão da fase A do LAPTEL/UFJF

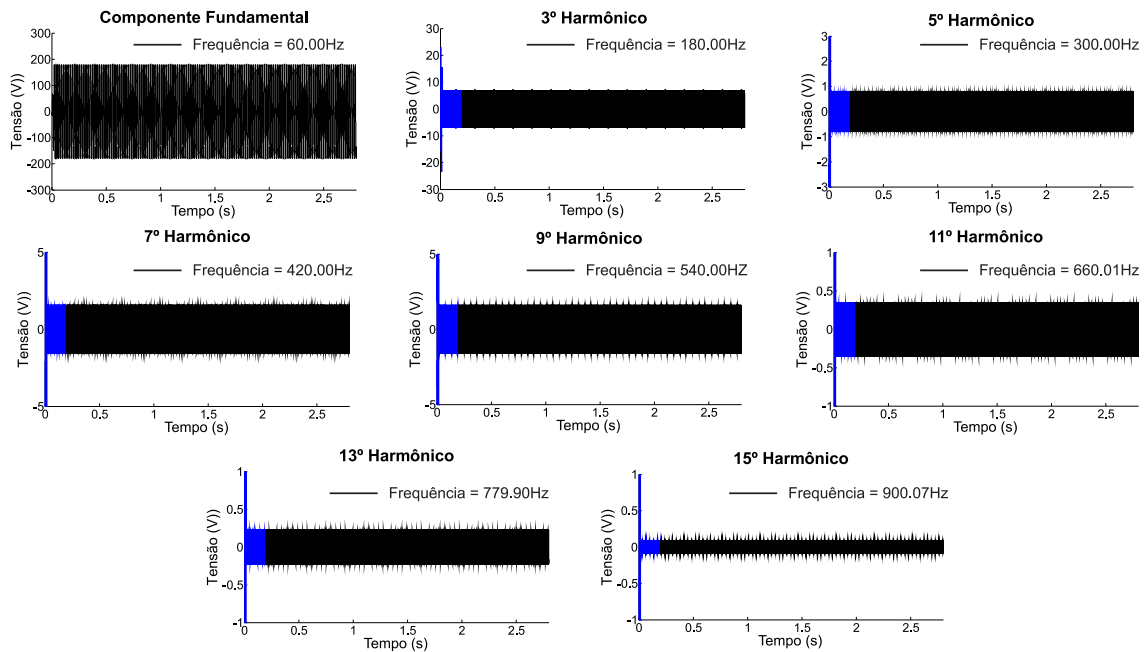


Figura 43: Decomposição Harmônica da tensão da fase A do LAPTEL/UFJF

É interessante observar que, neste caso, os harmônicos não apresentam comportamento variante no tempo, ou seja, eles são periódicos. Além disso, as decomposição não apresentam distorções. Isto é um indicativo de que não há componente inter-harmônicas no sinal. A FFT da primeira janela de 12 ciclos do sinal pode ser vista na Figura 44. Pode-se observar que o sinal é composto apenas pelas componentes harmônicas, não havendo a presença de inter-harmônicos.

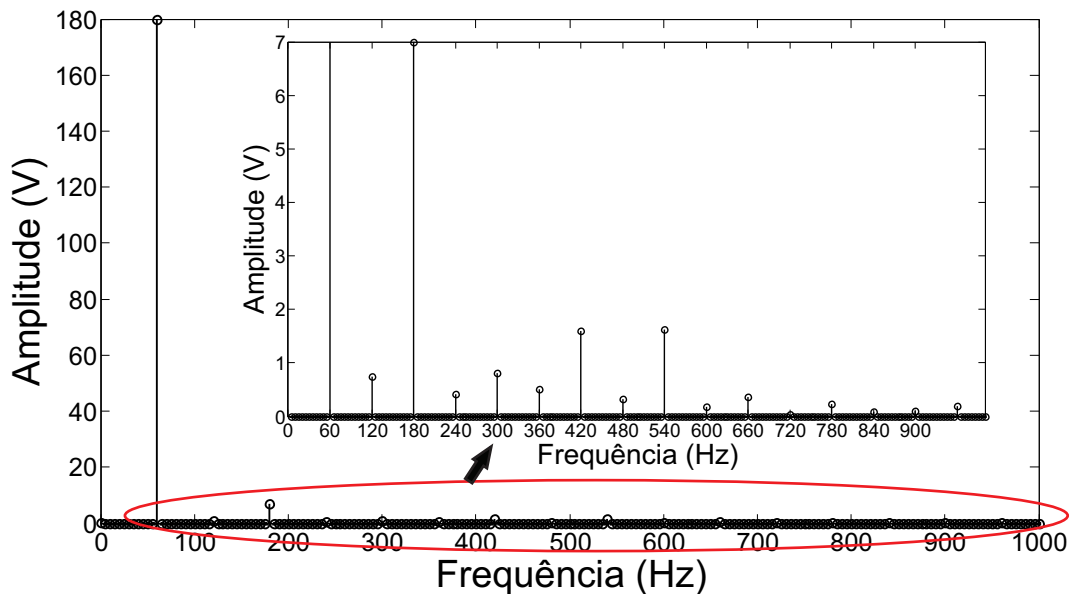


Figura 44: FFT dos primeiros 12 ciclos

Os harmônicos ímpares são os que apresentam maior amplitude, enquanto os pares apresentam amplitude muito reduzida, não sendo relevantes. A distorção harmônica total (THD) apresentada por este sinal é de aproximadamente 7.76%. Pode-se observar também que a frequência do sistema não sofreu variações significativas durante a aquisição deste sinal.

4.2 Corrente de um Forno Microondas

O forno microondas é um equipamento eletrônico onde a entrada e em Corrente Alternada (CA) é convertida em Corrente Contínua (CC) através de um retificador e um capacitor de grande valor para suavização. O magnetron gera as microondas e é um tubo de diodo à vácuo com característica de carga não-linear, o que causa um crescimento nos harmônicos da corrente de alimentação. Além disso, visto que a tensão de operação se altera de acordo com a característica de temperatura, a forma de onda da corrente de alimentação varia de acordo com as condições de operação do magnetron (BESSYO; YASUI; NAKAOKA, 2002). Desta forma, a corrente de entrada de um forno microondas torna-se um caso interessante de ser analisado do

ponto de vista da decomposição harmônica, sendo possível observar as variações na forma de onda desta corrente.

O caso a ser analisado é o da corrente de alimentação de um forno microondas de 1450W/127V/60Hz. A corrente adquirida pode ser vista na Figura 45. É interessante observar que há três instantes distintos na corrente, dois onde a forma de onda se apresenta diferente e um intermediário, que é um instante de transição.

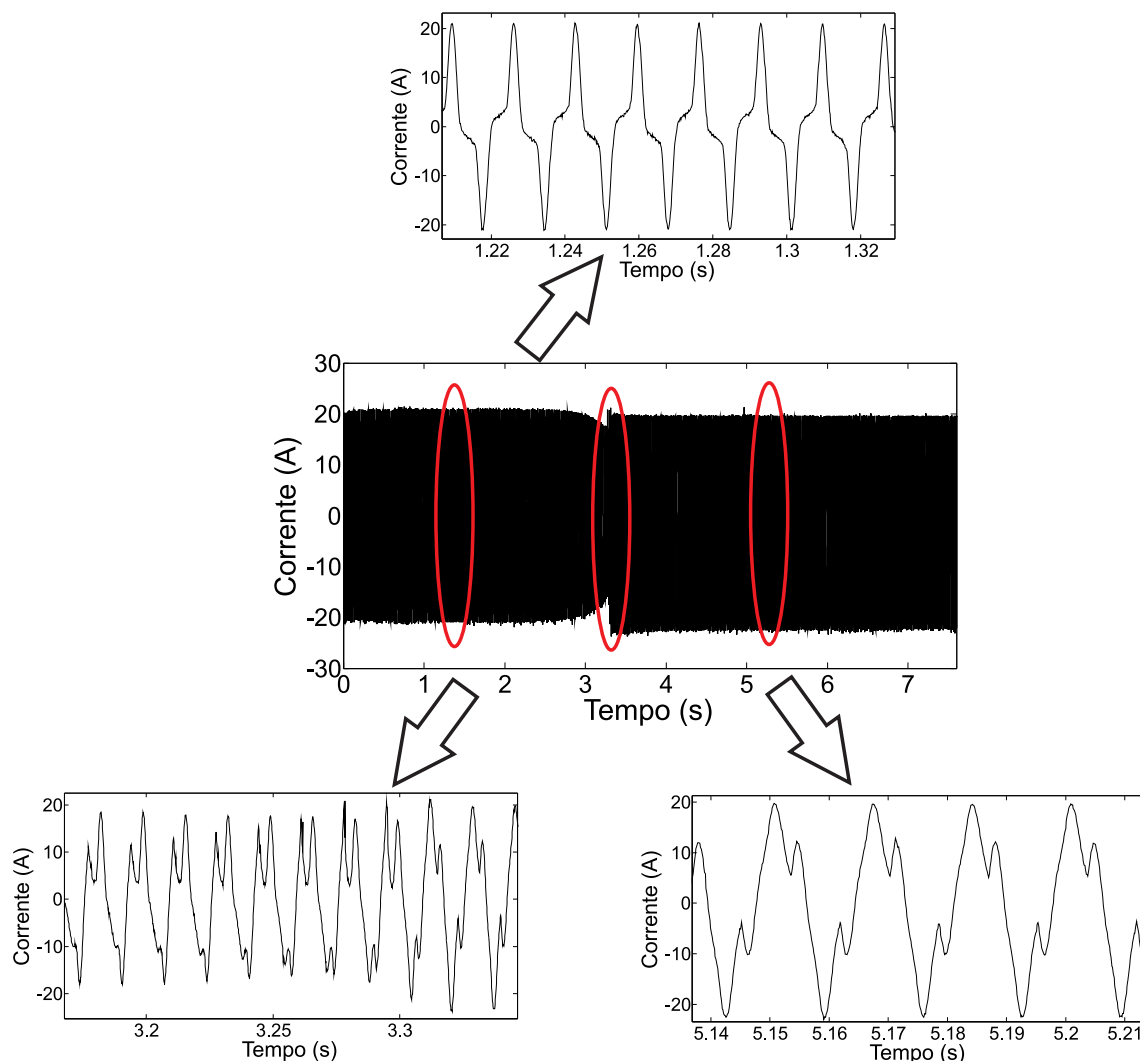


Figura 45: As três fases de operação de um forno microondas

Este comportamento também pode ser visto nas componentes harmônicas do sinal, conforme mostrado na Figura 46. Pode-se observar que a componente fundamental só apresenta variações no instante de transição. É interessante observar também que os harmônicos pares (2° e 4°) apresentam comportamento semelhante. Ambos, no instante inicial, possuem amplitude muito pequena até o momento de transição. Depois deste instante, estes harmônicos passam a apresentar comportamento variante no tempo e amplitude maior. Já os harmônicos

ímpares apresentam comportamentos distintos e todos eles apresentam variações no tempo. O 3º e o 5º harmônicos apresentam amplitude elevada, próxima a 40% e 14.7% da componente fundamental, respectivamente. Quando o sistema estabiliza, tanto os harmônicos pares quanto os ímpares continuam apresentando variações, porém, bem pequenas.

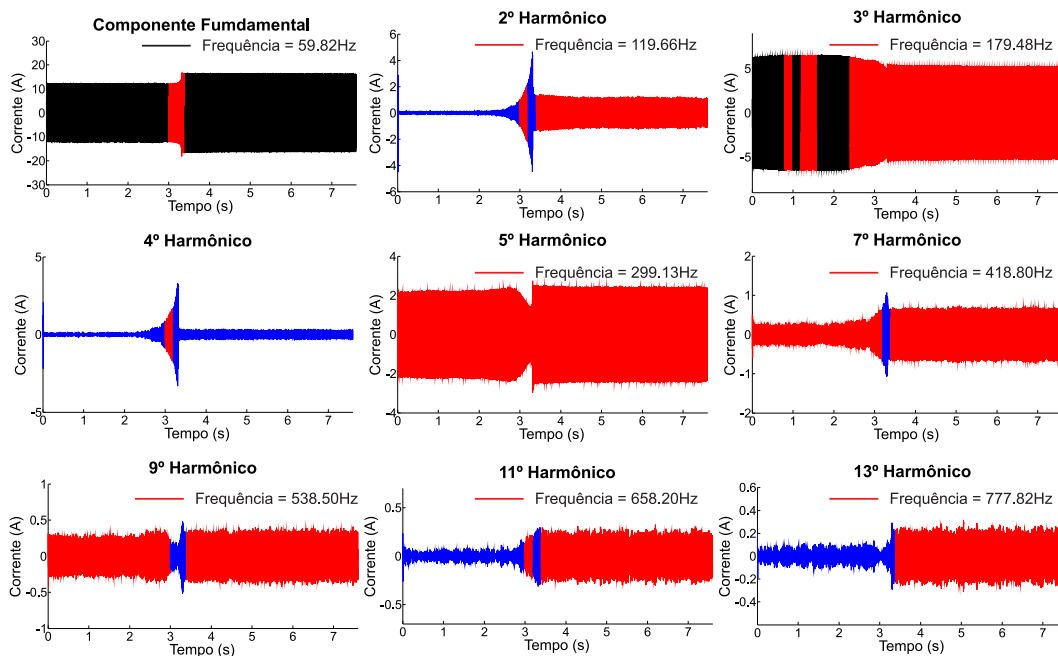


Figura 46: Decomposição Harmônica da corrente de alimentação do forno microondas

4.3 Motor de Indução

É de conhecimento que motores de indução controlados por inversores de frequência introduzem harmônicos no sistema. Em situações de partida, variação de velocidade ou de carga, estas componentes harmônicas podem apresentar variações em sua amplitude, sugerindo um comportamento variante no tempo.

A alimentação do sistema enxerga o sistema motor e inversor de frequência como uma carga não-linear, cuja corrente apresenta componentes harmônicas. O retificador produz harmônicos de ordem $h = NP \pm 1$, onde NP é o número de pulsos da ponte retificadora. Ou seja, para uma ponte retificadora de 6 pulsos, o 5º e o 7º harmônicos seriam os mais significativos (WEG,). Sendo assim, se torna interessante analisar cada componente harmônica individualmente no domínio do tempo.

O caso a ser analisado é de um motor de indução em gaiola de esquilo (1.1HP, 220/380V e 4.41/2.50A) alimentado por um inversor de frequência com modulação PWM senoidal de 6

pulsos. O sistema possui ainda um dinamômetro com uma balança indicadora de torque, freio a disco bidirecional (freio de Foucault) e controle para variação de carga e velocidade.

4.3.1 Partida

O primeiro caso a ser analisado será o da corrente de partida do motor, que pode ser vista na Figura 47. A decomposição harmônica desta corrente pode ser vista na Figura 48.

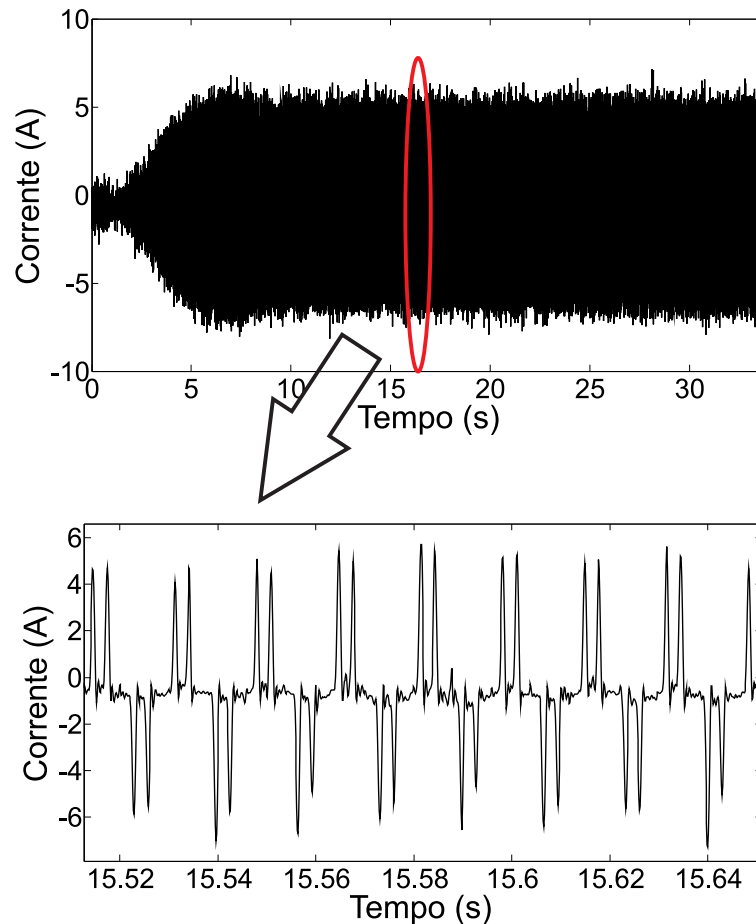


Figura 47: Corrente de partida de um motor de indução

É interessante observar o comportamento variante no tempo destas componentes apresentadas, que são as mais relevantes. À medida que a velocidade do motor vai aumentando, a amplitude de todas as componentes vai aumentando da mesma maneira, até se estabilizar, junto com a velocidade do motor. Além disso, conforme era esperado para o sistema com ponte retificadora de 6 pulsos, o 5º e o 7º harmônicos são os que apresentam maior amplitude. No que diz respeito à distorção das componentes, apenas o 9º harmônico apresenta distorção acima da tolerância especificada, caracterizando o espalhamento espectral.

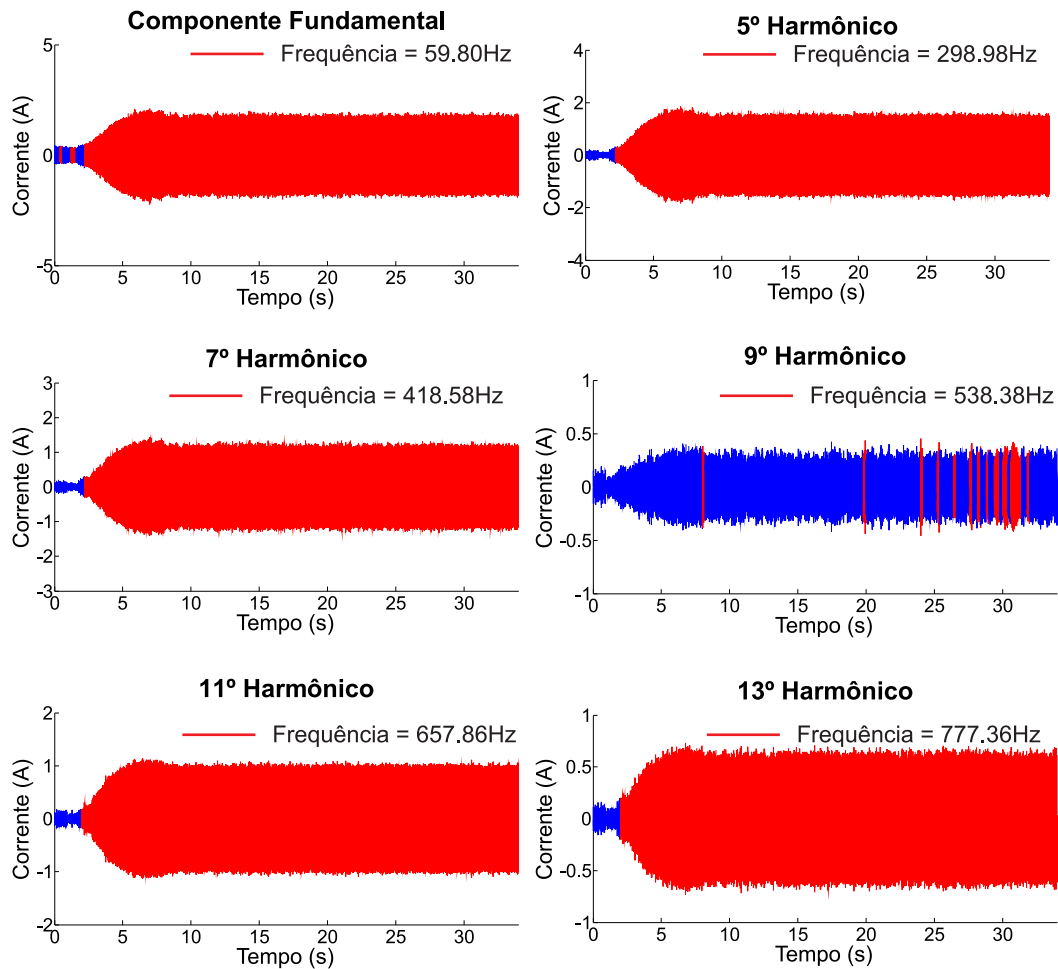


Figura 48: Decomposição Harmônica da corrente de partida do motor de indução

4.3.2 Variação de Carga

O segundo caso analisado é o do mesmo motor de indução porém em condições de variação de carga. A corrente pode ser vista na Figura 49.

A decomposição harmônica pode ser vista na Figura 50. Como era de se esperar, o 5º e o 7º harmônicos novamente apresentam amplitude maior do que os demais. Observa-se que, nos instantes onde há a variação da carga, há uma alteração na amplitude das componentes, até que estabilizem em um novo valor. É importante salientar também que a estrutura da análise gráfica não identificou a presença de distorção em nenhuma das componentes apresentadas, o que torna o caso interessante, visto que as variações são causadas pelo comportamento dinâmico da corrente.

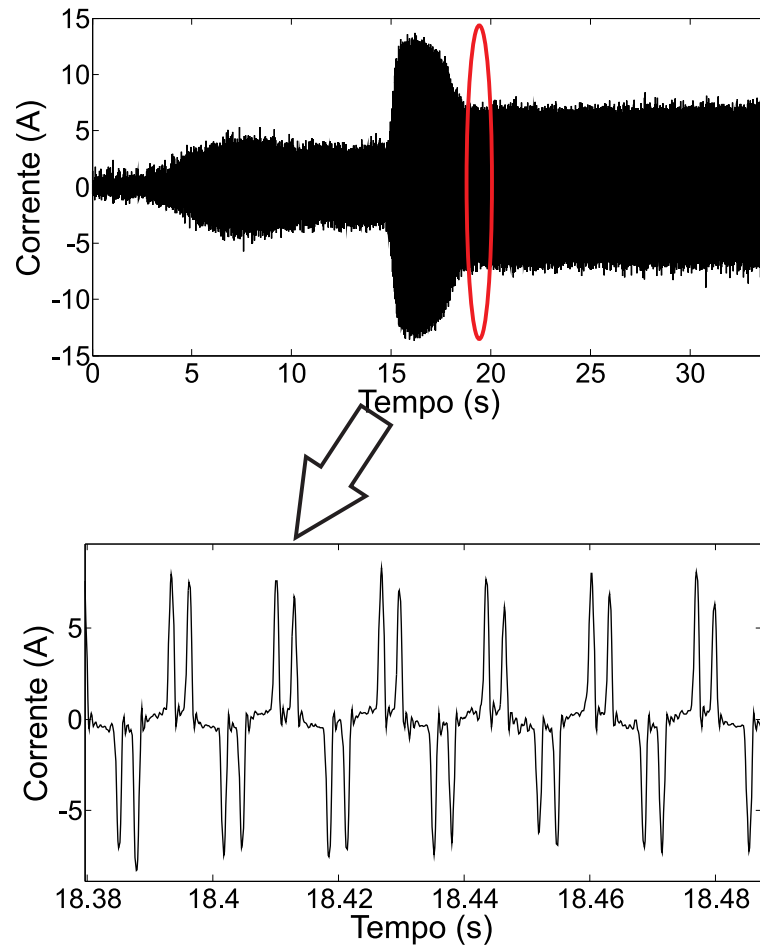


Figura 49: Corrente de um motor de indução em condição de variação de carga

4.4 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentados casos reais de decomposição harmônica realizados com o protótipo apresentado no Capítulo 3. A estrutura de análise gráfica foi utilizada *off-line* visando auxiliar na identificação dos sinais variantes no tempo, não variantes e distorcidos (espalhamento espectral).

Para o caso da tensão do LAPTEL/UFJF, observou-se que o sinal não apresenta variações no tempo e também não apresentou espalhamento espectral. Foi possível observar também que a frequência do sinal apresenta variações muito pequenas, não comprometendo a decomposição harmônica.

Para a corrente do forno microondas e do motor de indução, em condições de partida e variação de carga, pode-se observar a característica variante no tempo dos sinais. A estrutura de análise gráfica, utilizada *off-line*, auxiliou na identificação de espalhamento espectral, identificando as janelas do sinal que apresentaram distorção significativa.

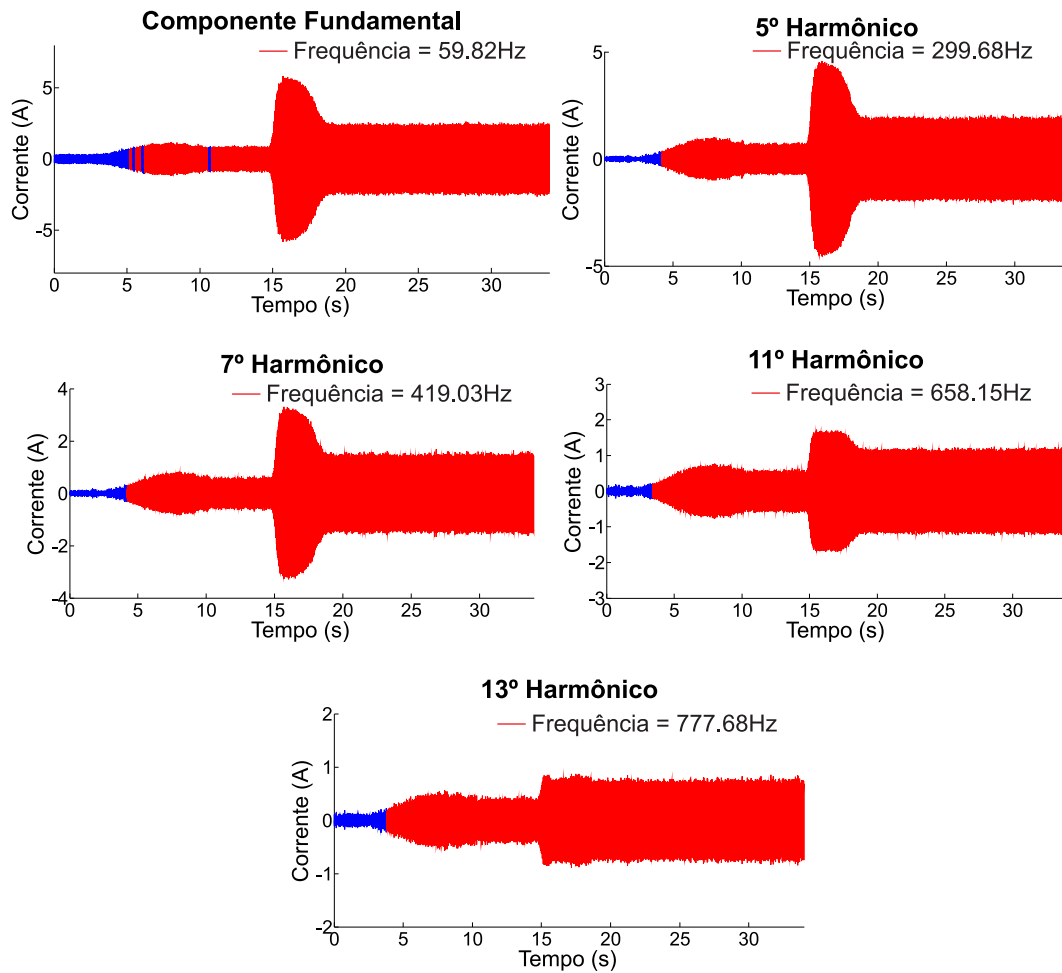


Figura 50: Decomposição Harmônica da corrente de um motor de indução em condições de variação de carga

O objetivo do capítulo foi validar o analisador protótipo desenvolvido, visando o projeto e desenvolvimento de uma versão completa do analisador de harmônicos variantes no tempo.

5 *BANCO DE FILTROS*

Neste capítulo, será mostrada uma nova estrutura de banco de filtros baseada na estrutura apresentada em (DUQUE et al., 2010, 2008). O banco de filtros também visa a análise de harmônicos variantes no tempo, através da decomposição harmônica. A estrutura proposta baseia-se na implementação de filtros FIR QMF em uma estrutura multi-taxa, além da utilização de operações de pré-processamento do sinal de entrada.

5.1 Introdução

Conforme dito anteriormente, existem várias técnicas utilizadas para realizar a decomposição harmônica e várias destas técnicas podem ser consideradas como casos particulares da teoria de banco de filtros.

A STFT, por exemplo, utiliza um filtro de coeficientes complexos que gera um sinal de saída o qual a magnitude corresponde à amplitude da componente presente naquela banda de frequência. Este comportamento foi mostrado em (SILVEIRA et al., 2008). A SWRDFT é um caso particular da STFT, onde é utilizada uma janela retangular do sinal, obtendo-se um algoritmo recursivo de baixa complexidade computacional. A grande desvantagem do método da STFT é relativo ao elevado transbordamento de frequência, o chamado *spillover*. O método não evita o transbordamento de frequências, ou seja, as decomposições harmônicas podem estar distorcidas devido ao espalhamento de componentes adjacentes.

Estruturas de bancos de filtros QMF têm sido utilizadas para realizar a decomposição harmônica de sinais (DUQUE et al., 2010, 2008), visando principalmente a redução no espalhamento espectral. Seja um sinal de entrada dividido em um número de sinais de sub-bandas através de um banco de filtros de análise. Estes sinais das sub-bandas são processados e depois combinados através de um banco de filtros de síntese, resultando nas decomposições desejadas. Se estes sinais são limitados a um intervalo de frequência muito menor do que o sinal original, eles podem ter sua taxa de amostragem reduzida depois do processamento. Realizada a redução

os sinais têm sua taxa de amostragem elevada e posteriormente são combinados pelos filtros do banco de síntese à uma taxa maior. Esta estrutura é a chamada *Quadrature Mirror Filter Bank*, ou, Banco de Filtros QMF (MITRA, 2005).

5.1.1 Projeto dos Filtros

Um banco de filtros é uma estrutura composta por um conjunto de filtros passa-faixa com uma entrada comum e/ou uma saída combinada (soma) (MITRA, 2005). Uma estrutura de banco de filtros FIR QMF de dois canais pode ser vista na Figura 51.

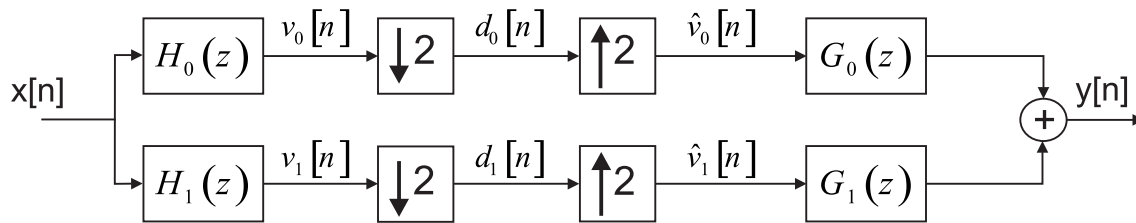


Figura 51: Banco de Filtros QMF de dois canais

O sinal $x[n]$ é primeiramente passado através da estrutura de análise, composta pelos filtros $H_0(z)$ e $H_1(z)$, passa-baixas e passa-altas, respectivamente, com frequência de corte igual à $\pi/2$ (Figura 52). O sinal é então dividido em sub-bandas ($v_0[n]$ e $v_1[n]$), que são posteriormente passadas através de um decimador (fator 2). A seguir, os sinais decimados ($d_0[n]$ e $d_1[n]$) são passados através de um expansor (fator 2) e então filtrados pelos filtros de síntese $G_0(z)$ e $G_1(z)$. As saídas dos dois filtros de síntese é então somada, obtendo-se o sinal $y[n]$, que possui a mesmo número de amostras do sinal de entrada $x[n]$.

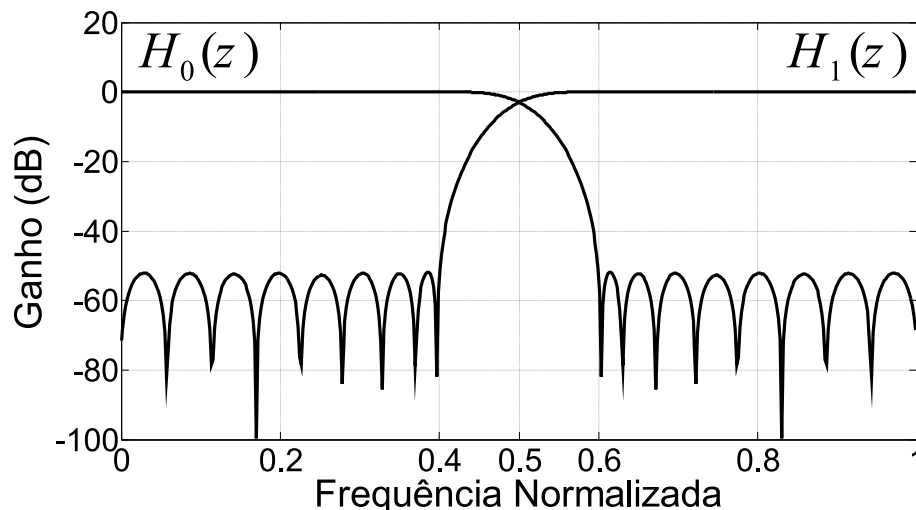


Figura 52: Resposta em Frequência Típica do Banco de Filtros de Análise

Neste trabalho, os filtros e toda a estrutura é baseada em filtros FIR. Os filtros foram gerados através da condição de simetria de energia (*power-symmetric approach*). Seja então $H_0(z)$ e $H_1(z)$ os filtros de análise, passa-baixa e passa-alta respectivamente, e $G_0(z)$ e $G_1(z)$ os filtros de síntese. O filtro $H_0(z)$ é um filtro FIR de meia banda (*half-band*). Nestes a frequência da banda passante (*passband*) ω_p e a frequência da banda de corte (*stopband*) ω_s são simétricas no que diz respeito à frequência $\pi/2$, ou seja, $\omega_p + \omega_s = \pi$. Assim $H_0(e^{j\omega}) + H_0(e^{j(\pi-\omega)}) = 1$. Além disso, o filtro possui fase linear, e, para isso, sua ordem deve ser sempre ímpar.

Projetado o filtro $H_0(z)$, obtém-se o filtro $H_1(z)$ através da relação $H_1(z) = 1^{-n}H_0(-z)$. Já os filtros de síntese são obtidos através das Equações 5.1.

$$\begin{aligned} G_0(z) &= H_0(-z) \\ G_1(z) &= H_1(-z) \end{aligned} \tag{5.1}$$

Através destas relações obtém-se todos os filtros do banco de filtros. Este banco de filtros é chamado de banco de filtros ortogonal, pois ele satisfaz a condição de reconstrução perfeita e de simetria de energia.

5.1.2 Método Anterior

Em (DUQUE et al., 2010, 2008) os autores desenvolveram uma estrutura de banco de filtros QMF que separa as componentes pares e ímpares do sinal de entrada, até o 15° harmônico. Esta estrutura utiliza filtros digitais e decimadores (*down-samplers*) para obter os filtros passa-faixa equivalentes, centrados na frequência de cada harmônico. Após a decomposição do sinal pelo banco de filtros de análise, cada harmônico é reconstruído utilizando uma estrutura de banco de filtros de síntese. Esta estrutura é composta de filtros e expansores (*up-samplers*).

Esta estrutura proposta pode ser dividida então em duas estruturas diferentes. A primeira divide o sinal de entrada em duas sub-bandas diferentes e é chamada de banco de filtros de análise. A segunda é utilizada se o sinal necessita ser reconstruído e é chamada de banco de filtros de síntese. Uma forma direta de se construir um banco de filtros de análise para decompor o sinal de entrada em suas componentes harmônicas ímpares pode ser visto na Figura 53, onde $H_h(z)$ é um filtro passa-faixa centrado no harmônico h e que deve ter uma largura de banda inferior à $2 \cdot f_0$, onde f_0 é a frequência fundamental (DUQUE et al., 2008).

Através das técnicas de operação multitaxa (MITRA, 2005), o sistema apresentado na Figura 53 pode ser mais facilmente projetado, visto que o desenvolvimento de cada filtro passa-faixa $H_h(z)$ é complicado. A operação multi-taxa oferece um novo caminho para se projetar um

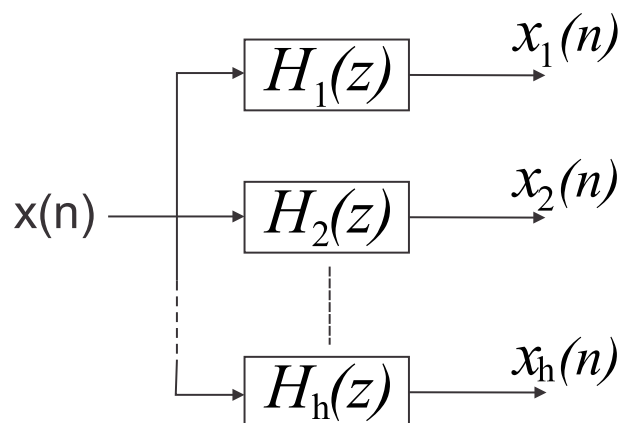


Figura 53: Banco de filtros de análise para decomposição do sinal de entrada em seus harmônicos ímpares

banco de filtros equivalente utilizando decimadores e interpoladores. As estruturas básicas da operação multi-taxa podem ser vistas na Figura 54.

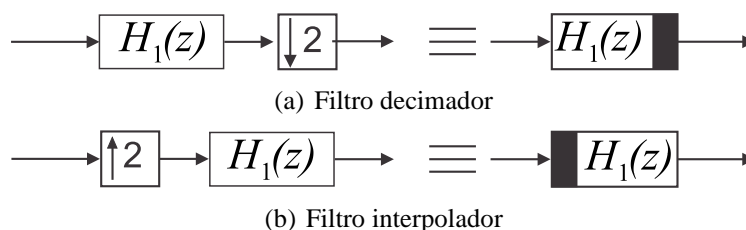


Figura 54: Estruturas multi-taxa

Através da abordagem multitaxa, pode-se então gerar um novo banco de filtros equivalente ao mostrado na Figura 53. Esta nova estrutura pode ser vista na Figura 55 para um sinal de entrada contendo 64 amostras por ciclo. Esta estrutura foi proposta em (DUQUE et al., 2010, 2008). Os filtros $H_0(z)$ e $H_1(z)$ são filtros QMF projetados utilizando a aproximação por simetria de energia (*power symmetric approach*) (MITRA, 2005), onde $H_0(z)$ é um filtro passa-baixas e $H_1(z)$ um filtro passa-altas.

Para filtros de ordem 69, a resposta em frequência do banco pode ser vista na Figura 56. Cada filtro do banco tem sua frequência centrada em um harmônico ímpar. Porém, os filtros têm baixa rejeição aos harmônicos pares, então estas componentes pares transbordam para as componentes harmônicas ímpares adjacentes.

Para eliminação destas componentes harmônicas pares, o método faz uso de filtros *notch* de segunda ordem. Desta forma, as componentes harmônicas ímpares estariam livre da influência dos harmônicos pares em sua decomposição.

Entretanto, a estrutura proposta na Figura 55, juntamente com os filtros *notch*, fariam

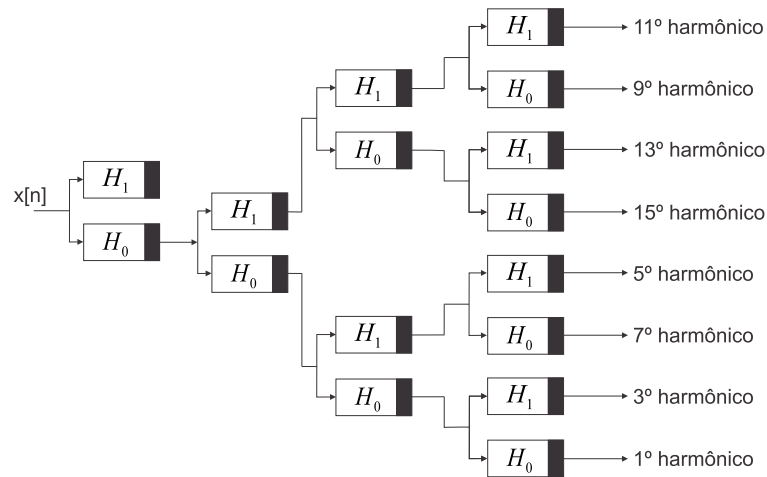


Figura 55: Estrutura multi-taxa equivalente

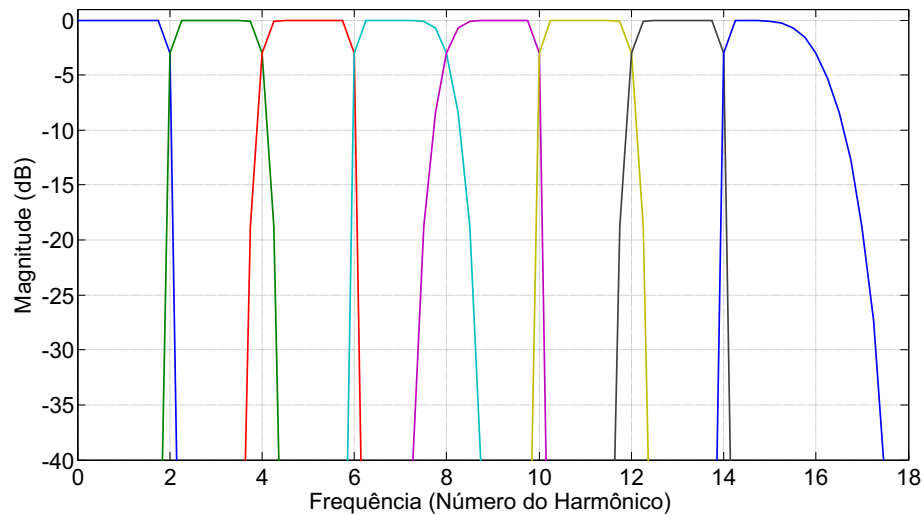


Figura 56: Banco de filtros de análise para decompor o sinal de entrada em suas componentes harmônicas

apenas a decomposição do sinal nas componentes ímpares. Para a extração dos harmônicos pares, o mesmo banco de filtros deve ser utilizado juntamente com uma modulação SSB. A modulação SSB faz com que todas as frequências do sinal de entrada se movam de $+f_0$ no espectro. Desta forma, utilizando o mesmo banco proposto pode-se extrair as componentes pares do sinal. A estrutura final proposta em (DUQUE et al., 2010, 2008) pode ser vista na Figura 57.

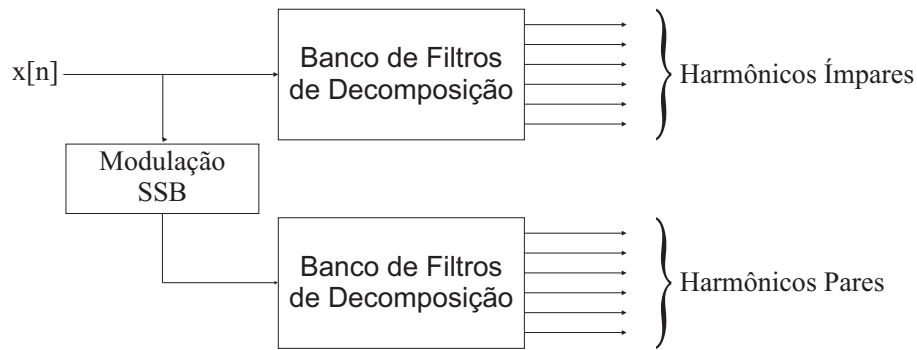


Figura 57: Visão geral do sistema proposto anteriormente

5.2 Método Proposto

Neste trabalho, é proposta uma modificação no método apresentado em (DUQUE et al., 2010, 2008) visando melhorar o método de banco de filtros e a decomposição harmônica. Conforme dito anteriormente, a estrutura proposta inicialmente necessita da presença de filtros *notch* para eliminação das componentes pares (ou ímpares) do sinal, visto que o banco de filtros têm baixa rejeição a estes harmônicos.

O principal problema da inclusão dos filtros *notch* no banco de filtros de análise é o de a estrutura equivalente não alcançar a condição de reconstrução perfeita do sinal. Além disso, o projeto e utilização de filtros *notch* para cada decomposição aumenta a complexidade computacional do método.

A estrutura proposta neste trabalho não necessita da utilização dos filtros *notch*. A decomposição harmônica é feita através de uma única árvore, extraíndo-se os harmônicos pares e ímpares do sinal de entrada, reduzindo-se assim o esforço computacional e diminuindo o erro entre o sinal original e o sinal reconstruído.

5.2.1 Estrutura do Banco de Filtros

A estrutura proposta visa a extração dos harmônicos pares e ímpares através de uma única árvore de filtros.

O banco de filtros proposto, para um sinal de 256 amostras por ciclo, pode ser visto na Figura 58. Observa-se que a frequência das decomposições é dada por $f_0 \cdot h + \frac{f_0}{2}$, onde f_0 é a frequência fundamental. Assim, a saída dos bancos de filtros não são as componentes harmônicas $f_0 \cdot h$, que estão localizadas na banda de rejeição dos filtros (3dB). Desta forma, para se extrair todas as componentes harmônicas através do banco de filtros proposto se faz

necessária uma operação de pré-processamento do sinal de entrada.

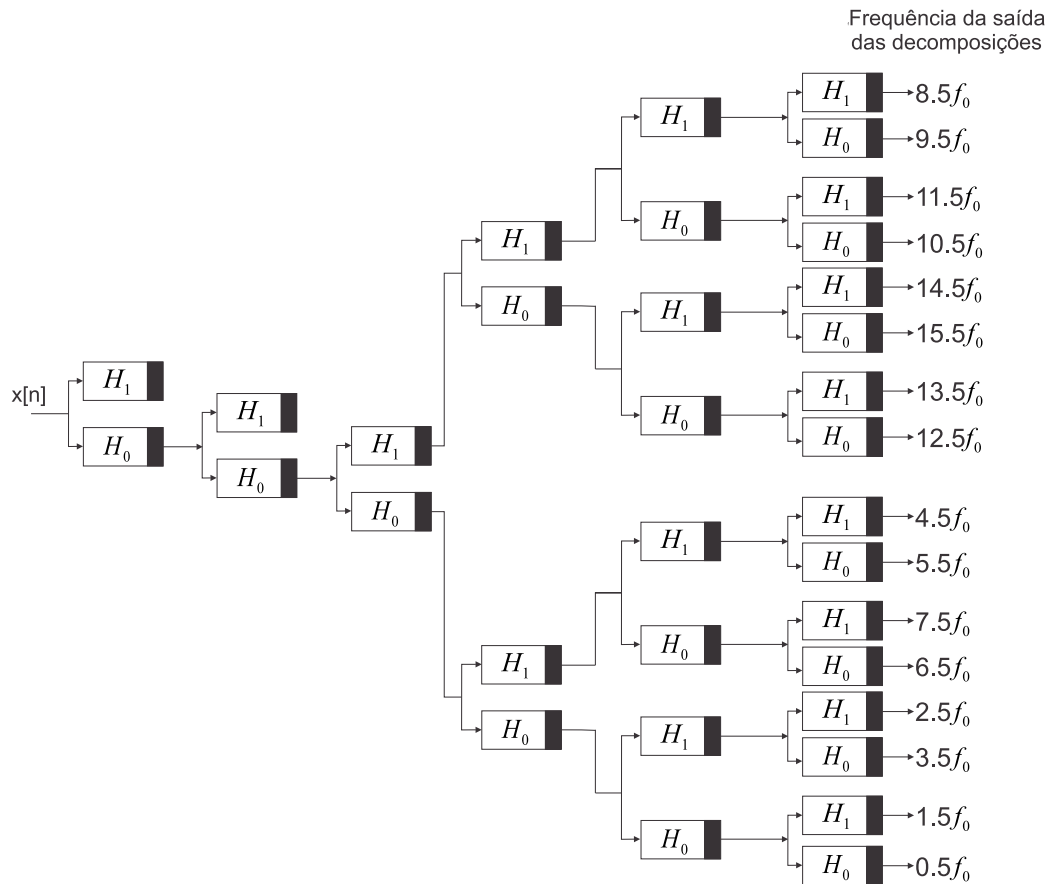


Figura 58: Estrutura multi-taxa proposta

5.2.2 Operação de Pré-Processamento

Com o objetivo de se extrair todos os harmônicos (neste caso até o 15^o), o banco de filtros mostrado na Figura 58 deve ser utilizado em conjunto com um pré-processamento do sinal de entrada.

Este pré-processamento consiste na realização de uma modulação SSB do sinal de entrada. Para implementação da modulação SSB é utilizada a Transformada Hilbert. Ao contrário do sistema proposto em (DUQUE et al., 2010, 2008), a modulação não irá mover as frequências de $+f_0$, e sim de uma frequência f_m chamada de frequência de modulação.

De acordo com a Figura 58, a frequência da decomposição relativa à componente fundamental deve ser $f_1 = f_0 + \frac{f_0}{2}$, do segundo harmônico $f_2 = 2 \cdot f_0 + \frac{f_0}{2}$ e assim sucessivamente. Sendo assim, a frequência de modulação deve ser $f_m = \frac{f_0}{2}$, deslocando todas as frequências de $+\frac{f_0}{2}$ no espectro. Este comportamento pode ser visto na Figura 59. A resposta em frequência

do banco de filtros pode então ser vista na Figura 60.

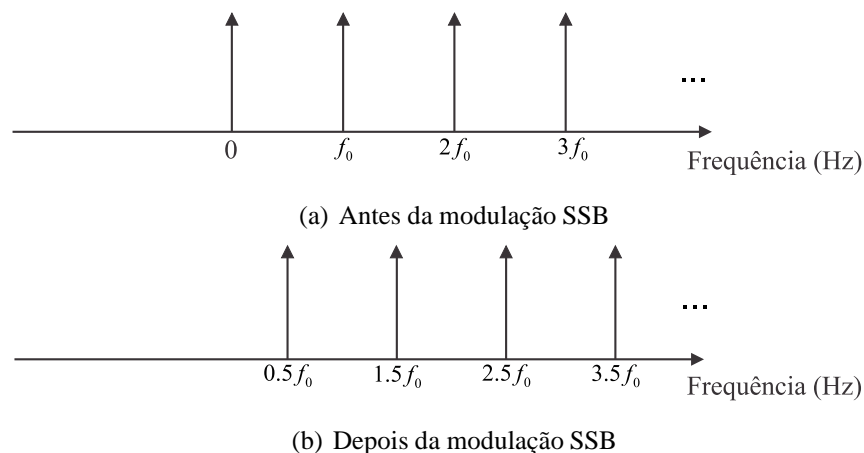


Figura 59: Comportamento dos harmônicos

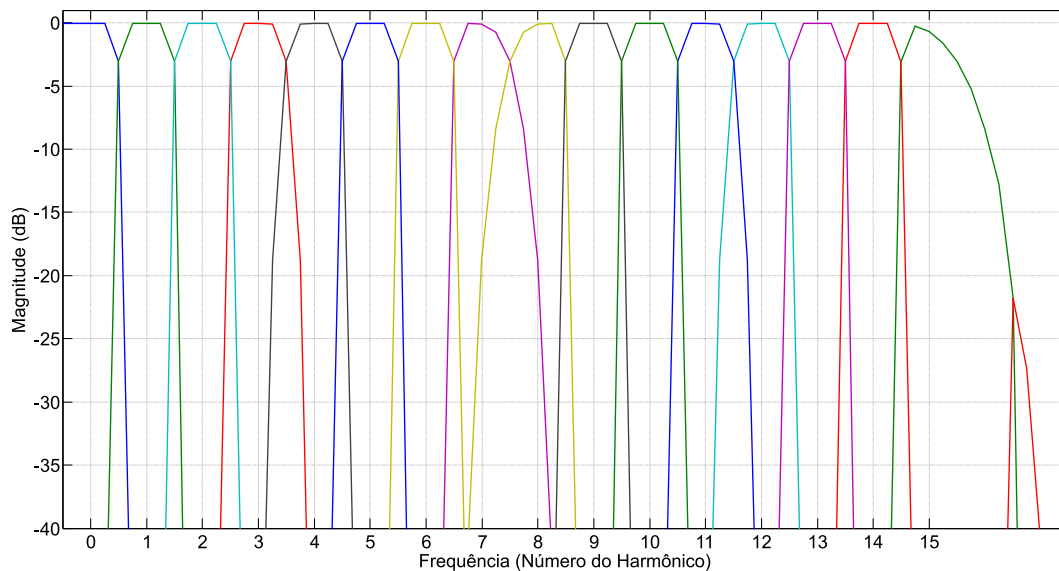


Figura 60: Resposta em frequência do banco de filtros de proposto

Uma visão geral do sistema proposto para a decomposição de harmônicos variantes no tempo pode ser vista na Figura 61. O sistema é então capaz de decompor todos os harmônicos (da componente DC ao 15^o) sem a necessidade da utilização dos filtros *notch* para eliminação das componentes pares (ou ímpares).

5.3 Análises de Casos

Esta seção irá apresentar algumas decomposições harmônicas utilizando a estrutura proposta. O primeiro caso é o de um sinal obtido através do software EMTDC e sua interface

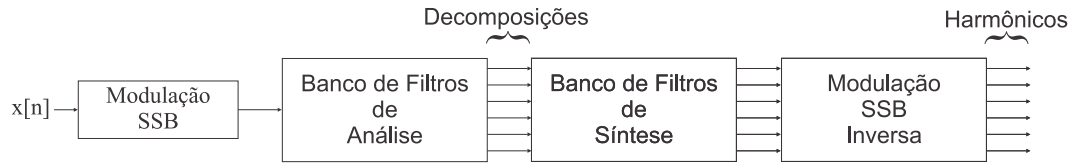


Figura 61: Visão geral do sistema proposto

gráfica PSCAD. O segundo caso é o da corrente de um forno microondas e o terceiro o de um motor de indução em situação de variação de carga. Estes últimos dois são casos reais e foram adquiridos utilizando a estrutura proposta na Seção 3 e já foram analisados para a SWRDFT na Seção 4.

5.3.1 Sinal Simulado - Corrente de Inrush

Um transformador, durante seu processo de energização, gera um transitório de corrente importante, necessário para estabelecer o campo magnético do transformador. Alguns transformadores apresentam uma demanda máxima (pico de corrente) de 8 a 10 vezes o valor nominal da corrente. Esta corrente é chamada de corrente de inrush (MAÑANA et al., 2005).

A corrente de inrush contém harmônicos de todas as ordens. Entretanto, os mais relevantes são o segundo e o terceiro. A componente DC também pode ser relevante durante os primeiros ciclos, dependendo do fluxo residual do transformador (MAÑANA et al., 2005). Atualmente, com a evolução dos materiais e no projeto dos transformadores, a distorção harmônica tem reduzido. Ainda assim, é interessante e importante analisar a natureza variante no tempo das componentes harmônicas existentes em uma corrente de inrush (RIBEIRO, 2009b).

Neste trabalho, foi utilizado um sinal gerado em (SILVEIRA et al., 2008) através da simulação da energização de um transformador, utilizando o software EMTDC/PSCAD. O sinal simulado pode ser visto na Figura 62.

A decomposição harmônica é feita utilizando a estrutura proposta neste trabalho (e filtros de ordem 69), e pode ser vista na Figura 63. Com o auxílio da estrutura para análise gráfica apresentada na Seção 2.4.4 é possível observar a natureza variante no tempo das componentes harmônicas da corrente de inrush. Foram utilizadas janelas de 12 ciclos do sinal para a estrutura de análise gráfica, a tolerância no desvio do fator de crista foi de 2% e a tolerância na taxa de distorção foi de 1%.

É importante salientar que a primeira janela de análise desta estrutura, para a maioria dos harmônicos, apresenta-se em cor azul, ou seja, como um sinal distorcido. Entretanto, isto

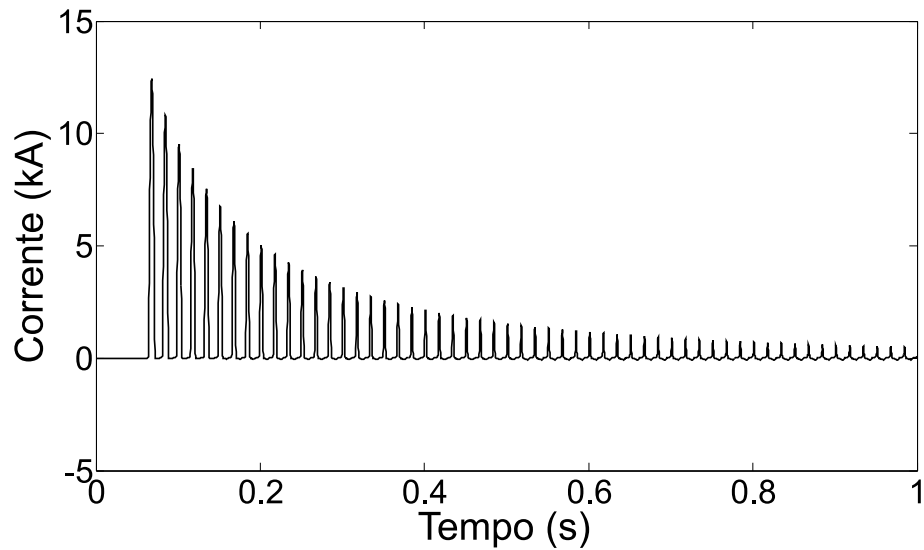


Figura 62: Corrente de inrush simulada

ocorre, normalmente, devido ao transitório dos filtros e ao efeito de bordas.

Conforme dito anteriormente, um dos grandes problemas da estrutura de banco de filtros proposta em (DUQUE et al., 2010, 2008) é a questão da reconstrução do sinal. A utilização dos filtros *notch* faz com que a reconstrução fique ainda mais distante de uma reconstrução perfeita. Uma forma de se analisar isto é calcular o Erro Médio Quadrático- *Mean-Square Error* (MSE) entre o sinal original e o sinal reconstruído, conforme a Equação (5.2), onde $x(n)$ é o sinal original e $x_R(n)$ é o sinal reconstruído. O MSE fornece uma medida de quão próximo o método está da reconstrução perfeita. Se houver elevado espalhamento espectral, por exemplo, ou deslocamento de fase causado por alguns filtros (como os notches), o MSE tende a se elevar.

$$\text{MSE} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N (x(n) - x_R(n))^2 \quad (5.2)$$

Sendo assim, para o caso da corrente de inrush, calculou-se o MSE para as técnicas da SWRDFT apresentada na Seção 2, para a estrutura de banco de filtros apresentada em (DUQUE et al., 2010, 2008) (filtros de 33^a e 69^a ordem), e para a técnica proposta. Os resultados podem ser vistos na Tabela 7.

Através dos resultados apresentados percebe-se que, para o caso da corrente de inrush, a estrutura de banco de filtros proposta obtém menor erro médio quadrático em sua reconstrução, se comparada com os métodos da SWRDFT e com a estrutura de banco de filtros apresentada anteriormente. Desta forma, a estrutura que mais se aproximou da reconstrução perfeita do sinal foi a estrutura apresentada na Figura 61.

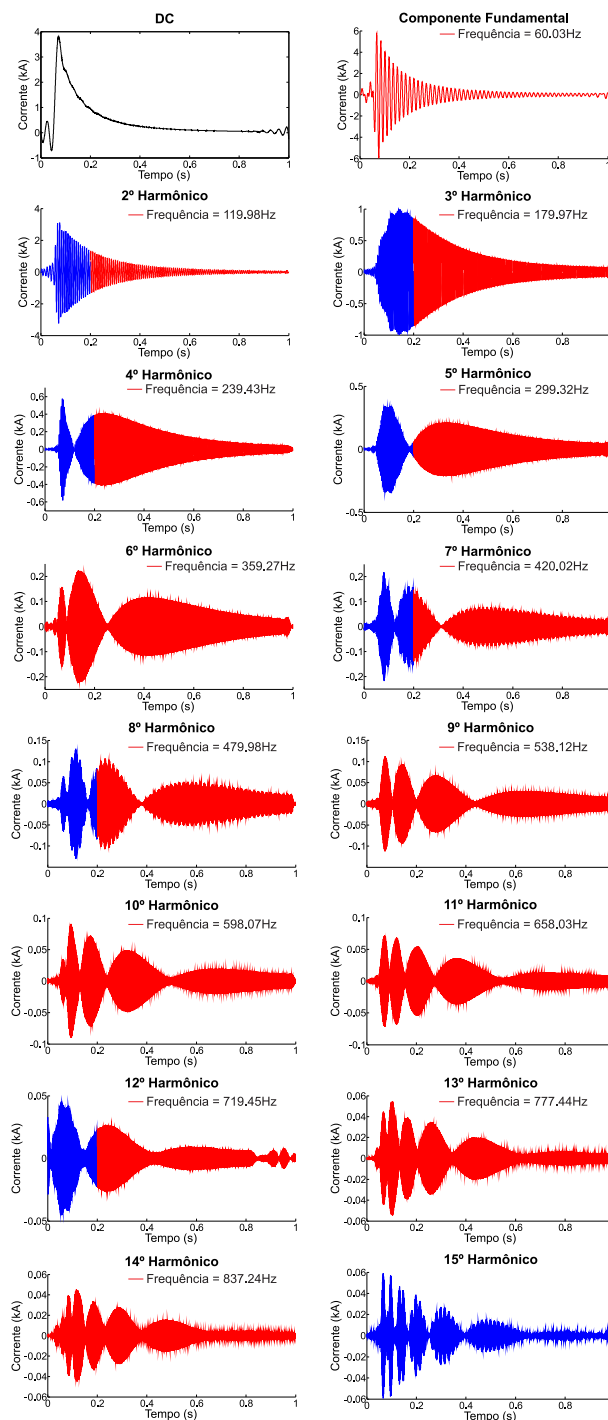


Figura 63: Decomposição harmônica de corrente de inrush simulada

5.3.2 Forno Microondas

O caso a ser analisado agora pelo banco de filtros proposto é o da corrente de um forno microondas, apresentado na Seção 2.6 e mostrado na Figura 45.

Assim como na corrente de inrush, foi realizada a decomposição harmônica pela es-

Método	MSE
SWRDFT	$131.130e^{-3}$
Anterior - Filtros de 33ª ordem	$229.891e^{-4}$
Anterior - Filtros de 69ª ordem	$229.920e^{-4}$
Proposto - Filtros de 33ª ordem	$7.7206e^{-4}$
Proposto - Filtros de 69ª ordem	$7.7598e^{-4}$

Tabela 7: Comparativo de performance entre os métodos de decomposição harmônica para a corrente de inrush

estrutura de banco de filtros, bem como a análise da decomposição pela estrutura de análise gráfica. Novamente foram utilizadas janelas de 12 ciclos do sinal para esta estrutura, tolerância no desvio do fator de crista de 2% e tolerância na taxa de distorção de 1%. A decomposição harmônica, através do banco de filtros (ordem 69) pode ser vista na Figura 64. Os harmônicos mostrados são apenas os mais relevantes.

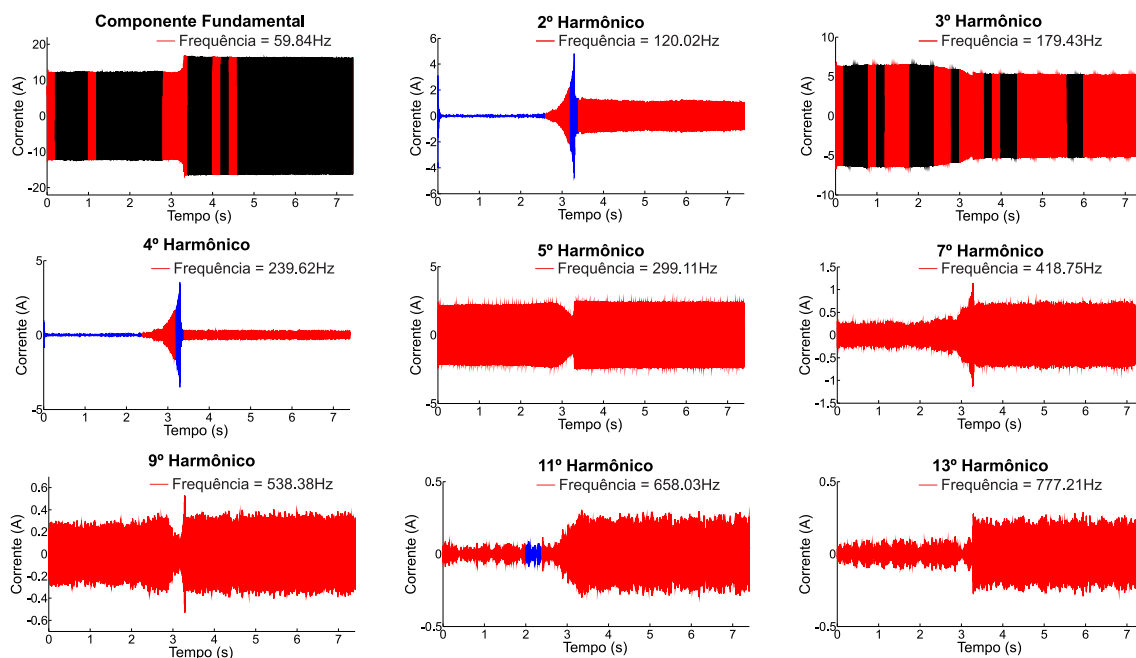


Figura 64: Decomposição Harmônica da Corrente do forno microondas

Uma observação interessante é que a estrutura de análise gráfica só identificou distorção nos harmônicos de ordem par, principalmente quando estes apresentam amplitude reduzida. A componente DC do sinal não foi mostrada na decomposição pois não apresenta valor relevante.

Assim como analisado na corrente de inrush, foi calculado o MSE para a corrente do forno microondas, e os resultados podem ser vistos na Tabela 8.

Método	MSE
SWRDFT	$104.445e^{-3}$
Anterior - Filtros de 33ª ordem	$114.072e^{-3}$
Anterior - Filtros de 69ª ordem	$117.361e^{-3}$
Proposto - Filtros de 33ª ordem	$43.034e^{-3}$
Proposto - Filtros de 69ª ordem	$45.350e^{-3}$

Tabela 8: Comparativo de performance entre os métodos de decomposição harmônica para a corrente de um forno microondas

Novamente o MSE para a estrutura de banco de filtros proposta se apresenta menor do que o relativo às outras técnicas de decomposição harmônica. É possível observar, por exemplo, para o 4º harmônico, que a decomposição harmônica com o banco de filtros não apresenta distorção (após o instante de transição), enquanto a decomposição do mesmo sinal utilizando a SWRDFT (Figura 46) apresenta distorção na mesma faixa. O mesmo acontece para o 9º e 13º harmônicos (Figura 65). Isto indica que a estrutura de banco de filtros reduz o espalhamento espectral, conforme esperado.

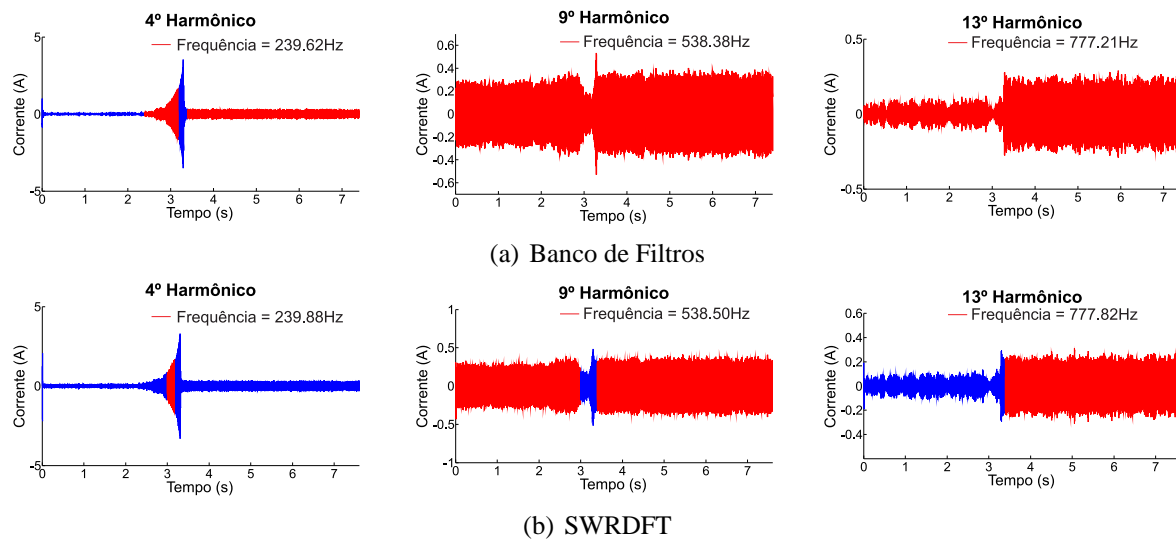


Figura 65: Comparativo entre os métodos.

5.3.3 Motor de Indução

O caso a ser analisado agora é o da corrente de um motor de indução em condições de variação de carga, apresentado na Seção 4.3.2 e mostrado na Figura 49.

Foi realizada a decomposição harmônica pela estrutura de banco de filtros, bem como a análise das decomposição pela estrutura de análise gráfica utilizando os mesmos parâmetros utilizados na corrente do forno microondas. A decomposição harmônica, através do banco de

filtros (ordem 69) pode ser vista na Figura 66. Os harmônicos mostrados são apenas os mais relevantes.

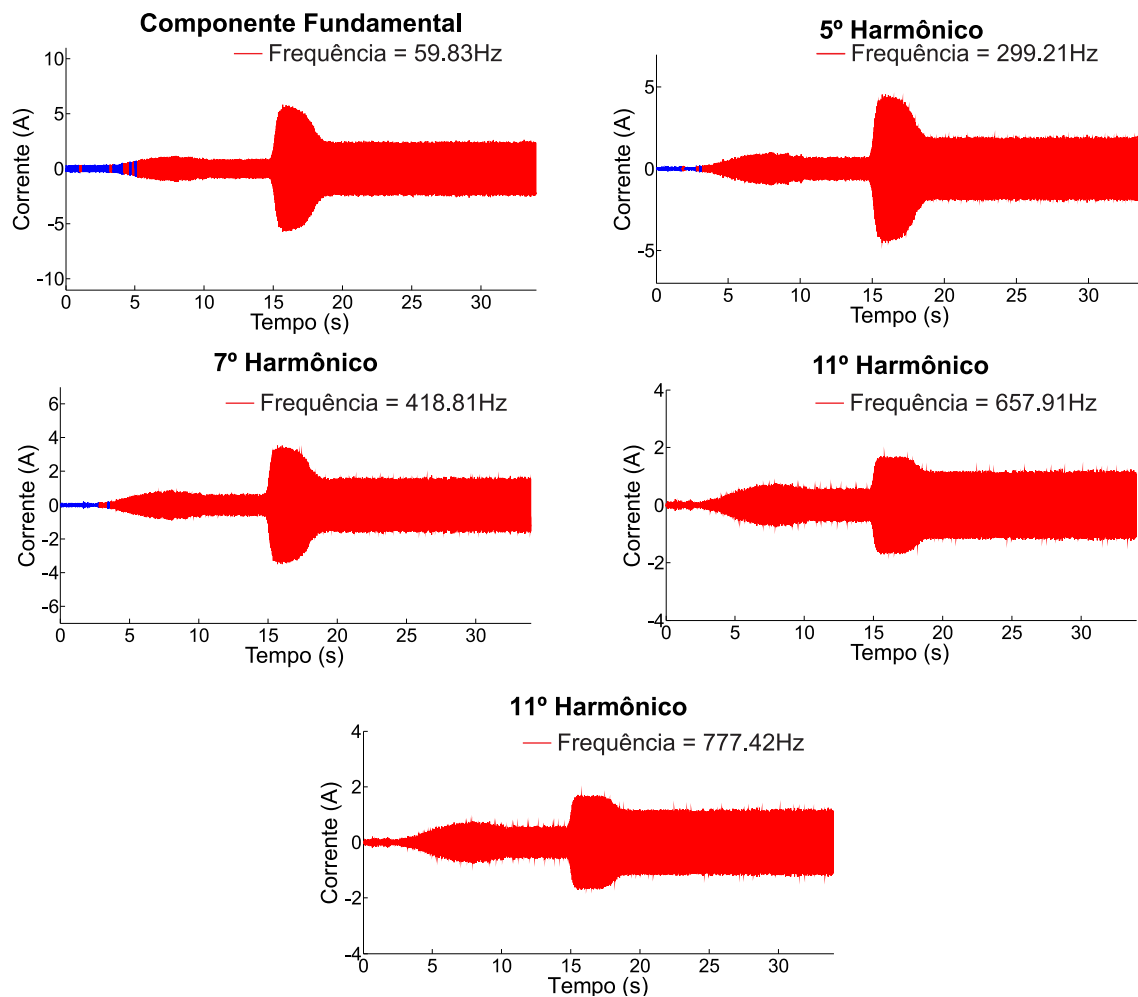


Figura 66: Decomposição Harmônica da Corrente do Motor de Indução

A estrutura de análise gráfica não identificou distorção em nenhuma das componentes harmônicas, assim como para a decomposição utilizando a SWRDFT, apresentada na Seção 4.3.2, e é possível observar claramente a natureza variante no tempo destas componentes. O MSE foi calculado e os resultados podem ser vistos na Tabela 9.

Para todas as técnicas, o MSE é muito pequeno, o que indica que não há espalhamento espectral e/ou não há grandes variações na frequência do sinal. Desta forma, todas as técnicas apresentadas possuem erro muito pequeno na reconstrução do sinal. Porém, mais uma vez, a técnica de banco de filtros proposta apresenta MSE menor do que as outras técnicas.

Método	MSE
SWRDFT	$7.067e^{-3}$
Anterior - Filtros de 33 ^a ordem	$6.632e^{-3}$
Anterior - Filtros de 69 ^a ordem	$6.695e^{-3}$
Proposto - Filtros de 33 ^a ordem	$4.633e^{-3}$
Proposto - Filtros de 69 ^a ordem	$4.970e^{-3}$

Tabela 9: Comparativo de performance entre os métodos de decomposição harmônica para a corrente de um motor de indução em condições de variação de carga

5.4 Conclusão

Neste capítulo, foi apresentada uma modificação na estrutura de banco de filtros mostrada em (DUQUE et al., 2010, 2008), visando a eliminação da utilização dos filtros *notch* na decomposição harmônica. A estrutura visa diminuir a complexidade computacional do método e melhorar a reconstrução do sinal.

Foi mostrado todo o sistema de decomposição harmônica, como os bancos de filtros de análise e síntese e o sistema de pré-processamento utilizado. Foram realizadas diversas simulações para validação do sistema, analisando-se o erro médio quadrático na reconstrução dos sinais. Foi possível perceber que o método desenvolvido apresentou menor erro médio quadrático para todos os casos apresentados, em comparação com método de banco de filtros anterior e o método da SWRDFT. Isto é causado pela redução no espalhamento espectral nas decomposições harmônicas, fato que foi evidenciado no comparativo entre os métodos para decomposição da corrente do forno microondas. A decomposição utilizando o método da SWRDFT apresentou distorções causadas pelo espalhamento espectral em alguns trechos do sinal e, para os mesmos trechos, o método de banco de filtros desenvolvido não apresentou estas distorções.

6 CONCLUSÕES

6.1 Conclusões Finais

O presente trabalho apresentou uma proposta de desenvolvimento de um analisador de harmônicos variantes no tempo, baseado na técnica conhecida como DFT Recursiva de Janela Deslizante. O objetivo é o desenvolvimento futuro de um novo equipamento para análise de qualidade de energia elétrica que utiliza-se de uma nova concepção na visualização dos sinais. Para alcançar este objetivo este trabalho realizou alguns estudos relativos à técnica SWRDFT bem como o desenvolvimento de um hardware protótipo para o analisador. Além disso, foi desenvolvida também uma nova estrutura de banco de filtros para decomposição harmônica.

No contexto da SWRDFT, foi proposto um método para correção dos erros de amplitude e fase causados pelos circuitos de entrada (filtros *anti-aliasing* e condicionadores de sinal). Na implementação de um equipamento, este tipo de correção é importante para garantir que as medidas e dados fornecidos tenham maior precisão, não sendo influenciados pelos circuitos do equipamento. A técnica de correção, que baseia-se na multiplicação dos componentes em quadratura da SWRDFT por uma matriz de correção, mostrou-se bastante eficiente e sua implementação no sistema do analisador de harmônicos se torna muito interessante. Outro ponto importante é que a técnica tem baixa complexidade computacional, visto que a os parâmetros a serem utilizados na correção são computados através do projeto dos filtros do sistema, e o número de operações é pequeno (4 multiplicações e 2 adições para a correção de fase e amplitude).

Ainda em relação à SWRDFT, foram realizados estudos relativos à decomposição harmônica de sinais que apresentam variações na frequência fundamental. Foi possível observar que estas variações causam erros na decomposição harmônica, mas que os sinais decompostos apresentam a frequência do sinal original. Desta forma devem ser pesquisadas maneiras de corrigir os erros causados por estas variações, visto que nos sistemas reais a frequência fundamental apresenta flutuações.

Outra questão abordada relativa à SWRDFT, foi a decomposição de sinais contendo componentes inter-harmônicas. A presença destas componentes causa o efeito chamado espalhamento espectral, quando utiliza-se o método da SWRDFT. Este efeito causa erros nas decomposições, distorcendo-as. Desta maneira, foram desenvolvidos alguns parâmetros para auxiliar na análise qualitativa dos dados, visando indicar se o sinal é realmente variante no tempo ou se o mesmo encontra-se distorcido por espalhamento espectral. O fator de crista mostrou-se eficiente para identificar se um sinal pode ser considerado variante no tempo ou não. Entretanto, se o sinal estiver corrompido pelo espalhamento, ele pode apresentar variações de amplitude ao longo do tempo. Sendo assim, desenvolveu-se uma estrutura para o cálculo de um parâmetro denominado Taxa de Distorção da Decomposição (TDD). A TDD mostrou-se eficiente na identificação do espalhamento espectral e, desta forma, auxiliou na identificação de sinais corrompidos ou não corrompidos. Através da TDD foi possível também identificar a localização aproximada dos inter-harmônicos de um sinal (até 2), através da observação das energias da própria taxa de distorção.

Estes dois parâmetros foram então unidos em uma única estrutura de análise gráfica que, acoplada à SWRDFT, forneceu informações importantes a respeito das decomposições realizadas. Através desta estrutura pôde-se dizer quais janelas dos sinais eram não-variantes no tempo, variantes no tempo ou que apresentavam-se distorcidas por espalhamento espectral. Esta estrutura torna-se então uma opção interessante para fornecer ao analisador de harmônicos uma análise qualitativa das decomposições, o que possibilita implementar marcadores para indicar informações sobre as janelas analisadas. Entretanto, deve-se buscar ainda outros parâmetros que, somados aos apresentados neste trabalho, possam apresentar informações ainda mais precisas sobre os sinais analisados.

Depois da realização dos estudos relativos à SWRDFT, foi apresentada a estrutura do analisador protótipo proposto. O objetivo foi a implementação da técnica de decomposição em tempo real e validação de seu funcionamento. Para tal, foi projetado todo o hardware contendo todo o sistema de condicionamento do sinal, bem como a plataforma DSP para implementação do algoritmo. Pode-se observar que a técnica é adequada para implementação em tempo real, dado o baixo esforço computacional necessário para implementação dos núcleos de decomposição. Além disso, pôde-se avaliar as necessidades de hardware e software para desenvolvimento da versão completa do analisador, principalmente ao que diz respeito aos periféricos de comunicação em alta velocidade. Este protótipo apresentado foi então utilizado para aquisição e decomposição de alguns sinais reais, onde foi possível observar a natureza variante dos harmônicos. Desta forma foi possível validar o protótipo desenvolvido e auxiliar nas pesquisas para o desenvolvimento da versão final deste equipamento.

Sobre os bancos de filtros, o desenvolvimento da estrutura apresentada neste trabalho teve como objetivo a eliminação dos filtros *notch* utilizados no método anterior, reduzindo o esforço computacional do método. Observou-se que a estrutura proposta realiza corretamente a decomposição dos harmônicos, reduzindo o *spillover* e reduzindo o erro na reconstrução dos sinais.

Ao final deste trabalho foi possível concluir que o método da SWRDFT apresenta uma boa alternativa para implementação em tempo real, dada sua apresenta baixa complexidade computacional (8 multiplicações e 7 adições/subtrações por núcleo). Os bancos de filtros, apesar de apresentarem resultados melhores que os da SWRDFT, não se mostram a ferramenta mais adequada para operações em tempo real, visto que apresentam um esforço computacional muito elevado, principalmente para implementações em plataforma DSP. Entretanto, eles se mostram uma ferramenta interessante para realização de análises *offline*. Apesar de a SWRDFT possuir limitações relativas à presença de inter-harmônicos, o desenvolvimento de parâmetros para identificação do espalhamento espectral pode fornecer uma alternativa interessante para uma melhoria na análise qualitativa dos dados fornecidos pela SWRDFT. Desta forma, o analisador de harmônicos forneceria informações mais precisas sobre as decomposições realizadas.

Acredita-se que o analisador de harmônicos variantes no tempo possa se tornar uma ferramenta importante para análises de distúrbios de qualidade de energia, possibilitando a identificação de assinaturas para cada distúrbio, além de auxiliar na análise de comportamento de cargas e nas detecções de falhas.

6.2 Trabalhos Futuros

Visando o projeto e a construção de uma versão final do analisador de harmônicos variantes no tempo, vários trabalhos devem ser realizados.

Em relação ao hardware do analisador, têm-se pesquisado melhores plataformas DSP para implementação dos algoritmos de decomposição harmônica. Além disso, para se visualizar os harmônicos em tempo real, é necessária uma estrutura de comunicação de dados em alta velocidade, visto que o número de dados a ser transferido é muito grande. Tem-se então estudado a utilização do chip FT2232 da FTDI, que realiza uma interface SPI-USB, que forneceria uma elevada taxa de transmissão de dados entre o analisador e um PC. O objetivo é o desenvolvimento de um software em LabView que permitirá ao usuário visualizar os harmônicos de seu interesse, em tempo real.

Em relação ao que deve conter um analisador de harmônicos variantes no tempo, al-

guns pontos são considerados e estuda-se a sua implementação na operação em tempo real:

- Implementação de sistema de *trigger* com disparo através de parâmetros como Distorção Harmônica Total (THD) ou nível de harmônico individual;
- Armazenamento de janelas de dados pré e pós-trigger;
- Software em PC que permitisse a visualização em tempo real de componentes harmônicas pré-selecionadas, bem como interface para controle do número de ciclos a ser visualizado.

Em relação à parte teórica, deseja-se encontrar métodos de minimizar ou anular os efeitos da amostragem assíncrona na SWRDFT, visando uma decomposição mais precisa dos sinais. Além disso, pretende-se buscar novos parâmetros para auxiliar na análise gráfica dos sinais, visando criar uma estrutura mais robusta para ser implementada em tempo real. O objetivo é a inclusão de marcadores nas decomposições, visando trazer mais informações sobre os sinais analisados. A partir do desenvolvimento destes parâmetros pretende-se criar novas técnicas para identificação e localização dos inter-harmônicos nos sinais.

Em relação aos bancos de filtros, continua a busca por maneiras de reduzir a complexidade computacional na implementação em tempo real. Além disso, pretende-se desenvolver um banco de filtros IIR de reconstrução perfeita.

APÊNDICE A – PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA

A.1 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.

Fabri, D. F.; Duque, C. A.; Silveira, P. M.; Ribeiro, P. F.; , *"Improved Filter Banks for Time-Varying Power Harmonic Decomposition," 2011 IEEE Power & Energy Society General Meeting*.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ATMEL CORPORATION. *AN-4: Using Atmel's DataFlash*. [S.l.].

BAGHZOUZ, Y. et al. Time-varying harmonics. i. characterizing measured data. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 13, n. 3, p. 938–944, jul 1998.

BESSYO, D.; YASUI, K.; NAKAOKA, M. A method of decreasing the harmonic distortion for inverter microwave oven. In: . [S.l.: s.n.], 2002. v. 85, n. 4.

CANDÈS, E. J. Harmonic analysis of neural networks. *Appl. Comput. Harmon. Anal*, v. 6, p. 197–218, 1998.

CARVALHO, J. et al. PLL based multirate harmonic estimation. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–6.

CARVALHO, J. de et al. A dft-based approach for efficient harmonic/inter-harmonic analysis under time-varying conditions. In: *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–7.

CARVALHO, J. de et al. A pll-based multirate structure for time-varying power systems harmonic/interharmonic estimation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 24, n. 4, p. 1789–1800, oct. 2009.

CARVALHO, J. R. et al. Algoritmo baseado na dft para análise harmônica/inter-harmônica eficiente em condições de frequência variante. In: *VIII Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia Elétrica*. [S.l.: s.n.], 2009.

CHEN, C.; CHANG, G. An efficient time-domain approach based on prony's method for time-varying power system harmonics estimation. In: *IEEE Power Energy Society General Meeting, 2009. PES '09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6.

CHEN, C. et al. Extended real model of kalman filter for time-varying harmonics estimation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 1, p. 17–26, jan. 2010.

CHEN, C.-I.; CHANG, G. An efficient prony's method for time-varying power system harmonic estimation. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2009. ISCAS 2009*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1701–1704.

DUQUE, C. et al. Novel method for tracking time-varying power harmonic distortions without frequency spillover. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6.

DUQUE, C. A. et al. Tracking simultaneous time-varying power harmonic distortions using filter banks. In: *IEEE Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I CPS), 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–9.

- EL-AMIN, I.; ARAFAH, I. Artificial neural networks for power systems harmonic estimation. In: *8th International Conference on Harmonics And Quality of Power, 1998. Proceedings*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 999–1009.
- HARTLEY, R.; WELLES K., I. Recursive computation of the fourier transform. In: . [S.l.: s.n.], 1990. v. 3, p. 1792–1795.
- HOSSEINI, S. H.; 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 Guide for Application and Specification of Harmonic Filters. *IEEE Std 1531-2003*, 2003.
- KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. Measurement of harmonics/inter-harmonics of time-varying frequencies. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 1, p. 23 – 31, jan 2005.
- KARIMI-GHARTEMANI, M.; MOJIRI, M.; BAKHSHAI, A. A technique for extracting time-varying harmonics based on an adaptive notch filter. In: *Proceedings of 2005 IEEE Conference on Control Applications, 2005. CCA 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 624–628.
- LOBOS, T.; KOZINA, T.; KOGLIN, H.-J. Power system harmonics estimation using linear least squares method and svd. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 148, n. 6, p. 567 –572, nov 2001.
- LU, S.-L. Application of dft filter bank to power frequency harmonic measurement. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 152, n. 1, p. 132 –136, 10 2005.
- LU, S.-L. Application of dft filter bank to power frequency harmonic measurement. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 152, n. 1, p. 132–136, 10 2005.
- MAÑANA, M. et al. Effects of magnetizing inrush current on power quality and distributed generation. In: . [S.l.: s.n.], 2005.
- MITRA, S. K. *Digital Signal Processing: A Computer Based Approach*. 3. ed. [S.l.]: The McGraw-Hill Companies, 2005.
- PHAM, V.; WONG, K. Antidistortion method for wavelet transform filter banks and nonstationary power system waveform harmonic analysis. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, v. 148, n. 2, p. 117–122, mar 2001.
- RIBEIRO, P. F. (Ed.). *Time-Varying Waveform Distortions in Power Systems*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2009.
- RIBEIRO, P. F. *Time-Varying Waveform Distortions In Power Systems*. 1. ed. [S.l.]: Willey, 2009.
- SILVEIRA, P. et al. Time-varying power harmonic decomposition using sliding-window dft. In: *IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power, Wollongong, AU*. [S.l.: s.n.], 2008.
- SILVEIRA, P. M.; STEURER, M.; RIBEIRO, P. F. Using wavelet decomposition for visualization and understanding of time-varying waveform distortion in power system. In: *VII Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia Elétrica*. [S.l.: s.n.], 2007.

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

TAREK, M.; MEKHILEF, S.; RAHIM, N. Application of adaptive notch filter for harmonics currents estimation. In: *International Power Engineering Conference, 2007. IPEC 2007*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1236–1240.

TEXAS INSTRUMENTS. *C28x IQMath Library - A Virtual Floating Point Engine*. [S.l.].

TEXAS INSTRUMENTS. *Hardware Design Guidelines for TMS320F28xx and TMS320F28xxx DSCs (spraas1a)*. [S.l.]. Disponível em: <<http://focus.ti.com/lit/an/spraas1a/spraas1a.pdf>>.

WEG. *Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM*. [S.l.].

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