



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS**  
**ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E**  
**DE COMPUTAÇÃO**

**APLICAÇÃO DA TRANSFORMADA DISCRETA  
DE FOURIER RECURSIVA (TDFR) NA  
FILTRAGEM DE COMPONENTES  
HARMÔNICOS**

**MATEUS LIMA PEDUZZI**

ORIENTADOR: PROF. DR. ENES GONÇALVES MARRA

GOIÂNIA/GO

2008

# **Livros Grátis**

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.



## Termo de Ciência e de Autorização para Disponibilizar as Teses e Dissertações Eletrônicas (TEDE) na Biblioteca Digital da UFG

Na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Goiás-UFG a disponibilizar gratuitamente através da Biblioteca Digital de Teses e Dissertações – BDTD/UFG, sem ressarcimento dos direitos autorais, de acordo com a Lei nº 9610/98, o documento conforme permissões assinaladas abaixo, para fins de leitura, impressão e/ou download, a título de divulgação da produção científica brasileira, a partir desta data.

**1. Identificação do material bibliográfico:**       Dissertação       Tese

### 2. Identificação da Tese ou Dissertação

Autor(a):		Mateus Lima Peduzzi	
CPF:		E-mail:	engenhariomateus@hotmail.com
Seu e-mail pode ser disponibilizado na página? <input checked="" type="checkbox"/> Sim <input type="checkbox"/> Não			
Vínculo Empregatício do autor	Escola Técnica Federal de Palmas (ETF-Palmas/TO)		
Agência de fomento:		Sigla:	
País:		UF:	
		CNPJ:	
Título: Aplicação da Transformada Discreta de Fourier Recursiva (TDFR) na Filtragem de Componentes Harmônicos			
Palavras-chave: Filtros elétricos ativos; Redes elétricas – Filtros; Componentes Harmônicas			
Título em outra língua:			
Palavras-chave em outra língua:			
Área de concentração:	Engenharia Elétrica		
Data defesa: (dd/mm/aaaa)	26/09/2008		
Programa de Pós-Graduação:	Engenharia Elétrica e de Computação		
Orientador(a):	Prof. Dr. Enes Gonçalves Marra		
CPF:		E-mail:	enes@eee.ufg.br
Co-orientador(a):			
CPF:		E-mail:	

### 3. Informações de acesso ao documento:

Liberação para disponibilização?<sup>1</sup>       total       parcial

Em caso de disponibilização parcial, assinale as permissões:

Capítulos. Especifique: \_\_\_\_\_

Outras restrições: \_\_\_\_\_

Havendo concordância com a disponibilização eletrônica, torna-se imprescindível o envio do(s) arquivo(s) em formato digital PDF ou DOC da tese ou dissertação.

O Sistema da Biblioteca Digital de Teses e Dissertações garante aos autores, que os arquivos contendo eletronicamente as teses e ou dissertações, antes de sua disponibilização, receberão procedimentos de segurança, criptografia (para não permitir cópia e extração de conteúdo, permitindo apenas impressão fraca) usando o padrão do Acrobat.

Data: 17 / 11 / 2008

\_\_\_\_\_  
Assinatura do(a) autor(a)

<sup>1</sup> Em caso de restrição, esta poderá ser mantida por até um ano a partir da data de defesa. A extensão deste prazo suscita justificativa junto à coordenação do curso. Todo resumo e metadados ficarão sempre disponibilizados.

**MATEUS LIMA PEDUZZI**

**APLICAÇÃO DA TRANSFORMADA DISCRETA  
DE FOURIER RECURSIVA (TDFR) NA  
FILTRAGEM DE COMPONENTES  
HARMÔNICOS**

Trabalho apresentado ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Federal de Goiás, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Área de concentração:** Engenharia Elétrica

**Orientador:** Prof. Dr. Enes Gonçalves Marra

GOIÂNIA/GO

2008

**Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)**  
**(GPT/BC/UFG)**

P372a Peduzzi, Mateus Lima..  
Aplicação da transformada discreta de Fourier recursiva (TDFR) na filtragem de componentes harmônicos [manuscrito] / Mateus Lima Peduzzi. – 2008.  
85 f. : il., graf.

Orientador: Prof. Dr. Enes Gonçalves Marra.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Goiás, Escola de Engenharia Elétrica e Computação, 2008.

Bibliografia: f.66-69.  
Inclui listas de abrev. e simb.  
Apêndices.

1. Filtros elétricos ativos 2 Redes elétricas – Filtros 3. Componentes harmônicas – Filtragem 4. Fourier, transformada de I. Marra, Enes Gonçalves II. Universidade Federal de Goiás, **Escola de Engenharia Elétrica e de Computação** Título.

CDU: 621.3.014:517.443

**MATEUS LIMA PEDUZZI**

**CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE  
INDUÇÃO LINEAR UTILIZANDO DSP**

Trabalho avaliado e \_\_\_\_\_ em \_\_\_\_\_ de \_\_\_\_\_ de 2008, pela  
Banca Examinadora constituída pelos professores.

---

Prof. Dr. Enes Gonçalves Marra (UFG) – Orientador  
Presidente da Banca

---

Prof. Dr. Antônio Melo de Oliveira (UFG)

---

Prof. Dr. Élcio Precioso Paiva (IFET-TO)

GOIÂNIA/GO

2008

*Ao meu pequeno campeão, meu filho Pedrinho.*

## **Agradecimentos**

A Deus, razão da minha existência;

À minha Princesa e amada esposa Flávia, pelo amor e carinho, pela motivação, apoio, intercessão e exortação, sem os quais nada teria sido possível.

À minha mãe Maria e meus irmãos Márcia e Marcos, pelas orações, confiança e incentivo;

Ao meu orientador prof. Dr. Enes G. Marra, pela sabedoria na condução deste trabalho e por jamais ter deixado de acreditar na finalização do mesmo.

Aos colegas da UFG Leandro, Gentil e Wanir pelo companheirismo, pelos momentos de descontração e pelas importantes contribuições técnicas.

Aos meus amigos do peito e irmãos em Cristo, Marcus André, Maxwell e Wendell, pelas horas dispensadas e pela inesgotável disposição.

Aos irmãos das igrejas do Setor Universitário e da 305 Sul em Palmas/TO, pela preocupação e orações incessantes.

Aos colegas do CEFET-GO, SENAI, UNIP e ETFTO, pela compreensão e apoio nesta caminhada.

Aos amigos João e Dulce, sempre atenciosos e prestativos, pela agilidade em resolver as questões da secretaria. Aos guardas diurnos e noturnos, pelo empenho em nos garantir segurança e tranquilidade até mesmo nas madrugadas.

*Muitos não venceram porque desistiram sem perceber o quão perto estavam do êxito.*

*Thomas Edson*

## Resumo

Os filtros ativos de potência controlados por processadores digitais de sinais (DSP, sigla em inglês para *Digital Signal Processor*) têm sido empregados em filtros para evitar a presença de componentes harmônicas de corrente na rede elétrica. No entanto, um dos desafios encontrados no estágio atual dos filtros ativos com controle digital está na sincronização do sinal de saída do filtro com a entrada correspondente à corrente da rede, especialmente quando ocorrem variações na frequência de operação do sistema. De forma geral, esse procedimento requer um considerável esforço computacional, devido à necessidade de monitorar continuamente a frequência e a fase de entrada, além de efetuar o cálculo de funções trigonométricas e exponenciais. A transformada discreta de Fourier recursiva (TDFR) vem ganhando destaque devido à sua relativa rapidez de execução e à sua robustez. Quando utilizada em conjunto com o princípio da ortogonalidade entre sinais periódicos, a TDFR torna possível a extração da amplitude, da frequência e da fase da componente fundamental do sinal distorcido, mesmo que a frequência varie dentro da faixa estabelecida pelas normas vigentes. Este trabalho propõe a implementação física da filtragem de componentes harmônicas de um sinal de tensão correspondente a uma dada corrente monofásica através do uso da TDFR e do princípio da ortogonalidade. Neste contexto, apenas os circuitos de aquisição de sinais e o controle digital foram implementados, sem que se efetuasse a implementação do estágio de potência responsável pela eliminação de componentes harmônicas da corrente. Para isso foram montados dois módulos básicos: uma placa de aquisição de dados para obtenção e adaptação da corrente da rede e um sistema digital contendo o processador digital de sinais e os dispositivos digitais de interface. Durante a elaboração do programa foram utilizadas algumas técnicas de otimização para os algoritmos com maior exigência computacional, dada a limitação do DSP escolhido. Os resultados experimentais são comparados com simulações para verificação de desempenho do sistema. Os resultados experimentais confirmaram o bom desempenho e robustez da TDFR frente à variação da frequência do sistema, bem como a eficácia do princípio da ortogonalidade para a detecção da amplitude da componente fundamental do sinal analisado.

## **Abstract**

Digital Signal Processor (DSP) controlled active power filters have been applied on mitigation of harmonic current components. Nevertheless the synchronization of the filter output signal with the system signal is a relevant challenge to be overcome especially under fundamental frequency variable conditions. Usually synchronization procedures require a significant computational effort due to the necessity of continuously monitoring frequency and phase in the input as well as to perform algebraic computations. Recursive Discrete Fourier Transform (RDFT) has been used due to its suitable execution time and its robustness. RDFT associated with the orthogonality concept applied to periodical signals allows for the assessment of amplitude, frequency and phase of the fundamental component of a distorted signal even under conditions of variable frequency within a tolerable range. This text presents a proposal of physical implementation of a single-phase harmonic component filter, using RDFT and the orthogonality concept, to reduce harmonics on a voltage signal correspondent to a given single-phase current. In the present work only data acquisition circuits and digital control were implemented in order to investigate the methodology efficiency, leaving the power circuits to be implemented in other work. A data acquisition board and a DSP development kit were both designed and implemented in order to do the filter. All effort was made to achieve execution-time optimization. Experimental and simulation results were compared attesting the methodology efficiency, emphasizing the satisfactory performance and robustness of the RDFT under variable frequency conditions as well as the ability of the orthogonality principle to determine amplitude of the fundamental frequency component.

## Lista de Figuras

Figura 1.1 – Corrente distorcida em diferentes tipos de retificadores e os efeitos na forma de onda de tensão. Curva superior: corrente; curva inferior: tensão.....	15
Figura 1.2 – Exemplo de Filtro Ativo Paralelo Monofásico. Fonte: Neto <i>et. al</i> (2004). .....	16
Figura 1.3 – Proposta de Implementação de Filtragem Ativa.....	20
Figura 1.4 – Protótipo Montado. a) (Superior) Sistema de Aquisição; b) (Inferiores) Sistema de controle digital com processador digital de sinais. ....	21
Figura 2.1 – Intervalo de um ciclo de tensão retificada em $\frac{1}{2}$ onda amostrada com 16 pontos. ....	25
Figura 2.2 – Espectro de Fourier do sinal da Figura 2.1. ....	25
Figura 2.3 – Fases das componentes harmônicas do espectro da Figura 2.2. ....	26
Figura 2.4 – Componente fundamental do sinal da Figura 2.2.....	26
Figura 2.5 – Diagrama de obtenção da expressão para a TDFR.....	28
Figura 2.6 – Algoritmo da transformada de Fourier recursiva. ....	28
Figura 2.7 – Aplicação da TDFR em um sinal co-senoidal.....	30
Figura 2.8 – Sinal co-senoidal amostrado no intervalo $T_w$ . ....	31
Figura 2.9 – Sinal senoidal amostrado pela janela móvel $T_w$ e o sinal equivalente interpretado pela TDFR. a) Período do sinal menor que $T_w$ ; b) Período do sinal maior que $T_w$ .....	31
Figura 2.10 – Comportamento da TDFR quando $T_1 \neq T_w$ . ....	32
Figura 2.11 – Comparação entre a amplitude correta e aproximada da TDF para $N = 200$ . Colorido: amplitude correta; Preto: amplitude aproximada. Fonte: Pádua (2006, pág. 68). ....	35
Figura 2.12 – Comparação entre a fase correta e aproximada da TDF em função de $\theta_1$ e da frequência fundamental ( $N = 200$ ). a) (Superior esquerda): fase correta; b) (Superior direita): fase aproximada; c) (Inferior): Erro entre a fase correta e a aproximada. Fonte: Pádua (2006, pág. 68). ....	36
Figura 2.13 – Correção da fase da TDFR. ....	39
Figura 2.14 – Obtenção da amplitude da fundamental utilizando a TDFR e o princípio da ortogonalidade. ....	41
Figura 2.15 - Diagrama de filtragem de componentes harmônicas através da TDFR e do princípio da ortogonalidade. ....	42
Figura 3.1 – Desempenho da TDFR para um sinal senoidal de 1p.u. a) (Superior Esquerdo) Tensões de Entrada e Saída; b) (Superior Direito) Detalhe para o degrau negativo de frequência; c) (Inferior Esquerdo) Frequências de Entrada e Saída; d) (Inferior Direito) Detalhe das Tensões para o degrau positivo de frequência.....	46
Figura 3.2 – Resposta da TDFR para um sinal co-senoidal com frequência variável. a) (Esquerda) Entrada e saída; b) (Direita) Variação da frequência.....	46
Figura 3.3 – Comportamento do filtro diante de afundamento e elevação de tensão.....	47

Figura 3.4 – Filtragem de um sinal retificado em $\frac{1}{2}$ onda. a) Tensões de entrada e saída; b) Espectro harmônico do sinal de entrada; c) Espectro do sinal de saída. ....	48
Figura 3.5 – Filtragem de sinal típico em lâmpadas fluorescentes e fontes chaveadas. a) Tensões de entrada e saída; b) Espectro harmônico do sinal de entrada; c) Espectro do sinal de saída. ....	49
Figura 3.6 – Filtragem de harmônicas típicas em prédios residenciais. a) Tensões de entrada e saída; b) Espectro harmônico do sinal de entrada; c) Espectro do sinal de saída. ....	50
Figura 3.7 – Comportamento do Filtro para onda triangular. a) Tensões de entrada e saída; b) Espectro harmônico do sinal de entrada; c) Espectro do sinal de saída. ....	51
Figura 3.8 – Compensação seletiva de harmônicas utilizando a TDFR. Eliminação da componente de 3ª ordem. a) Tensões de entrada e saída; b) Espectro harmônico do sinal de entrada; c) Espectro do sinal de saída. ...	52
Figura 3.9 – Esquema de Montagem do Sistema Proposto. ....	53
Figura 3.10 – Estrutura de montagem do filtro ativo. ....	53
Figura 3.11 – Comparação entre o cálculo exato e a aproximação por série de Taylor da função arco-tangente para diversas quantidades de termos. ....	57
Figura 3.12 – Algoritmo de cálculo da função arco-tangente. ....	57
Figura 3.13 – Erro entre o cálculo exato e a aproximação da função arco-tangente por série de Taylor, em função do ângulo, utilizando 4 termos da série. ....	58
Figura 3.14 – Filtro submetido a uma entrada senoidal para verificação de sincronismo. Curva laranja: entrada; curva azul: saída; curva vermelha: diferença entre as outras duas. ....	59
Figura 3.15 – Espectro harmônico dos sinais da Figura 3.14. a) (Esquerda) Entrada; b) (Direita) Saída. ....	59
Figura 3.16 – Comportamento da TDFR para uma onda triangular com frequência mais baixa que a nominal da rede elétrica. Curva laranja: entrada; curva azul: saída. Curva vermelha: sinal referente ao conteúdo harmônico. ....	60
Figura 3.17 – Desempenho do filtro para uma onda triangular com frequência mais alta que a nominal da rede elétrica. Curva laranja: entrada; curva azul: saída. Curva vermelha: sinal referente ao conteúdo harmônico. ....	60
Figura 3.18 – Espectro de Fourier da onda triangular da Figura 3.17. a) (Esquerda) Entrada; b) (Direita) Saída. ....	61
Figura 3.19 – Filtragem de sinal retificado em meia-onda. Curvas superiores: entrada (retificada) e saída (senoidal); curva inferior: conteúdo harmônico filtrado. ....	61
Figura 3.20 – Espectro de Fourier das ondas da Figura 3.19. a) (Superior) Entrada; b) (Inferior) Saída. ....	62

## Lista de Abreviaturas

AD	Analógico-Digital
ALU	<i>Arithmetic Logical Unit</i> (Unidade Lógica e Aritmética)
CPU	<i>Central Process Unit</i> (Unidade Central de Processamento)
DA	Digital-Analógico
DHT	Distorção Harmônica Total
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
FAP	Filtro Ativo de Potência
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> (Resposta Finita ao Impulso)
MAC	<i>Multiply-Accumulate</i>
MIPS	Milhões de Instruções por Segundo
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (Laço de Sincronismo por Fase)
PWM	<i>Pulse-width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
TDF	Transformada Discreta de Fourier
TDFR	Transformada Discreta de Fourier Recursiva

## Lista de Símbolos

$E_1, E_2, E_3 \dots$	Amplitudes de componentes harmônicas de um sinal qualquer
$f_s$	Freqüência de amostragem
$f_A(t), f_B(t)$	Funções periódicas genéricas
$i(t)$	Corrente fornecida pela concessionária de energia elétrica
$k$	Passo de amostragem
$m$	Identificador da ordem harmônica de um sinal no domínio da freqüência
$M$	Número equivalente de amostras para um período diferente de $T_w$
$n$	Identificador da amostra de um sinal discreto no domínio do tempo
$N$	Número de pontos por período para sinais amostrados
$q^{-1}$	Operador de atraso para sistemas discretos
$r(t)$	Função pulso retangular da janela de amostragem
$s(t)$	Sinal no tempo contínuo contido dentro da janela de amostragem $T_w$
$s_1(k)$	Amostras da componente fundamental de $s(t)$
$t$	Tempo
$T_s$	Período de amostragem
$T_w$	Largura da janela retangular de amostragem da TDF
$T_1$	Período da componente fundamental do sinal $v_1(t)$
$u_1[k]$	Sinal discreto senoidal e unitário
$u_1(t)$	Sinal contínuo senoidal e unitário
$v[k]$	Tensão instantânea discreta tomada a cada passo de amostragem
$v[n]$	Amostra específica de um vetor discreto com valores de tensão no domínio do tempo
$v(t)$	Tensão instantânea
$v_1[k]$	Tensão fundamental discreta no domínio do tempo
$v_1(t)$	Tensão fundamental contínua no domínio do tempo
$v_h[k]$	Tensão discreta referente ao conteúdo harmônico
$v_h(t)$	Tensão contínua referente ao conteúdo harmônico
$v_m[k]$	Tensão temporal discreta referente a uma componente harmônica específica
$V_m$	Amostra específica de um vetor discreto com valores de tensão no domínio da freqüência
$V_1[k]$	Componente fundamental da transformada de Fourier de $v[k]$ tomada a cada passo de amostragem
$V_m[k]$	Componente de ordem $m$ da transformada de Fourier de $v[k]$ tomada a cada passo de amostragem
$\Delta\theta$	Erro na fase inicial do sinal de entrada

$\Delta\theta_c$	Fase de correção para obtenção de sincronismo
$\phi[k]$	Fase (argumento) da TDF
$\theta_1$	Fase de sinal periódico
$\omega$	Frequência angular

## Sumário

CAPÍTULO 1 Introdução .....	15
1.1 Contexto .....	15
1.2 Motivação .....	17
1.3 Proposta .....	19
1.3.1. Metodologia.....	19
1.3.2. Limitações .....	21
1.4 Organização do texto.....	22
CAPÍTULO 2 Filtragem Harmônica com a TDFR .....	23
2.1 Transformada Discreta de Fourier (TDF).....	24
2.2 TDF Recursiva (TDFR) .....	27
2.3 Janela Retangular Móvel e Freqüência de Amostragem .....	30
2.4 Análise de Sincronismo da TDFR.....	33
2.4.1. Obtenção da TDF em função da freqüência .....	33
2.4.2. Estimação e correção da defasagem .....	36
2.4.3. Síntese da Fundamental Unitária .....	38
2.5 Utilização do Conceito de Ortogonalidade para Obtenção da Amplitude .....	40
2.6 Considerações Finais .....	24
CAPÍTULO 3 Implementação da Filtragem Harmônica com a TDFR.....	44
3.1 Simulações .....	44
3.1.1. Sincronismo e Estabilização .....	45
3.1.2. Filtragem .....	47
3.1.3. Compensação Seletiva .....	51
3.2 Resultados Experimentais .....	52
3.2.2. Estratégias de Programação.....	55
3.2.3. Resultados .....	58
3.3 Considerações Finais .....	44
CAPÍTULO 4 Conclusão Geral.....	64
4.1 Principais Contribuições .....	64
4.2 Trabalhos Futuros.....	65
Referências .....	64
APÊNDICE I Diagrama de Simulação (Simulink ® v. 6.0 [R14]) .....	70
APÊNDICE II Código-Fonte do Programa para Implementação .....	73

## CAPÍTULO 1

### INTRODUÇÃO

#### 1.1 CONTEXTO

A necessidade de monitoramento e controle de qualidade da energia elétrica tem sido cada vez maior devido ao aumento da sensibilidade das cargas à qualidade da energia para operação adequada.

Muitos benefícios foram adquiridos pelo emprego de dispositivos chaveados, os quais possuem melhor eficiência energética, dimensões reduzidas e não contêm elementos armazenadores de energia como componentes principais (AKAGI, KANAZAWA e NABAE, 1984). No entanto, a distorção da corrente nestes equipamentos afeta o sistema de distribuição de energia elétrica, podendo levar a distorções também na forma de onda da tensão. A Figura 1.1 apresenta exemplos de formas-de-onda de correntes distorcidas, produzidas por cargas não-lineares, e seus efeitos sobre suas respectivas tensões de alimentação.

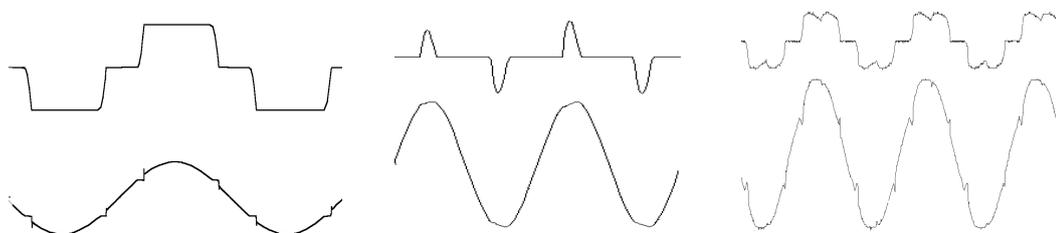


Figura 1.1 – Corrente distorcida em diferentes tipos de retificadores e os efeitos na forma de onda de tensão. Curva superior: corrente; curva inferior: tensão.

Inúmeras pesquisas têm surgido no sentido de quantificar os efeitos causados pela distorção harmônica, objetivando a formação de modelos para embasamento matemático na implementação de filtragem ativa ou de sistemas de monitoramento, além de auxiliar no levantamento de normas e resoluções que limitem o nível de distúrbios causados pelas distorções (REDL, TENTI e VAN VYK, 1997), (BEZERRA, 2001). Marafão (2004) traz importantes contribuições para essa questão, as quais têm sido tomadas como referência para classificação de termos relativos não somente às componentes harmônicas, mas também a outros tipos de distúrbios.

O avanço tecnológico também permitiu a implementação de novas estratégias de monitoramento e condicionamento da energia. Dentre as diversas inovações, destacam-se os filtros ativos de potência (FAPs), os quais possuem, na maioria dos casos, um processador digital de sinais (DSP) como elemento principal de controle. Seu funcionamento consiste basicamente em gerar uma forma de onda de tensão e/ou corrente referente ao conteúdo harmônico presente na rede e injetá-la novamente no sistema, de forma simétrica, anulando a distorção e evitando que esta se propague pela rede elétrica.

Diversas são as formas de implementação dos FAPs, cuja análise e classificação pode ser vista no trabalho de Ribeiro (2003). Entretanto, todas as configurações possuem a seguinte estrutura:

- Sistema de Aquisição;
- Etapa de Processamento e Controle;
- Etapa de Potência.

Tomando como exemplo o Filtro Ativo Paralelo monofásico da Figura 1.2, pode-se afirmar que, dos itens acima, o Sistema de Aquisição é encarregado de adaptar a corrente da rede a níveis de tensão aceitáveis pela Etapa de Processamento e Controle.

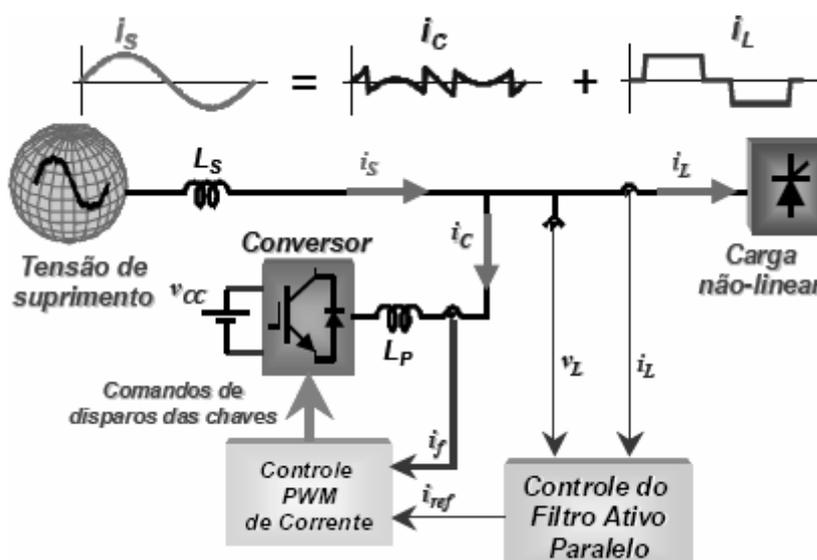


Figura 1.2 – Exemplo de Filtro Ativo Paralelo Monofásico. Fonte: Neto *et. al* (2004).

Se esta etapa for baseada em um DSP, a tensão de entrada é amostrada por um conversor analógico-digital (AD) e processada em valores quantizados. Contudo,

independente da metodologia de cálculo, o objetivo do bloco de Controle é a obtenção da componente fundamental do sinal de entrada ou do seu conteúdo harmônico.

O resultado fornecido pelo controle do filtro é utilizado para gerenciar a Etapa de Potência. Esta é constituída por um inversor, o qual é conectado à linha de transmissão entre a carga e a rede para formar um novo ramo, visando manter o conteúdo harmônico da corrente distorcida somente entre a carga e o filtro. O controle de chaveamento do inversor normalmente é feito em modulação por largura de pulso (PWM, sigla para *Pulse Width Modulation* em inglês), embora existam outras alternativas, como a modulação vetorial espacial (SVM, sigla para *Space Vector Modulation* em inglês) (WANG e WU, 2006) (MASSOUD *et. al.*, 2007).

## 1.2 MOTIVAÇÃO

Diversas pesquisas têm sido realizadas a fim de buscar o aprimoramento da filtragem ativa. Destaca-se entre elas um dos mais discutidos problemas: o sincronismo entre o sinal a ser filtrado e a saída do sistema. Como os filtros possuem valores de referência de frequência geralmente sintonizados no valor nominal da rede, qualquer variação por parte desta pode corromper o processamento, passando a existir um defasamento entre entrada e saída, levando também a erros na amplitude. Esse fato implica na necessidade de se processar, em tempo real, as informações de frequência e fase da entrada a fim de corrigir esses erros. Nos sistemas baseados em microprocessadores, o esforço computacional necessário para atender este requisito e o armazenamento significativo de dados em memória tornam a execução dos algoritmos mais lenta, dificultando a obtenção instantânea dos parâmetros necessários.

A fim de mostrar a diversidade de soluções disponibilizadas para o problema, citam-se alguns trabalhos desenvolvidos nos últimos anos. A maioria das produções se baseia na Transformada Discreta de Fourier, geralmente otimizada para a transformada rápida de Fourier (FFT, sigla para *Fast Fourier Transform*), a fim de obter os valores das componentes harmônicas.

Algumas propostas de sincronização utilizam sistemas de laço de sincronismo de fase (PLL, sigla para *phase-locked loop* em inglês), que tomam como sinal de erro o defasamento do próprio sistema e utilizam o conceito de ortogonalidade para

extrair a amplitude da fundamental da entrada (DECKMANN, MARAFÃO e PÁDUA, 2003), (MARAFÃO et al, 2003). Esta alternativa apresenta bons resultados de filtragem, mas possui transitórios relativamente mais lentos e perde eficiência se for aplicada em sinais com características diferentes daquelas para as quais o filtro foi projetado (KAURA e BLASKO, 1997).

Há também alternativas de filtragem que eliminam uma ou mais componentes harmônicas específicas. Essa estratégia é conhecida como compensação seletiva de harmônicas (MATTAVELLI e TENTI, 2000), (MATTAVELLI e FASOLO, 2000).

Uma solução que vem ganhando considerável espaço no contexto científico é a Transformada Discreta de Fourier Recursiva (TDFR) (MCGRATH, HOLMES e GALLOWAY, 2005), (PÁDUA, 2006), (PÁDUA et. al, 2007), que efetua o cálculo da Transformada Discreta de Fourier (TDF) apenas para a componente fundamental do espectro harmônico. Esta estratégia permite uma execução bem mais rápida que a FFT, além de facilmente se adaptar a pequenas variações de frequência. Além disso, a estabilização ocorre em um tempo fixo de 2 ciclos, independentemente do conteúdo harmônico. A desvantagem está na amplitude unitária da saída, ou seja, em não haver a informação da amplitude da fundamental do sinal de entrada, limitando as aplicações apenas à obtenção de informação para sincronismo com a rede.

Outros estudos diferenciados têm mostrado eficiência na redução da distorção harmônica total (DHT), como por exemplo o de Andria et. al (1992), com abordagem no Espaço de Estados e o de Villalva et. al (2004), aplicando redes neurais e lógica *fuzzy*. Nestes casos a limitação está no tempo de estabilização relativamente longo. Destaca-se ainda a transformada Delta no trabalho de Marafão, Deckmann e Lopes (2003), a qual tem facilitado a modelagem dos sistemas com frequência de amostragem elevada.

O presente trabalho visa implementar o protótipo de um sistema de filtragem ativa das componentes harmônicas de um sinal distorcido, reunindo-se as vantagens de algumas das ferramentas citadas acima, como a robustez, simplicidade de aplicação e rapidez de execução de seus algoritmos.

### 1.3 PROPOSTA

Diante do contexto atual, destaca-se a TDFR como uma poderosa ferramenta para obtenção de um sinal sincronizado com a rede, mas sem a informação de amplitude. Entretanto, esta pode ser obtida com a aplicação do princípio da ortogonalidade entre sinais periódicos.

Levanta-se, no entanto, a seguinte questão: é possível construir um filtro ativo capaz de executar computacionalmente esses conceitos matemáticos? E quão sofisticados precisam ser os dispositivos principais do sistema para se obter resultados satisfatórios?

Propõe-se neste trabalho a implementação física da TDFR em conjunto com o princípio da ortogonalidade entre sinais periódicos, através de um processador digital de sinais (DSP) com limitada capacidade de processamento, para filtragem das componentes harmônicas de um sinal de tensão correspondente a uma corrente monofásica. Pretende-se unir duas estratégias de forma a se obter um sistema robusto, capaz de manter sua eficiência mesmo com variações na frequência da rede e com tempo de resposta transitória constante de dois ciclos. A meta do sistema é fornecer um sinal referente à componente fundamental da entrada, com o valor correto da amplitude e totalmente sincronizado com a mesma, ou seja, efetuando a filtragem total da distorção. Há ainda, com pequenas adaptações de software, a possibilidade de se obter componentes harmônicas de outra ordem, constituindo-se, neste caso, uma compensação seletiva.

#### 1.3.1. Metodologia

A fim de concretizar a aplicação proposta, foram implementadas as etapas de amostragem e controle de um FAP paralelo. A Figura 1.3 mostra o diagrama completo do filtro, onde as linhas cheias representam a parte implementada.

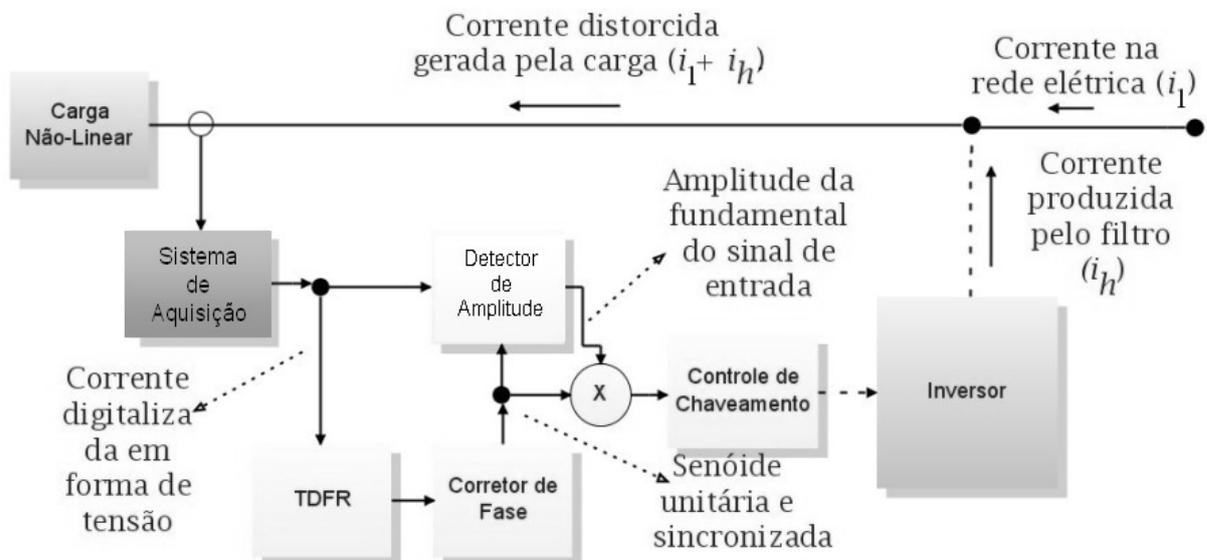


Figura 1.3 – Proposta de Implementação de Filtragem Ativa.

Os blocos cinzas são elementos ou sistemas externos ao DSP e os de tom alaranjado correspondem ao processamento computacional. Como se pode observar, a corrente da rede é amostrada e convertida a um sinal de tensão, o qual é digitalizado. A frequência de amostragem do conversor A/D e o número de amostras adotado a cada passo de cálculo são fatores determinantes para a sintonia do filtro e, portanto, para a escolha da componente harmônica a ser gerada na saída. Processada a TDFR, seus resultados são passados para a etapa de sincronização, o “Corretor de Fase”. Na saída deste bloco já se tem o sinal unitário sincronizado com a fundamental da entrada, o qual é aplicado ao bloco “Detector de Amplitude”, juntamente com a própria entrada, obtendo-se então o valor da amplitude da fundamental. Finalmente produz-se o sinal de saída, o qual pode servir de referência para o controle do inversor cuja potência é adequada para realizar a filtragem do conteúdo harmônico da corrente.

Para o desenvolvimento do sistema, cujos módulos são mostrados na Figura 1.4, foram tomados os seguintes procedimentos:

- Simulação da teoria proposta;
- Adaptação do algoritmo ao DSP adotado;
- Construção do protótipo de filtragem e implementação do sistema;
- Obtenção de resultados experimentais;
- Comparação dos resultados experimentais com as simulações;
- Análise crítica e discussão.

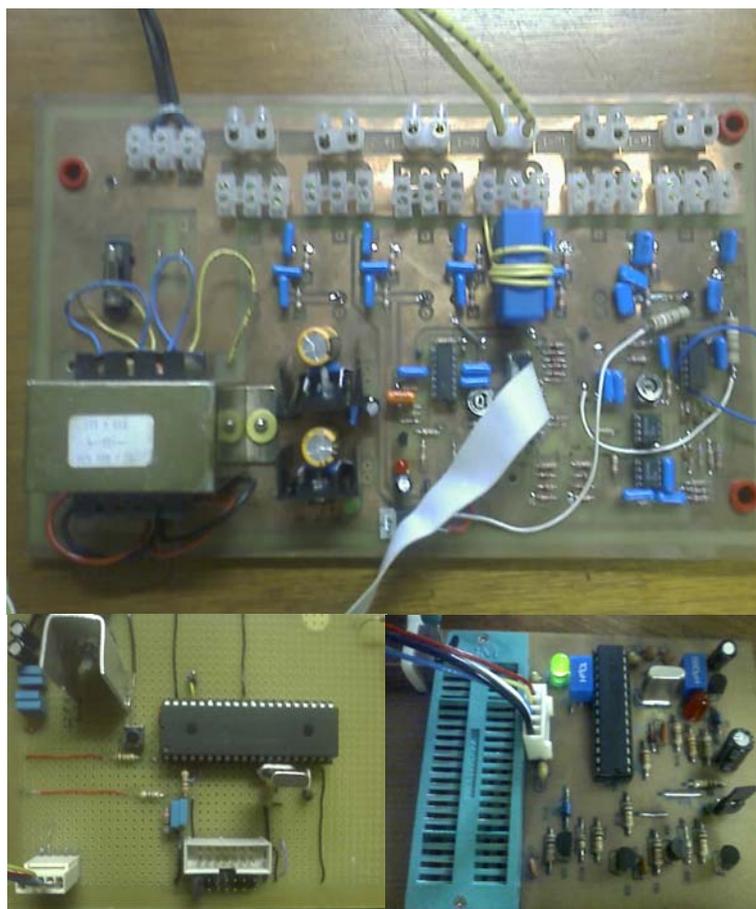


Figura 1.4 – Protótipo Montado. a) (Superior) Sistema de Aquisição; b) (Inferiores) Sistema de controle digital com processador digital de sinais.

Destaca-se que a reduzida exigência computacional da TDFR permitiu sua comprovação teórica através da implementação do sistema mesmo utilizando componentes de propósito geral, facilmente acessíveis no mercado. No entanto, algumas limitações são características da configuração do sistema implementado.

### 1.3.2. Limitações

Embora tenha sido possível a validação experimental da proposta, algumas questões surgiram devido às limitações dos dispositivos adotados, com exceção à etapa de amostragem, na qual se buscou o melhor desempenho possível para não comprometer a fidelidade de processamento da filtragem.

São estas, portanto, as limitações do projeto:

- A modesta capacidade da memória RAM do processador permitiu a utilização de apenas 64 amostras por ciclo de 60Hz;

- A arquitetura em aritmética saturada (ponto fixo) no formato Q15, agregado à característica do item anterior, impediu uma perfeita filtragem de altos níveis de distorção, como por exemplo ondas quadradas e sinais pulsantes com amplitude muito baixa;
- A etapa de potência do FAP não foi implementada.

Apesar de suas limitações, o processador utilizado possui poderosos recursos de processamento lógico e aritmético, permitindo otimizações de projeto tais que os resultados experimentais sejam suficientes para comprovar o funcionamento prático dos conceitos matemáticos aplicados.

#### **1.4 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO**

Após o presente capítulo introdutório, o CAPÍTULO 2 traz uma revisão bibliográfica de estudos realizados com enfoque na TDFR. São apresentados os principais fundamentos matemáticos que embasam a proposta deste trabalho, com detalhes sobre a obtenção do sincronismo da onda fundamental. Mostra-se ainda neste capítulo como o princípio da ortogonalidade é associado à TDFR para a obtenção de uma componente harmônica específica do sinal de entrada.

No CAPÍTULO 3 são apresentadas simulações para diversos casos e os respectivos resultados experimentais. Têm-se ainda detalhes técnicos sobre a montagem do sistema e os resultados experimentais, sendo estes comparados com os das simulações. Segue-se, então, uma análise crítica dos dados levantados.

No CAPÍTULO 4 conclui-se o trabalho, tecendo-se comentários sobre as contribuições e limitações do mesmo e propondo-se sugestões para trabalhos futuros.

## CAPÍTULO 2

### FILTRAGEM HARMÔNICA COM A TDFR

A transformada discreta de Fourier (TDF) vem sendo amplamente utilizada como ferramenta para filtragem ativa de componentes harmônicas da rede elétrica. Sua função é a de obter a representação discreta no domínio da frequência a partir de sinais periódicos temporais amostrados (OPPENHEIM e SCHAFER, 1999).

Uma das dificuldades nas pesquisas atuais, que empregam ferramentas de controle digital, está em manter o sincronismo entre o sinal de saída do sistema e o sinal de entrada, uma vez que a TDF trabalha apenas com amostras, perdendo-se informações de frequência e fase do sinal original (PÁDUA et. al, 2006). A complexidade dos algoritmos para contornar este problema tem sido um desafio para os trabalhos recentemente desenvolvidos (MARAFÃO, 2004).

Dentre as diversas soluções apresentadas para complementar a TDF e resolver a questão do sincronismo, é consenso que os sistemas de filtragem necessitam adquirir ou estimar a frequência e a fase do sinal de entrada, utilizando estes parâmetros para eliminar qualquer diferença de fase existente entre a componente fundamental original e a saída do filtro.

Há sistemas que adotam a detecção de passagem por zero para obter o valor da frequência, como o desenvolvido por Kumar, Parimelalagan e Ramaswami (1993) de processamento rápido. Entretanto, poderá haver detecções errôneas de cruzamento por zero se for significativo o nível de distúrbios, inclusive a presença de harmônicas. Desse modo, esta estratégia se torna inviável para filtragem ativa.

Outro método utilizado para garantir o sincronismo é o ajuste da frequência de amostragem através de controle em malha fechada, como os algoritmos de laço de sincronismo de fase (PLL) (MARAFÃO et. al, 2003). A principal desvantagem neste caso está no tempo de resposta transitória do sistema, que em algumas situações pode durar vários ciclos da fundamental do sinal de entrada.

Existem ainda propostas de sincronização que aproveitam os resultados da própria TDF, sintetizando uma saída senoidal unitária em fase com o sinal original (MCGRATH, HOLMES e GALLOWAY, 2005). Tal estratégia utiliza a TDF na sua forma recursiva (TDFR) e sua principal vantagem está no reduzido tempo de

processamento e permite tanto a filtragem completa quanto seletiva de harmônicas (SRIANTHUMRONG e SANGWONGWANICH, 1998). Outras investigações baseadas na TDFR foram conduzidas por Macías e Expósito (1998); Nakano et al. (2002); Funaki, Matsuura e Tanaka (2002); Yang e Liu (2000).

Uma limitação dos algoritmos da TDFR está em não ser possível a obtenção da amplitude da componente fundamental do sinal processado. No entanto, valendo-se do conceito de ortogonalidade entre sinais periódicos, é possível complementar o sistema de forma a produzir um sinal idêntico à componente harmônica fundamental de um sinal de entrada distorcido, com o valor correto de sua amplitude, havendo, assim, uma identificação efetiva.

Os principais fundamentos matemáticos que embasam estas técnicas serão apresentados nas seções seguintes.

## 2.1 TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (TDF)

De acordo com a definição da Transformada Discreta de Fourier (TDF) (OPPENHEIM e SCHAFER, 1999), tomando-se uma seqüência periódica discreta  $v[n]$  com  $N$  amostras por período, tem-se:

$$V_m = \sum_{n=0}^{N-1} v[n] \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi mn}{N}\right), \quad (2.1)$$

onde  $V_m$  é um número complexo representando o valor da componente harmônica de ordem  $m$  e  $n$  é o contador de amostras.

As amplitudes das componentes harmônicas de  $V_m$  podem ser mostradas em um único gráfico espectral, como mostra a Figura 2.2, que traz o espectro do sinal da Figura 2.1, a qual corresponde ao intervalo de 1 ciclo de uma onda retificada com amplitude unitária, amostrada em 16 pontos. Para  $m = 0$  tem-se o valor médio do sinal no domínio tempo, que aparece multiplicado por um fator  $N$ . Para os demais valores de  $m$  são mostradas as amplitudes das respectivas componentes harmônicas, as quais vêm multiplicadas por  $N/2$  e se dispõem de forma simétrica no espectro.

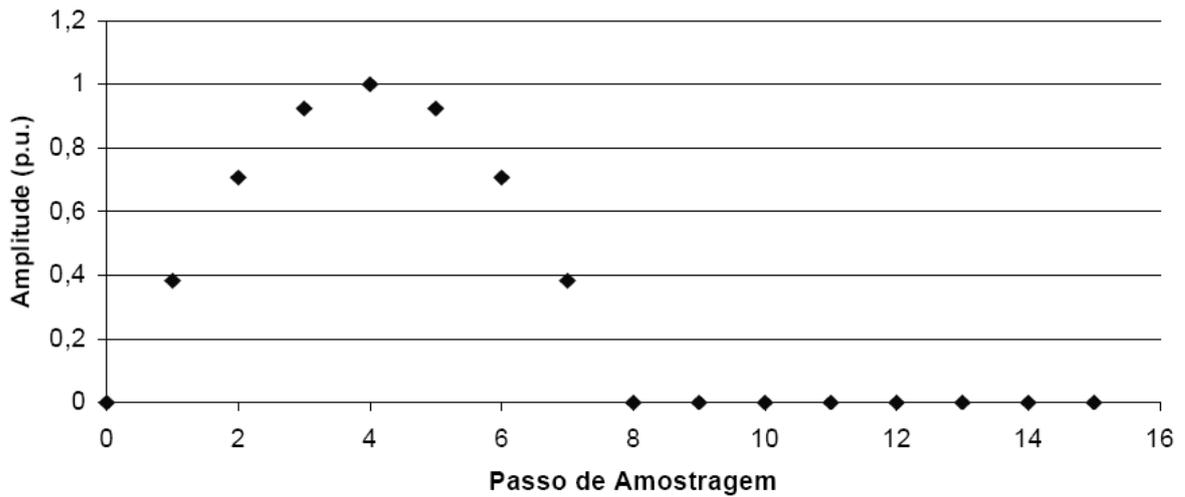


Figura 2.1 – Intervalo de um ciclo de tensão retificada em  $\frac{1}{2}$  onda amostrada com 16 pontos.

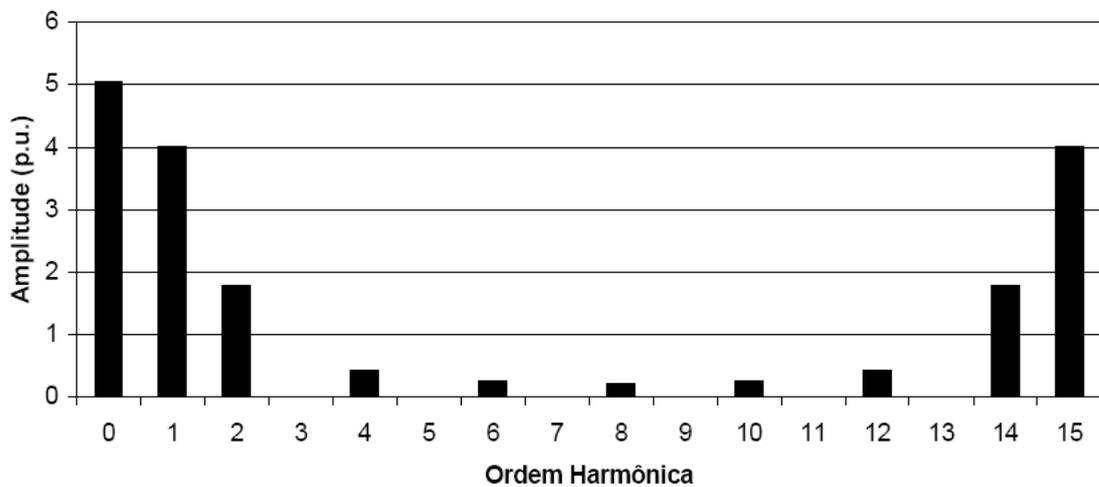


Figura 2.2 – Espectro de Fourier do sinal da Figura 2.1.

A TDF inversa, dada por:

$$v[n] = \frac{2}{N} \sum_{m=1}^{N-1} V_m \cdot e^{j \frac{2\pi m n}{N}}, \quad (2.2)$$

permite a recuperação das amostras no domínio tempo a partir dos seus valores complexos de  $V_m$ . Se o espectro da Figura 2.2 juntamente com as fases correspondentes mostradas na Figura 2.3 forem aplicadas a (2.2), o resultado será um vetor de números complexos. A parte real de cada um destes valores será o sinal da Figura 2.1 reconstituído.

Portanto, é possível utilizar a TDF como filtro para eliminar componentes harmônicas, neste caso sendo também necessária a informação de fase de cada componente harmônica, mostradas na Figura 2.3 para o exemplo dado. Desejando-se remover as componentes harmônicas da onda retificada, deve-se tomar somente

os valores de amplitude e fase referentes a  $m=1$  de sua TDF e aplicá-la em (2.2). O resultado será o sinal exposto na Figura 2.4, que representa a componente fundamental de um sinal retificado em  $\frac{1}{2}$  onda.

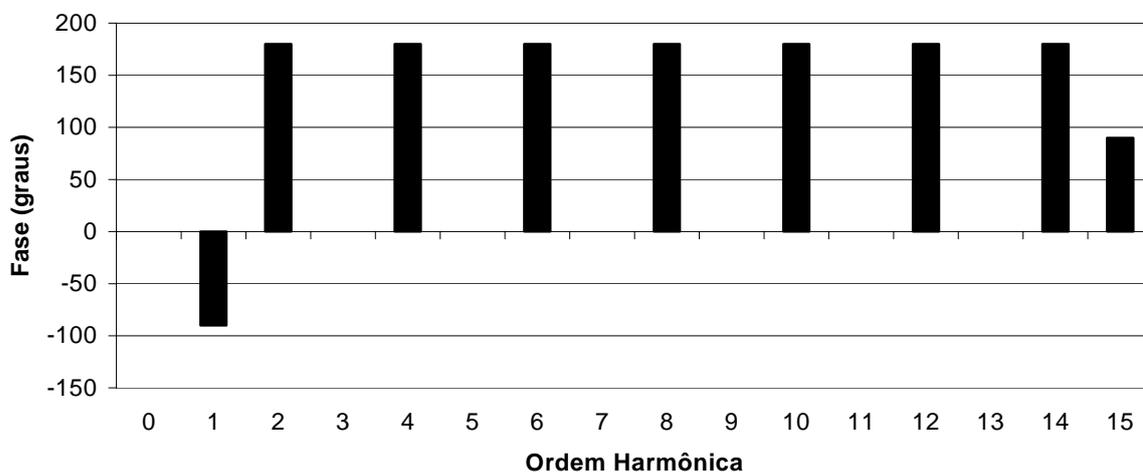


Figura 2.3 – Fases das componentes harmônicas do espectro da Figura 2.2.

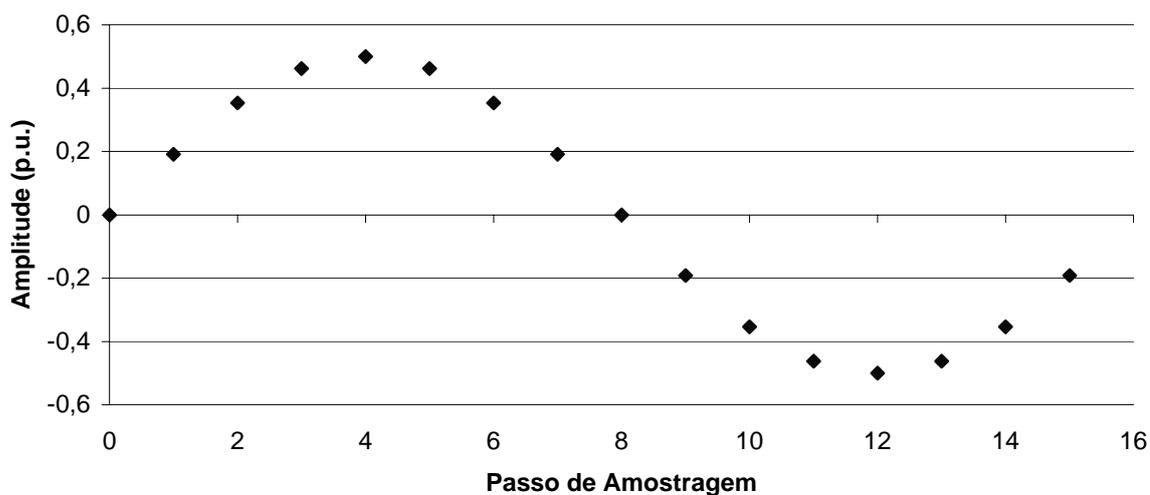


Figura 2.4 – Componente fundamental do sinal da Figura 2.2.

No entanto, a TDF como estratégia de filtragem de componentes harmônicas é mais eficiente quando utilizada na sua forma recursiva. Esta abordagem será discutida nas próximas seções, que apresentam conceitos importantes sobre a transformada recursiva a partir do estudo desenvolvido por Pádua (2006).

## 2.2 TDF RECURSIVA (TDFR)

Seja  $v[k]$  o valor discretizado de uma tensão  $v(t)$  no domínio tempo, a ser aplicada como entrada em um sistema baseado na TDF, sendo  $k$  o passo de amostragem. Se forem tomados os últimos  $N$  pontos desta tensão, o valor de uma determinada componente harmônica  $m$  a cada passo de amostragem será obtido por:

$$V_m[k] = \sum_{n=k-N+1}^k v[n] \cdot e^{-j \frac{2\pi \cdot n \cdot m}{N}} \quad (2.3)$$

e a componente fundamental será dada por:

$$V_1[k] = \sum_{n=k-N+1}^k v[n] \cdot e^{-j \frac{2\pi \cdot n}{N}} \quad (2.4)$$

A equação (2.4) permite, portanto, a obtenção do valor discreto instantâneo da componente fundamental da TDF de um sinal qualquer.

Se a intenção de uso da TDF estiver em obter o valor instantâneo de outra componente harmônica, basta substituir em (2.3) o valor de  $m$  pela ordem pretendida. Esse procedimento é útil para implementação de sistemas para compensação seletiva de harmônicas.

McGrath, Holmes e Galloway (2005) propõem o cálculo recursivo da TDF da seguinte forma: aplicando-se (2.4) para tomar o valor imediatamente anterior da fundamental, obtém-se:

$$V_1[k-1] = \sum_{n=k-N}^{k-1} v[n] \cdot e^{-j \frac{2\pi \cdot n}{N}} \quad (2.5)$$

Subtraindo (2.5) de (2.4):

$$V_1[k] = V_1[k-1] + (v[k] - v[k-N]) \cdot e^{-j \frac{2\pi \cdot (k-1)}{N}}, \quad (2.6)$$

que é a expressão para a TDF Recursiva (TDFR). A Figura 2.5 mostra, em forma de diagrama, a obtenção desta equação a partir da subtração de (2.5) de (2.4).

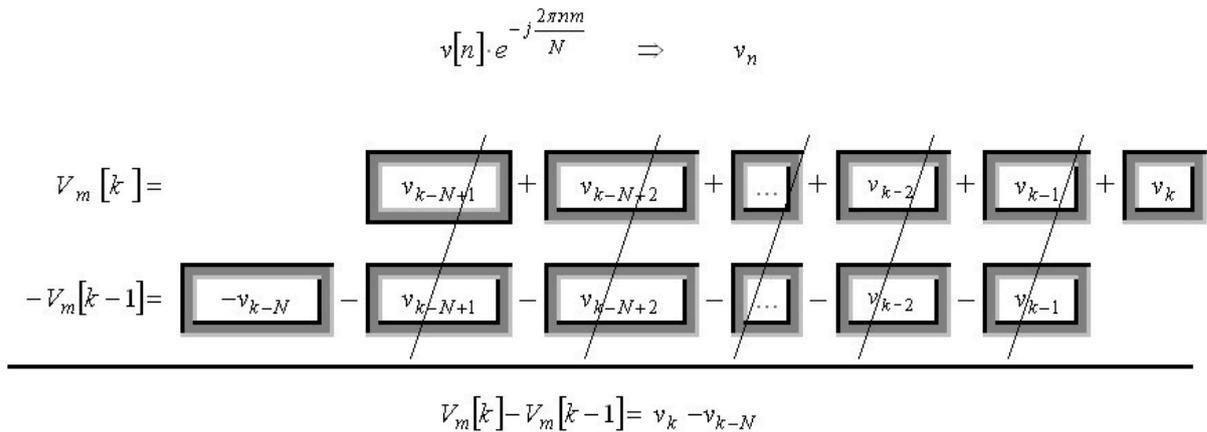


Figura 2.5 – Diagrama de obtenção da expressão para a TDFR.

Desmembrando-se a exponencial complexa e aplicando-se o operador de atraso  $q^{-1}$  (FEUER e GOODWIN, 1996) (GOODWIN e SIN, 1984), obtém-se:

$$\begin{aligned} \text{Re}\{V_1[k]\} &= q^{-1} \text{Re}\{V_1[k]\} + (v[k] - q^{-N}v[k]) \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot k}{N}\right) \\ \text{Im}\{V_1[k]\} &= q^{-1} \text{Im}\{V_1[k]\} - (v[k] - q^{-N}v[k]) \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi \cdot k}{N}\right) \end{aligned}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.7)$$

que é ilustrada na Figura 2.6.

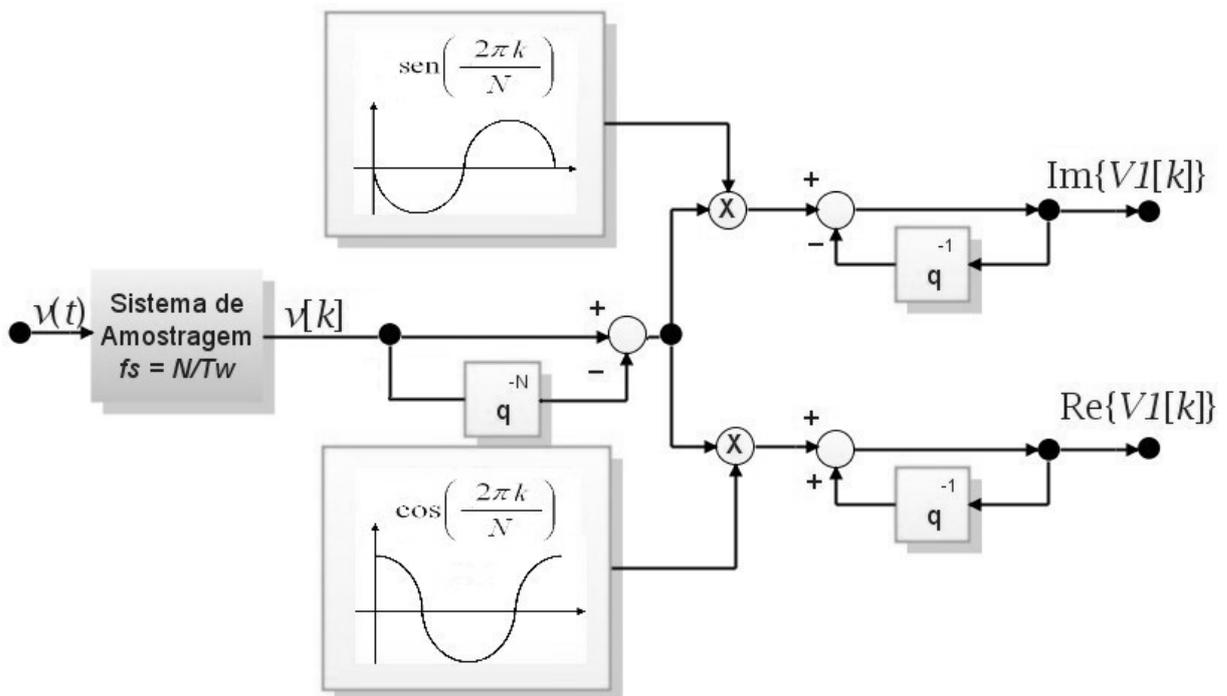


Figura 2.6 – Algoritmo da transformada de Fourier recursiva.

Nota-se que, para uma implementação computacional, é necessário o armazenamento de um único vetor de  $N$  posições relativo ao sinal no domínio

tempo. As funções seno e cosseno, que assumem sempre os mesmos valores a cada conjunto de  $N$  passos de cálculo, podem ser construídas em tabelas, tornando a execução mais rápida.

Embora a Figura 2.6 mostre o caso particular para a obtenção da fundamental do sinal de entrada, o mesmo algoritmo pode ser empregado para o cálculo de qualquer componente harmônica, bastando para isso modificar o conteúdo das tabelas de seno e cosseno. Por exemplo, para gerar a 3ª ordem espectral, confecciona-se as tabelas em função de  $\cos\left(\frac{2\pi k \cdot 3}{N}\right)$  e  $\sin\left(\frac{2\pi k \cdot 3}{N}\right)$ , para as partes real e imaginária, respectivamente.

Uma vez que são necessários sempre os últimos  $N$  valores da transformada para a efetivação de seu cálculo ( $q^{-1-N}$ ), qualquer alteração no formato de  $v(t)$  causará um efeito transitório na saída. Isso significa que o algoritmo precisa sempre de um intervalo relativo à amostragem de todos os pontos da TDF para se estabilizar, independente da taxa de distorção harmônica. Será visto nas próximas seções a necessidade de se fazer com que esse tempo também seja equivalente a um ciclo da fundamental do sinal de entrada. Na Figura 2.7, obtida por simulação, essa condição é obedecida e o desempenho do algoritmo da TDFR é mostrado para uma entrada co-senoidal de  $60\text{Hz}$ , fase nula, amplitude  $1\text{p.u.}$  e amostrada em 64 pontos por período. Observa-se que, somente a partir do segundo ciclo, a amplitude e a fase da fundamental estabilizam-se nos seus devidos valores, neste caso, amplitude<sup>1</sup> igual a 32 e fase nula.

---

<sup>1</sup> Ressalta-se que os valores resultantes da TDF sempre aparecem multiplicados por  $N/2$ , com exceção do ponto médio.

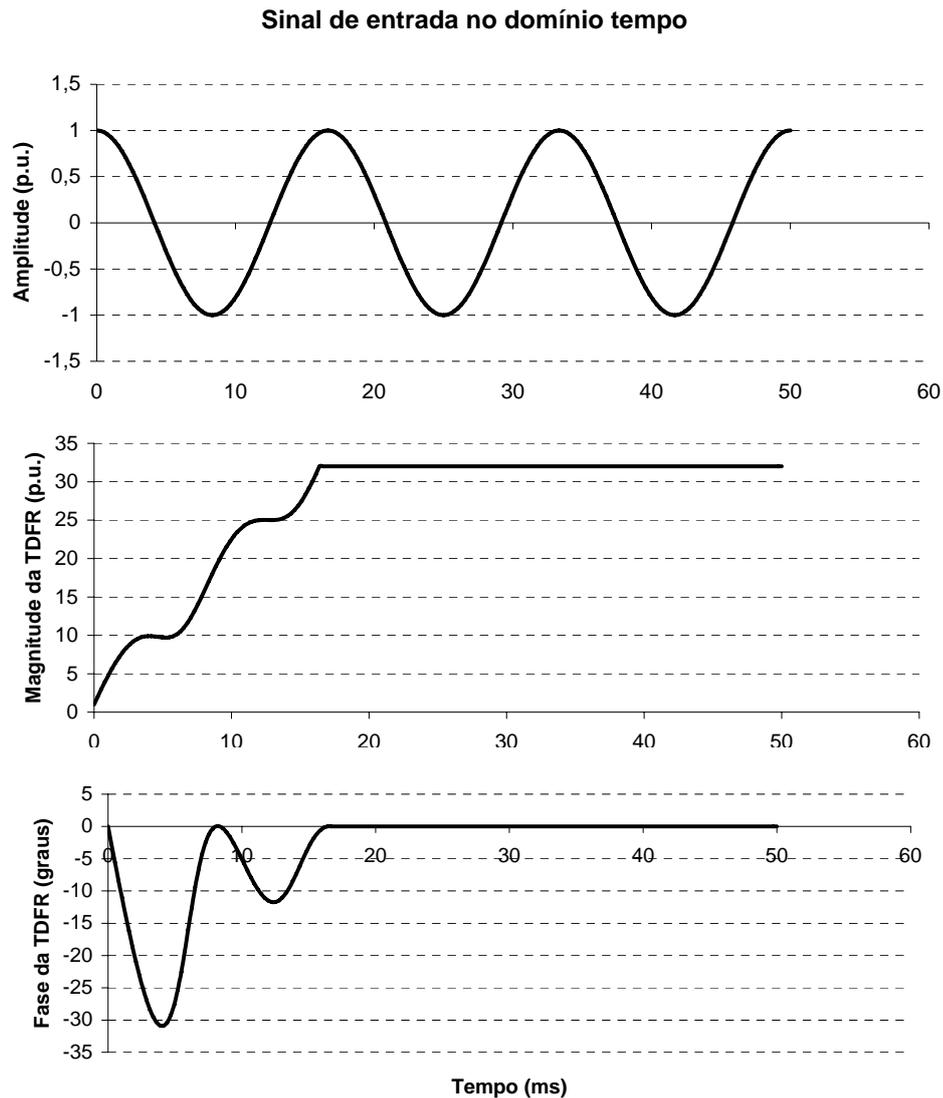


Figura 2.7 – Aplicação da TDFR em um sinal co-senoidal.

### 2.3 JANELA RETANGULAR MÓVEL E FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM

Foi definido na seção anterior que  $v[k]$  contém as amostras da tensão  $v(t)$  e que  $N$  representa a quantidade de pontos considerada pela TDFR, ou seja, todos os valores fora do intervalo  $[k - N + 1, k]$  são desprezados. Dessa forma, tem-se o produto do sinal de entrada por uma janela retangular unitária móvel, mencionada por Macías e Expósito (1998), cujo intervalo depende do número de amostras adotado e da frequência de amostragem, da seguinte forma:

$$T_w = N \cdot T_s, \quad (2.8)$$

onde  $T_w$  é a largura da janela retangular e  $T_s$ , o período de amostragem.

A Figura 2.8 mostra a janela no instante em que amostra um sinal co-senoidal de  $0$  a  $2\pi$ . Aqui, o período do sinal amostrado foi estabelecido de forma a coincidir com o valor de  $T_w$ .

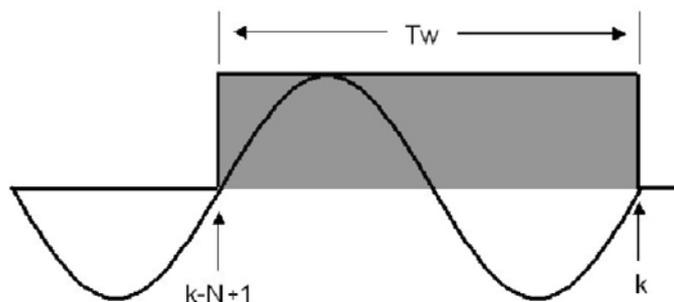


Figura 2.8 – Sinal co-senoidal amostrado no intervalo  $T_w$ .

A TDFR efetua o cálculo em (2.6) somente para os pontos abrangidos pela janela, isto é, todas as amostras anteriores a  $k - N + 1$  são consideradas nulas. Pela Figura 2.8, observa-se que, se o período do sinal amostrado não coincidir com o valor de  $T_w$ , o algoritmo da TDFR visualizará um formato de  $v[k]$  diferente do real. A Figura 2.9 mostra o sinal equivalente interpretado pelo algoritmo quando o período sinal de entrada não se iguala à largura da janela móvel.

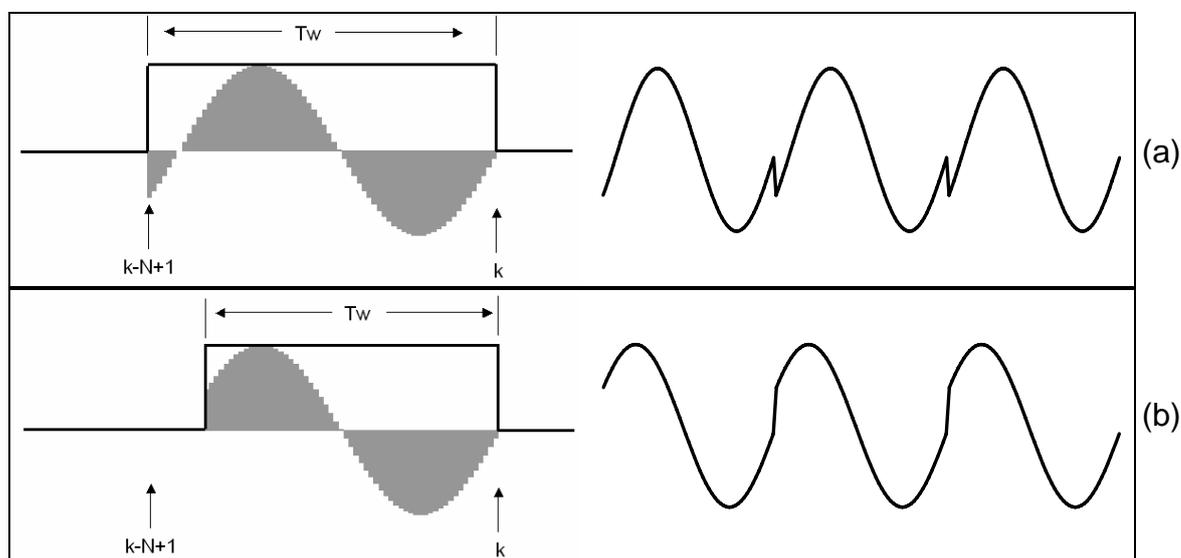


Figura 2.9 – Sinal senoidal amostrado pela janela móvel  $T_w$  e o sinal equivalente interpretado pela TDFR. a) Período do sinal menor que  $T_w$ ; b) Período do sinal maior que  $T_w$ .

Dessa forma, é imprescindível que o número de amostras coincida com o intervalo do ciclo da componente fundamental de  $v(t)$ . Para isto, o período de amostragem deve atender à seguinte relação:

$$T_s = \frac{T_1}{N}, \quad (2.9)$$

ou ainda, combinando (2.8) e (2.9):

$$T_1 = T_w, \quad (2.10)$$

sendo  $T_1$  o período da fundamental do sinal de entrada.

Uma vez que  $T_w$  é função de parâmetros constantes do sistema (2.8), é necessário que o período do ciclo da rede de alimentação se mantenha constante para garantir que a relação em (2.9) não seja perdida. No entanto, esta não é sempre uma situação prática nos sistemas elétricos que estão sujeitos a variações de frequência. Quando isto acontece, tem-se como consequência o efeito mostrado na Figura 2.9. Isso leva ao processamento incorreto da TDFR, gerando um defasamento e oscilações na amplitude.

Na Figura 2.10, fez-se  $T_w = 1/60s$  e  $T_1 = 1/58s$ , propositalmente, para não satisfazer (2.10). Comparando-se os resultados com os da Figura 2.7, observa-se que há um defasamento cada vez maior a cada passo de amostragem.

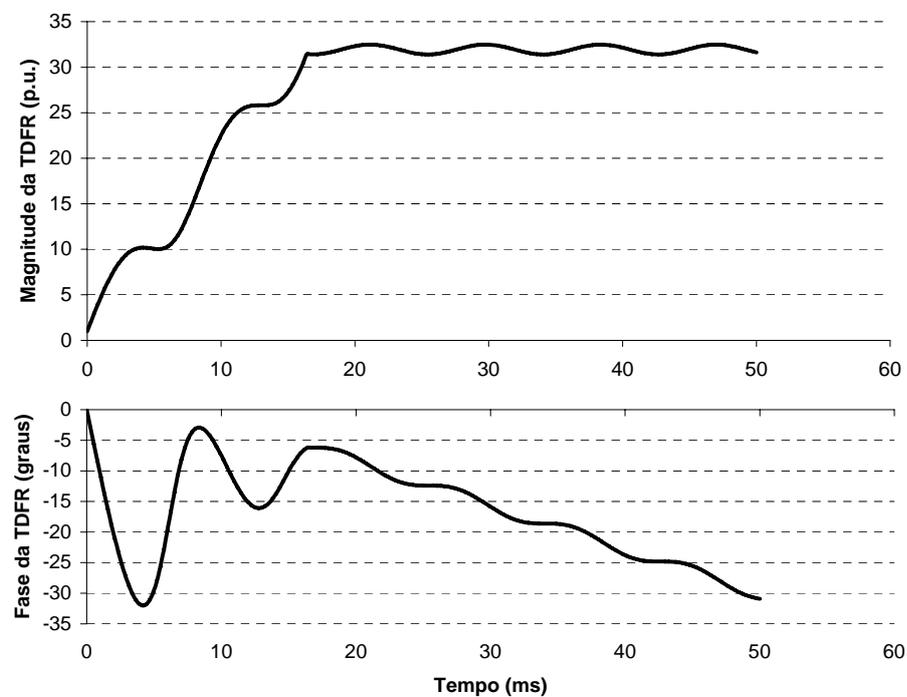


Figura 2.10 – Comportamento da TDFR quando  $T_1 \neq T_w$ .

## 2.4 ANÁLISE DE SINCRONISMO DA TDFR

Para que aplicações de filtragem ativa com base na TDF sejam eficientes, é necessário que a largura da janela de amostragem coincida com o período da componente fundamental do sinal a ser filtrado. Como a frequência da rede elétrica não é sempre constante, é necessário que o sistema se adapte às suas possíveis variações, ou de forma a manter a relação em (2.10) sempre válida, ou eliminando as conseqüências da violação desta equação.

Para tratar este problema de sincronismo, é necessário um modelo que estabeleça o cálculo da transformada discreta de Fourier em função de  $T_1$  e  $T_w$ . Uma importante contribuição está na análise a seguir, realizada por Pádua (2006), que faz uma abordagem na transformada contínua de Fourier.

### 2.4.1. Obtenção da TDF em função da frequência

Seja o sinal  $v(t)$  dado por:

$$v(t) = \cos\left(\frac{2\pi}{T_1}t + \theta_1\right) = \frac{1}{2} \left[ \left( e^{j\left(\frac{2\pi}{T_1}t + \theta_1\right)} + e^{-j\left(\frac{2\pi}{T_1}t + \theta_1\right)} \right) \right], \quad (2.11)$$

onde  $\theta_1$  é a fase inicial.

A transformada de Fourier de  $v(t)$  é dada por:

$$V(\omega) = \pi \left[ e^{j\theta_1} \cdot \delta\left(\omega - \frac{2\pi}{T_1}\right) + e^{-j\theta_1} \cdot \delta\left(\omega - \frac{2\pi}{T_1}\right) \right], \quad (2.12)$$

onde  $\delta(\cdot)$  é a função impulso (Delta de Dirac).

Uma vez que a janela de amostragem  $T_w$  da Figura 2.8 se trata de um pulso retangular, a ser denominado  $r(t)$ , sua transformada de Fourier é obtida por:

$$R(\omega) = T_w S_a\left(\omega \frac{T_w}{2}\right) \cdot e^{-j\omega\left(\frac{T_w}{2} + \frac{(k-N-1)T_w}{N}\right)}, \quad (2.13)$$

onde  $S_a(\cdot)$  é chamada função *sampling* em sistemas discretos (SALIVAHANAN, VALLAVARAJ e GNANAPRIYA, 2001) e é dada por:

$$S_a(x) = \frac{\text{sen}(x)}{x}. \quad (2.14)$$

Faz-se necessário o cálculo da transformada de Fourier do produto entre o sinal de entrada e o pulso retangular. Este produto é definido como:

$$s(t) = v(t) \cdot r(t), \quad (2.15)$$

o que leva a:

$$S(\omega) = \frac{T_w}{2} \left\{ e^{j\theta_1} \cdot S_a \left[ \left( \omega - \frac{2\pi}{T_1} \right) \frac{T_w}{2} \right] \cdot e^{-j \left( \omega - \frac{2\pi}{T_1} \right) \left( \frac{T_w}{2} + \frac{(k-N)T_w}{N} \right)} + \right. \\ \left. + e^{-j\theta_1} \cdot S_a \left[ \left( \omega + \frac{2\pi}{T_1} \right) \frac{T_w}{2} \right] \cdot e^{-j \left( \omega + \frac{2\pi}{T_1} \right) \left( \frac{T_w}{2} + \frac{(k-N)T_w}{N} \right)} \right\}, \quad (2.16)$$

Lembrando-se que a TDF é composta pelas amostras da transformada contínua e levando em conta que o interesse está apenas na componente fundamental, faz-se  $\omega = \frac{2\pi}{T_w}$  e passa-se a ter:

$$S_1(k) = S(\omega) \Big|_{\omega = \frac{2\pi}{T_w}} = \frac{T_w}{2} \left\{ e^{j\theta_1} \cdot S_a \left[ \left( \frac{2\pi}{T_w} - \frac{2\pi}{T_1} \right) \frac{T_w}{2} \right] \cdot e^{-j \left( \frac{2\pi}{T_w} - \frac{2\pi}{T_1} \right) \left( \frac{T_w}{2} + \frac{(k-N)T_w}{N} \right)} + \right. \\ \left. + e^{-j\theta_1} \cdot S_a \left[ \left( \frac{2\pi}{T_w} + \frac{2\pi}{T_1} \right) \frac{T_w}{2} \right] \cdot e^{-j \left( \frac{2\pi}{T_w} + \frac{2\pi}{T_1} \right) \left( \frac{T_w}{2} + \frac{(k-N)T_w}{N} \right)} \right\}, \quad (2.17)$$

que é a expressão para a transformada de Fourier de  $s(t)$  em função de suas amostras, ou seja, a própria transformada discreta. Nota-se que esta é variável no tempo e ainda depende da fase inicial  $\theta_1$  e da freqüência de entrada (representada indiretamente por  $T_1$ ). A superfície colorida da Figura 2.11 permite visualizar como a amplitude da TDF se modifica em função destes parâmetros. A Figura 2.12(a) mostra o comportamento da fase.

Observa-se que, se  $T_1 = T_w$ , a componente espectral resultante volta a corresponder ao sinal dado em (2.11). Havendo mudança no período do ciclo da fundamental de entrada, tem-se um comportamento não linear da TDF. No entanto, se a variação de freqüência na rede elétrica for relativamente pequena, de forma

que  $T_1$  não se distancie muito de  $T_w$ , uma aproximação pode ser feita em (2.17) da seguinte forma:

$$\begin{aligned} S_a \left[ \left( \frac{2\pi}{T_w} - \frac{2\pi}{T_1} \right) \frac{T_w}{2} \right] &\cong 1 \\ S_a \left[ \left( \frac{2\pi}{T_w} + \frac{2\pi}{T_1} \right) \frac{T_w}{2} \right] &\cong 0 \end{aligned}, \quad (2.18)$$

resultando em:

$$\tilde{S}_1(k) \Big|_{T_1 \cong T_w} = \frac{T_w}{2} e^{j\phi(k)}, \quad (2.19)$$

$$\phi[k] \cong \theta_1 - \pi \left( 1 - \frac{T_w}{T_1} \right) - \left( 1 - \frac{T_w}{T_1} \right) \frac{2\pi(k-N-1)}{N} \quad (2.20)$$

onde  $\phi[k]$  é o argumento (fase) da TDF a cada instante de amostragem.

Percebe-se em (2.19) que a amplitude da TDF obtida pela aproximação de (2.18) é constante e igual a  $T_w/2$ . Entretanto, ao se comparar este valor com o cálculo exato (2.17), nota-se uma diferença significativa, como pode ser visto na Figura 2.11, inviabilizando esta aproximação para a amplitude da TDF.

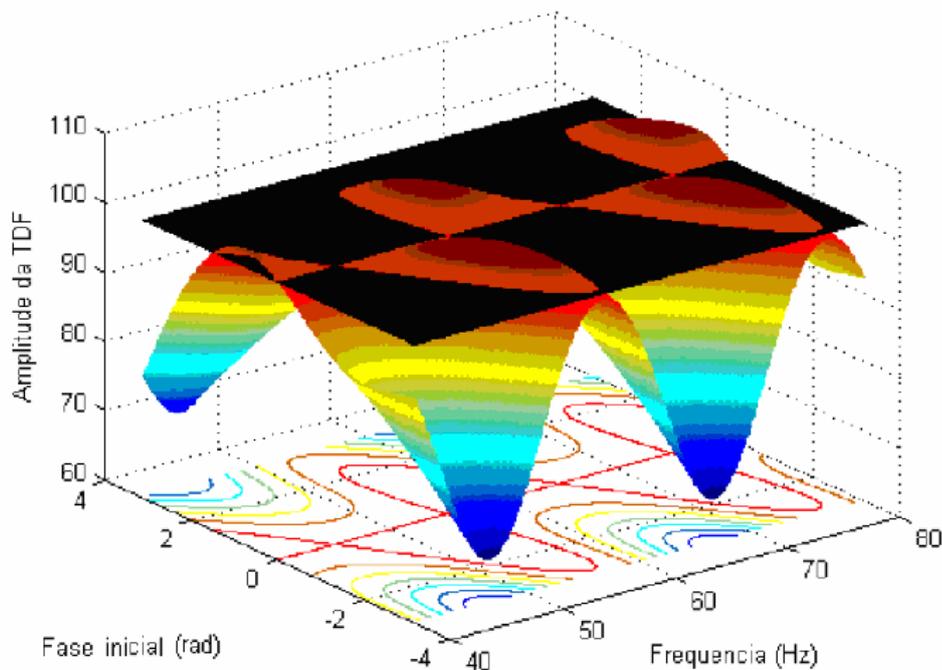


Figura 2.11 – Comparação entre a amplitude correta e aproximada da TDF para  $N = 200$ . Colorido: amplitude correta; Preto: amplitude aproximada. Fonte: Pádua (2006, pág. 68).

Já para o argumento da TDF vê-se um comportamento bastante semelhante entre as opções exata (2.17) e aproximada (2.20), além de apresentar linearidade. A Figura 2.12 mostra essa comparação, destacando o erro desprezível ocasionado pela aproximação.

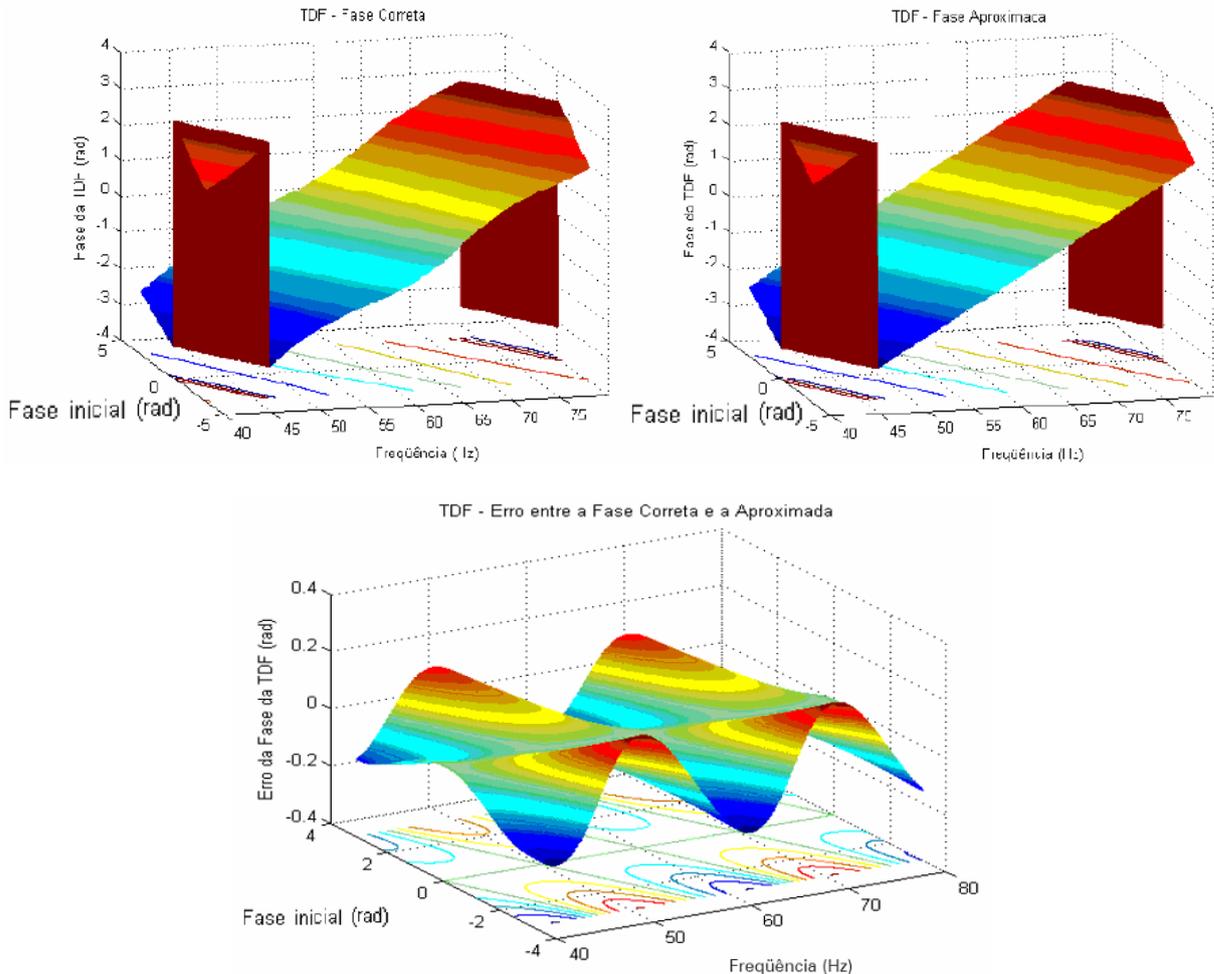


Figura 2.12 – Comparação entre a fase correta e aproximada da TDF em função de  $\theta_1$  e da frequência fundamental ( $N = 200$ ). a) (Superior esquerda): fase correta; b) (Superior direita): fase aproximada; c) (Inferior): Erro entre a fase correta e a aproximada. Fonte: Pádua (2006, pág. 68).

Diante dessa análise, conclui-se que a aproximação é eficiente para o cálculo da fase da TDF. Considerando ainda seu comportamento linear, é possível estimar o erro de  $\phi[k]$  a cada passo de amostragem e utilizá-lo, no próprio algoritmo da TDFR, para corrigir a defasagem imposta ao sinal de saída, obtendo assim a sincronização com a entrada.

#### 2.4.2. Estimação e correção da defasagem

Aplicando-se a TDF inversa em (2.19), obtém-se:

$$s_1[k] = \cos\left(\frac{2\pi T_w}{T_1 N} k + \theta_1 + \Delta\theta\right) \quad (2.21)$$

$$\Delta\theta = \pi\left(1 - \frac{T_w}{T_1}\right) \quad (2.22)$$

Comparando-se (2.21) com o sinal original de entrada (2.11), nota-se que a diferença entre  $T_1$  e  $T_w$  causa um erro de fase constante e igual a  $\Delta\theta$ .

No entanto, a Figura 2.6 mostra que as únicas informações disponibilizadas pelo algoritmo TDFR são as suas partes real e imaginária, a partir das quais se pode calcular o respectivo argumento:

$$\phi[k] = \tan^{-1}\left(\frac{\text{Im}\{V_1[k]\}}{\text{Re}\{V_1[k]\}}\right), \quad (2.23)$$

o qual se comporta conforme (2.20) quando a frequência de entrada é diferente de  $1/T_w$ , ou seja, torna-se variável no tempo.

Quando os valores de  $T_1$  e  $T_w$  coincidem, (2.21) se torna igual ao sinal original e o argumento da TDFR também se iguala à fase inicial da entrada, assumindo um valor constante e igual a  $\theta_1$ . A Tabela 2.1 permite uma visão geral desse perfil.

Tabela 2.1 – Comportamento da fase da TDFR.

	$T_1 = T_w$	$T_1 \neq T_w$
Fase da TDFR (domínio frequência)	Constante sem defasamento $\phi[k] = \theta_1$	Linear, variante no tempo $\phi[k] = f(k)$
Fase da Saída no domínio tempo	Constante sem defasamento $\theta_1$	Constante e defasada $\theta_1 + \Delta\theta$

Para que seja efetuada a correção da fase, deve-se anular  $\Delta\theta$ . Isto é feito criando-se um ângulo de correção, o qual é dado por:

$$\Delta\theta_{corr} = -\Delta\theta \quad (2.24)$$

O valor da fase de correção deve ser obtido a partir do argumento das saídas da TDFR, mais precisamente do seu argumento  $\phi[k]$ . Isto é possível combinando-se as expressões que envolvam  $\Delta\theta$ . Substituindo (2.22) em (2.20) obtém-se:

$$\phi(k) = \theta_1 - \Delta\theta - \Delta\theta \frac{2(k - N - 1)}{N} \quad (2.25)$$

No instante de amostragem anterior, tem-se:

$$\phi(k - 1) = \theta_1 - \Delta\theta - \Delta\theta \frac{2(k - N - 2)}{N} \quad (2.26)$$

Essas duas últimas expressões levam a:

$$\Delta\theta = \frac{1}{2}(\phi[k] - \phi[k - N]) \quad (2.27)$$

Portanto, a defasagem do sinal de saída em relação à entrada é dada pela metade da diferença entre o valor atual do argumento da TDFR e sua  $N$ -ésima amostra anterior.

Uma vez eliminado o erro de fase, tem-se anulados os efeitos da diferença entre  $T_1$  e  $T_w$ , retomando-se as condições da coluna do meio da Tabela 2.1. Dessa forma,

$$(\theta_1 + \Delta\theta) + \Delta\theta_{corr} = \phi[k] \quad (2.28)$$

Como já mencionado, a aproximação de (2.18) proporciona a correção de fase, mas não é viável para se recuperar a amplitude da fundamental de entrada. Pádua (2006) propõe a sintetização de uma senóide unitária como sinal de sincronismo para aplicação em geração distribuída. No entanto, este sinal será utilizado neste trabalho como referência para o algoritmo de obtenção da amplitude da fundamental de  $v[k]$ .

### 2.4.3. Síntese da Fundamental Unitária

Trabalhando-se com (2.28) tem-se:

$$\begin{aligned} (\theta_1 + \Delta\theta) &= \phi[k] - \Delta\theta_{corr} = \\ &= \phi[k] + \Delta\theta = \\ &= \phi[k] + \frac{1}{2}(\phi[k] - \phi[k - N]) \end{aligned} \quad (2.29)$$

Para se obter computacionalmente uma onda unitária a partir dessa fase, basta sintetizar uma tabela correspondente à frequência angular no domínio do tempo discreto e calcular o cosseno do ângulo total, da seguinte forma:

$$u_1[k] = \cos\left(\frac{2\pi}{N}k + (\theta_1 + \Delta\theta)\right), \quad (2.30)$$

que combinado com (2.29) conduz a:

$$u_1[k] = \cos\left(\frac{2\pi}{N}k + \phi[k] + \frac{1}{2}(\phi[k] - \phi[k - N])\right) \quad (2.31)$$

Observa-se que são necessárias as últimas  $N$  amostras do argumento da TDFR para o processamento da correção da defasagem. Isto implica em um transitório equivalente ao intervalo da janela de amostragem. Considerando que a TDFR já necessitava desse mesmo período para convergir, conclui-se que a saída fundamental unitária leva aproximadamente 2 ciclos da rede para se estabilizar.

O diagrama completo da correção da fase da TDFR pode ser visto na Figura 2.13. O bloco denominado “TDFR” corresponde ao algoritmo da Figura 2.6.

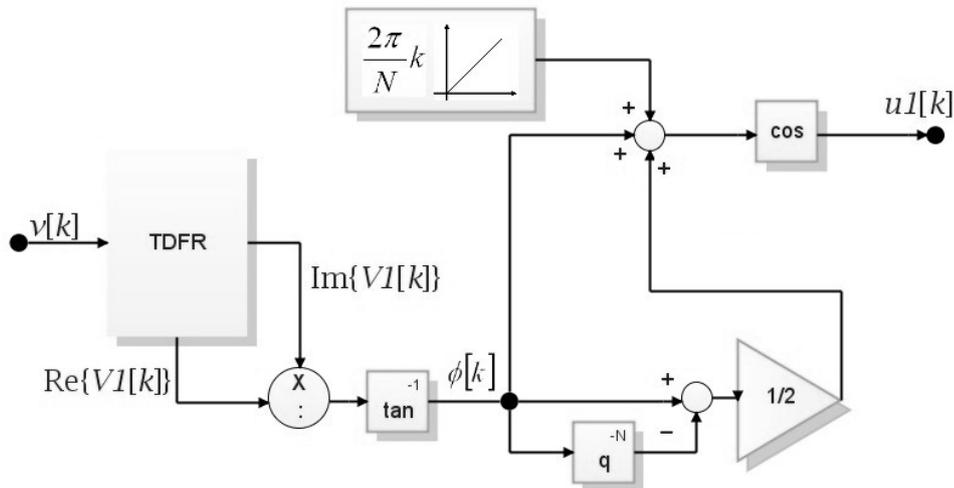


Figura 2.13 – Correção da fase da TDFR.

Enfim, o estudo de Pádua (2006) traz (2.31) como sendo a expressão para a obtenção da onda fundamental unitária em fase com o sinal de entrada.

## 2.5 UTILIZAÇÃO DO CONCEITO DE ORTOGONALIDADE PARA OBTENÇÃO DA AMPLITUDE

Sejam duas funções  $f_A(t)$  e  $f_B(t)$ , ambas periódicas. Por definição, estas funções são ortogonais em um intervalo  $T_1$  se obedecerem à seguinte relação:

$$\int_0^{T_1} f_A(t) \cdot f_B(t) \cdot dt = 0 \quad (2.32)$$

Seja  $v(t)$  a mesma tensão de entrada descrita na seção anterior com amplitudes  $E_1, E_2, E_3, \dots$ , relativas às suas componentes harmônicas. Sendo assim, tem-se:

$$v(t) = E_1 \cos(\omega_1 t) + \sum_{n=2}^{\infty} E_n \cos(n\omega_1 t + \theta_n) \quad (2.33)$$

onde  $\omega_1$  é a frequência fundamental e  $\theta_n$  a fase de cada componente harmônica.

Sabendo-se que  $u_1[k]$  em (2.31) é unitário e está em fase com a fundamental de  $v[k]$ , pode-se considerar este sinal no domínio tempo contínuo como:

$$u_1(t) = \cos(\omega_1 t) \quad (2.34)$$

Sendo assim, o produto entre  $v(t)$  e  $u_1(t)$  será dado por:

$$v(t) \cdot u_1(t) = E_1 \cos^2(\omega_1 t) + \sum_{n=2}^{\infty} [E_n \cos(n\omega_1 t + \theta_n) \cdot \cos(\omega_1 t)] \quad (2.35)$$

Sabendo-se que funções periódicas de frequências diferentes e múltiplas entre si são ortogonais e considerando-se  $T_1$  o período da fundamental de  $v(t)$ , pode-se concluir que a integral de (2.35) neste intervalo resulta em:

$$\int_{t-T_1}^{T_1} v(t) \cdot u_1(t) \cdot dt = E_1 \frac{T_1}{2} \quad (2.36)$$

Portanto, pelo princípio da ortogonalidade, a integral do produto entre o sinal de entrada da TDFR e o sinal de saída unitário, calculada no intervalo de 1 período da fundamental, é proporcional à sua própria amplitude. Salienta-se que este resultado só é válido quando a fase da fundamental de entrada é nula, fato que pode

ser assim interpretado uma vez que a TDFR garante o sincronismo entre  $v(t)$  e  $u_1(t)$ . Adaptando-se (2.36) para o domínio discreto e isolando  $E_1$ , obtém-se:

$$E_1 \cong \frac{2}{M} \sum_{n=k-M+1}^k v[n] \cdot u_1[n], \quad (2.37)$$

onde  $M$  é o número de amostras ajustado ao período da fundamental do sinal de entrada, sendo dado por:

$$M = T_1 \cdot \frac{N}{T_w}, \quad (2.38)$$

Destaca-se que o período  $T_1$  pode ser obtido por detecção de passagem por zero em  $u_1(t)$ , uma vez que este sinal é puramente senoidal e está sincronizado com a entrada.

A equação (2.37) também pode ser escrita na forma recursiva:

$$E_1[k] = \frac{2}{M} (E_1[k-1] + v[k] \cdot u_1[k] - v[k-M+1] \cdot u_1[k-M+1]) \quad (2.39)$$

Este procedimento é mostrado na Figura 2.14. Observa-se que as operações de correção de fase e a síntese da fundamental unitária foram concentradas em um único bloco.

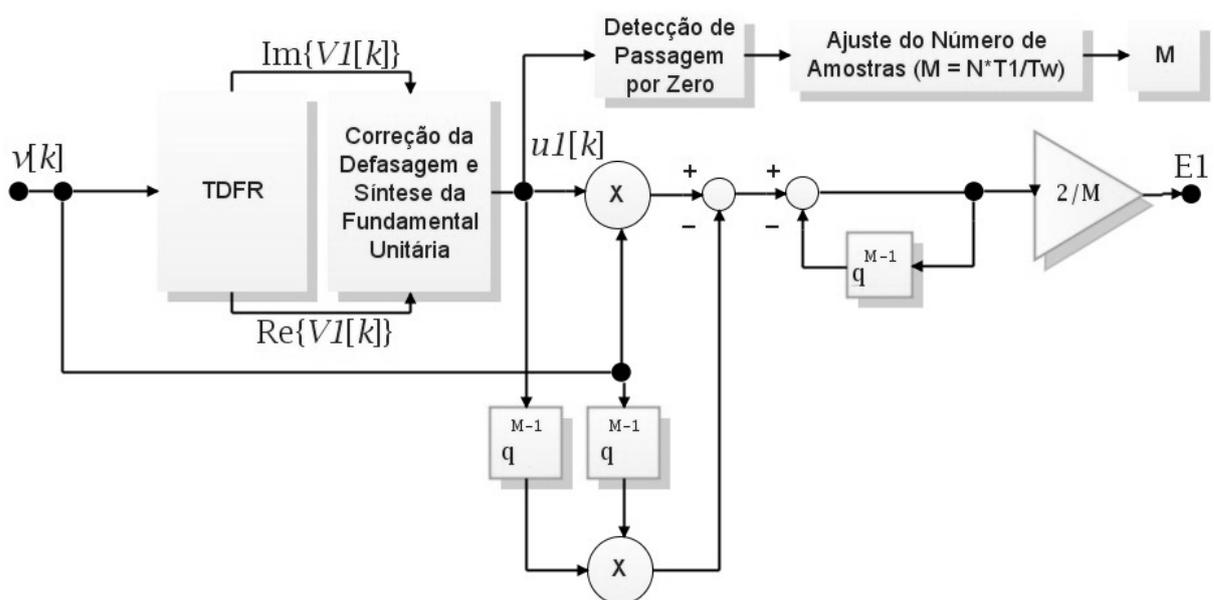


Figura 2.14 – Obtenção da amplitude da fundamental utilizando a TDFR e o princípio da ortogonalidade.

Para sintetizar um sinal com formato, amplitude, fase e frequência iguais ao da componente fundamental do sinal de entrada, basta obter o produto de  $E_1$  pela fundamental unitária sintetizada pela TDFR (2.31), resultando em:

$$v_1[k] = E_1[k] \cdot u_1[k] \quad (2.40)$$

Uma vez conhecida a forma de onda fundamental da entrada, é possível criar um sinal de saída referente às suas componentes harmônicas, que pode ser definido como:

$$v_h[k] = v[k] - v_1[k] \quad (2.41)$$

O diagrama completo do sistema de filtragem é apresentado na Figura 2.15.

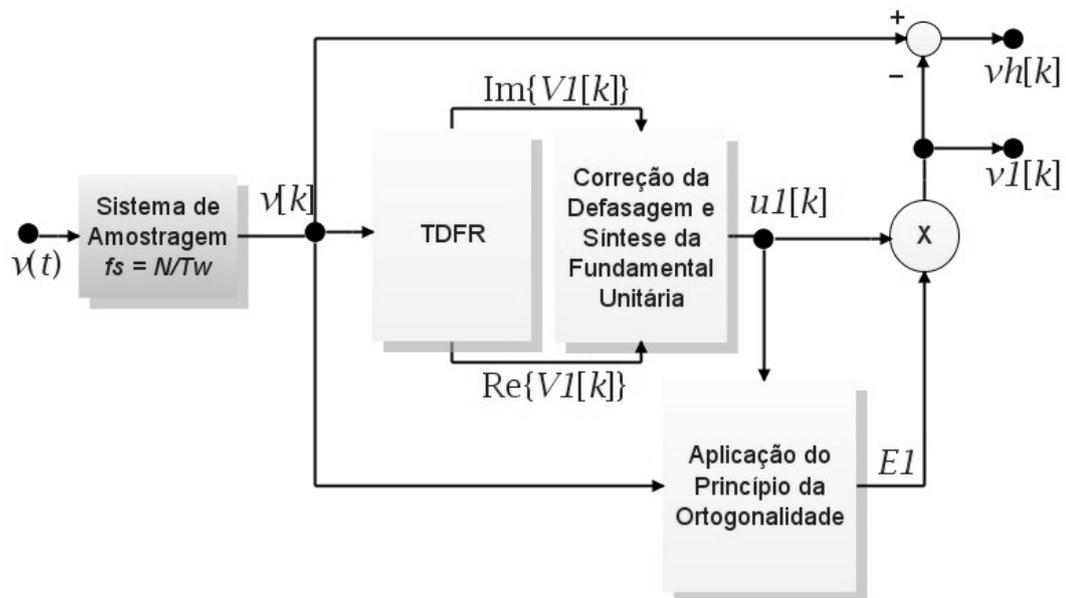


Figura 2.15 - Diagrama de filtragem de componentes harmônicas através da TDFR e do princípio de ortogonalidade.

## 2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A associação da transformada discreta de Fourier recursiva com os fundamentos da ortogonalidade entre sinais periódicos constitui uma importante ferramenta para obtenção da componente fundamental de sinais distorcidos. Além disso, a saída do filtro baseado nesta estratégia é sincronizada com a entrada, mesmo com certos níveis de variação na frequência da rede.

Embora o processamento da TDFR seja mais rápido que outros algoritmos baseados na TDF, a correção da fase para a obtenção do sincronismo com a rede

exige um certo esforço computacional, uma vez que é necessária a implementação da função arco-tangente. Salienta-se também que as tabelas de implementação das funções seno e cosseno para o cálculo da transformada e da sintetização da fundamental unitária requerem considerável espaço em memória não-volátil.

A principal limitação deste método está no tempo de estabilização, necessitando sempre de 2 ciclos da fundamental para convergir. No entanto este intervalo independe da taxa de distorção harmônica do sinal a ser filtrado.

O capítulo seguinte traz simulações para comprovar o desempenho do método proposto. São apresentados alguns casos comuns no contexto elétrico atual e outros mais severos para mostrar a robustez do algoritmo.

Segue ainda no próximo capítulo detalhes sobre a montagem do sistema para atender a proposta deste trabalho, bem como os resultados experimentais, além da análise dos resultados apresentados.

## CAPÍTULO 3

### IMPLEMENTAÇÃO DA FILTRAGEM HARMÔNICA COM A TDFR

Para verificar o comportamento dos algoritmos descritos, foram realizadas simulações para diversas formas de onda de entrada, as quais são apresentadas na próxima seção. O sistema a ser simulado é o da Figura 2.15, que resume todo o processo de filtragem e contém os sinais analisados. Os resultados correspondentes são tomados como referência para análise experimental. Detalhes sobre o protótipo implementado, como dados técnicos e curvas de desempenho, também aparecem neste capítulo.

As demonstrações se detêm no que seria a etapa de controle de um Filtro Ativo de Potência (FAP), sendo processado o sinal de tensão,  $v(t)$ , referente à corrente na linha na carga. As constatações finais são embasadas em curvas de frequência, espectros harmônicos e nas formas de onda dos sinais em questão.

#### 3.1 SIMULAÇÕES

Todas as simulações foram realizadas com o aplicativo Matlab Simulink® versão 7 (R14), no qual foram implementadas as etapas de amostragem e controle de um filtro ativo. O processamento se dá a partir de um sinal de tensão  $v(t)$ , o qual é equivalente à corrente distorcida na rede. Na saída do filtro tem-se a componente fundamental da entrada. As etapas de simulação, configuradas de forma a se assemelhar o máximo possível da montagem em protótipo, possuem as seguintes características:

- Para simular a amostragem de  $v(t)$  e a conseqüente obtenção de  $v[k]$ , utiliza-se um bloco *First Order Hold*, no qual se define o período de amostragem  $T_s$ , o qual, por (2.9), é estipulado em  $(1/3840)s$ .
- O cálculo das partes real e imaginária da TDFR foi implementado tal qual exposto na Figura 2.6.
- O algoritmo de correção de fase foi confeccionado conforme a Figura 2.13. O Apêndice I apresenta o sistema completo de simulação.

Em todos os casos, adotou-se  $T_w = 1/60$  devido ao valor nominal da frequência do sistema elétrico brasileiro. O número de amostras ficou estabelecido em  $N = 64$ . Apesar de não ser a quantidade usual (KHAN, 2001), este valor foi escolhido para que os resultados de simulação possam ser comparados com a melhor fidelidade possível em relação aos experimentais, uma vez que o DSP utilizado possui uma modesta capacidade de memória, limitando a quantidade de amostras. É evidente que há uma suave perda de resolução nos gráficos da tensão discreta de saída devido a esta questão.

A partir de (2.8) chega-se ao valor da frequência de amostragem, ou seja,  $3840Hz$ .

Os gráficos que se seguem estão agrupados em duas partes: uma visando observar a capacidade de sincronismo do sistema e a outra com o intuito de analisar a robustez na filtragem, sendo o algoritmo submetido a diversas configurações harmônicas.

### 3.1.1. Sincronismo e Estabilização

Uma vez que a filtragem fornece o sinal senoidal referente à componente fundamental de entrada, aplicou-se um sinal senoidal à mesma para facilitar a visualização de sincronismo e melhor observar os efeitos transitórios.

A Figura 3.1 mostra o desempenho do sistema quando submetido a uma entrada co-senoidal unitária, fase inicial  $30^\circ$  e frequência inicial  $60Hz$ . São aplicados dois degraus: o primeiro para  $56,5Hz$  em  $t = 83,33ms$  e o outro para  $66Hz$  em  $t = 166ms$ . Os valores de frequência foram escolhidos segundo ONS (2002), de forma a assegurar que o filtro é capaz de cumprir as normas vigentes. De forma geral, o que se espera é que o sinal de saída tenda sempre a igualar seu formato com o da entrada, uma vez que, neste caso, ambos são senoidais unitários.

Percebe-se nas curvas “b” e “d” da Figura 3.1 o intervalo necessário de 2 ciclos para que o sinal de saída se estabilize após cada modificação na frequência. Na frequência de saída (curva “c”), as oscilações em regime permanente são consequência da descontinuidade provocada pela correção da defasagem. No entanto, como se pode observar, as variações na frequência após estabilização ocasionam desvios menores que 1%.

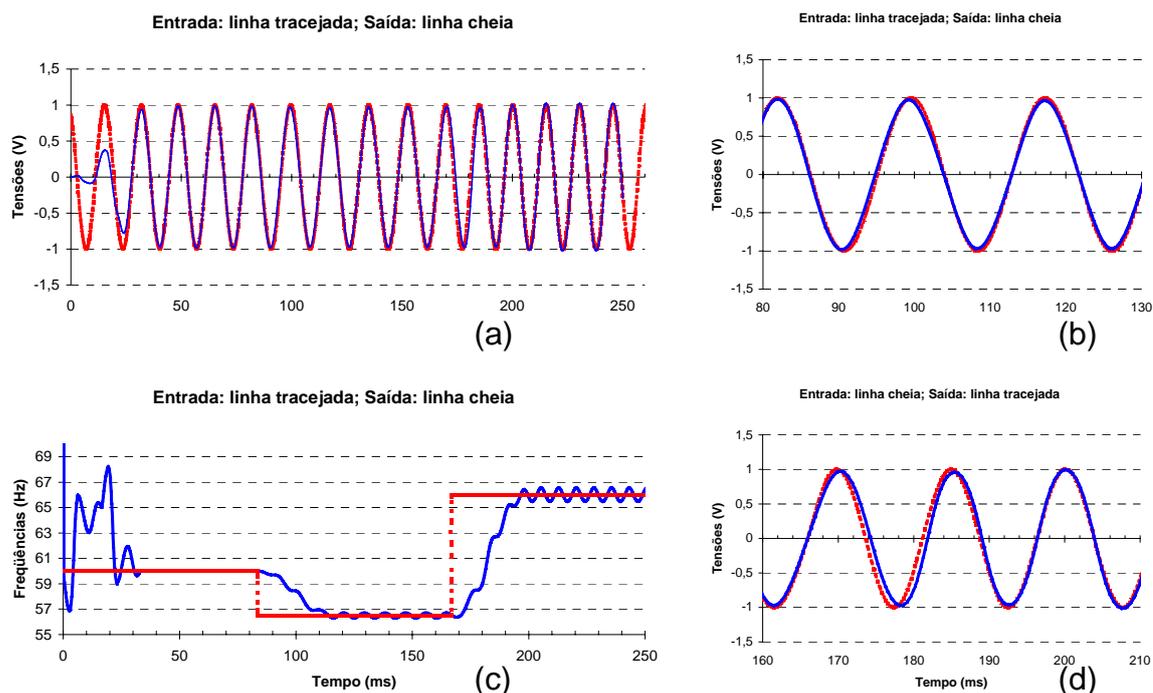


Figura 3.1 – Desempenho da TDFR para um sinal senoidal de 1p.u. a) Tensões de Entrada e Saída; b) Detalhe para o degrau negativo de frequência; c) Frequências de Entrada e Saída; d) Detalhe das Tensões para o degrau positivo de frequência.

Na Figura 3.2 tem-se um sinal senoidal com frequência aumentando suavemente de 58Hz a 62Hz, levando para isso cerca de 6 ciclos, retornando ao valor inicial após mais 6 ciclos. Na realidade, as variações dinâmicas de frequência da rede costumam ser mais lentas que isso (KUMAR e KOTHARI, 2005) (KUNDUR, 1993). A curva “b” mostra o valor instantâneo da frequência, cuja consequência nos sinais de entrada e saída pode ser vista no gráfico “a”. Destaca-se que as curvas praticamente se sobrepõem.

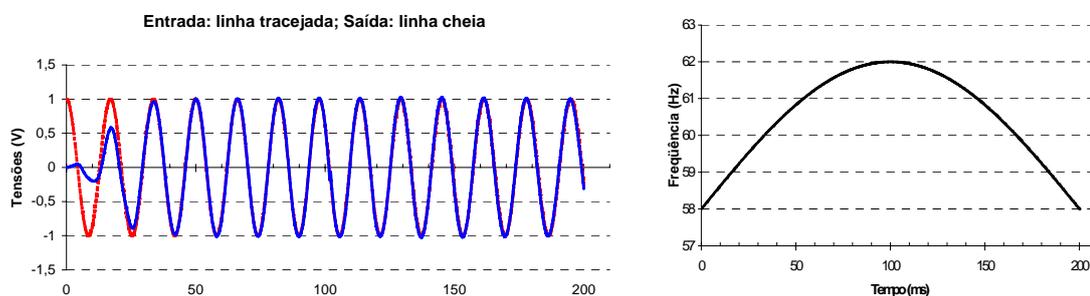


Figura 3.2 – Resposta da TDFR para um sinal co-senoidal com frequência variável. a) (Esquerda) Entrada e saída; b) (Direita) Variação da frequência.

A Figura 3.3 ilustra o comportamento do filtro em variações de amplitude, sendo requisitado o algoritmo de obtenção da amplitude da fundamental pelo princípio da ortogonalidade. No caso apresentado, a tensão sofre um afundamento

de 20% e após alguns instantes retorna para sua amplitude inicial. Observa-se que desta vez o sistema se estabiliza em 1 ciclo. Como não há alteração na frequência, também não há desvio de fase, isentando o sistema de transitórios devido ao algoritmo corretor de fase. Isto explica o tempo mais curto de estabilização.

**Entrada: linha tracejada; Saída: linha cheia**

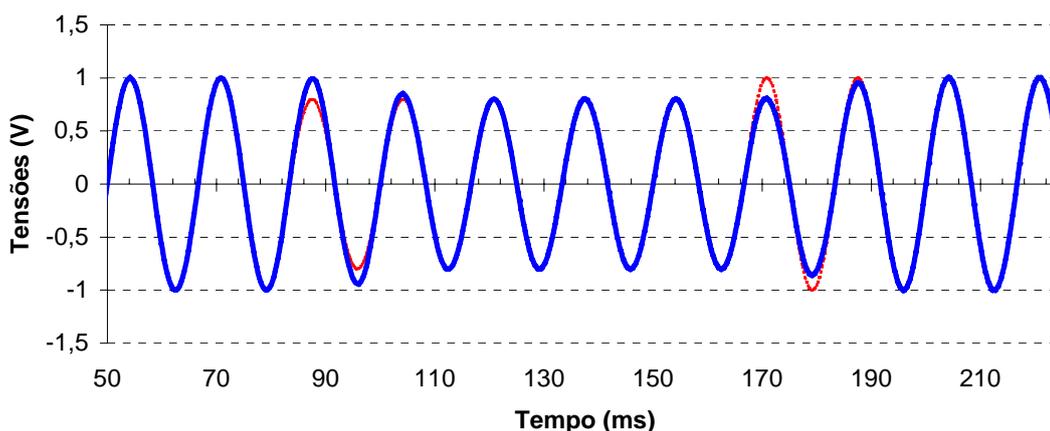


Figura 3.3 – Comportamento do filtro diante de afundamento e elevação de tensão.

### 3.1.2. Filtragem

São inúmeras as possíveis formas de onda da corrente elétrica gerada pelas cargas não-lineares. No entanto, há incidências típicas de algumas componentes harmônicas por setor de consumo, como indústrias ou residências, tendo em vista a necessidade de determinados tipos de carga por parte de cada um desses setores (BEZERRA *et. al*, 2001) (LACERDA, 2003).

Os casos que se seguem mostram o desempenho de filtragem do algoritmo proposto para conteúdos harmônicos semelhantes aos encontrados no sistema elétrico. Adotou-se como tensão de pico o valor de 1p.u.

A Figura 3.4 mostra o desempenho para uma tensão retificada em  $\frac{1}{2}$  onda com frequência de  $57\text{Hz}$ . O gráfico “a” contém os sinais de entrada e saída no domínio do tempo. Em “b” e “c” tem-se os espectros harmônicos de entrada e saída, respectivamente. Nota-se claramente a eliminação da 2ª harmônica, antes significativa.

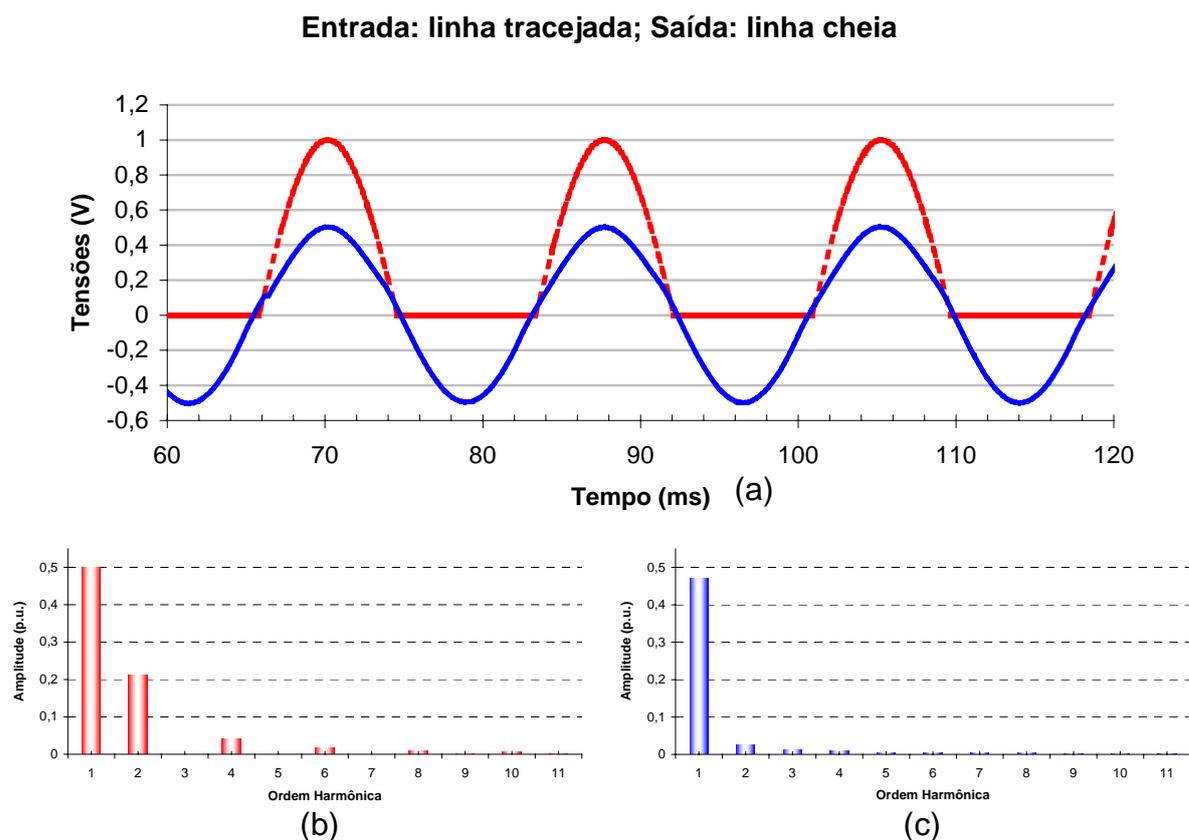


Figura 3.4 – Filtragem de um sinal refiticado em  $\frac{1}{2}$  onda. a) Tensões de entrada e saída; b) Espectro harmônico do sinal de entrada; c) Espectro do sinal de saída.

O aparecimento de componentes harmônicos no gráfico “c” se deve às discontinuidades do algoritmo de correção da fase da TDFR. A taxa de distorção harmônica, que é de 43,50% no sinal de entrada, cai para 6,56% após processada, atendendo às exigências legais (ONS, 2002). Esta redução pode ser melhorada ainda mais com o aumento do número de amostras.

Outro caso bastante comum em lâmpadas fluorescentes compactas e fontes chaveadas, como as utilizadas em computadores pessoais, é mostrado na Figura 3.5. O conteúdo harmônico fortíssimo (DHT = 112,00%) é peculiar neste tipo de carga. Ao submeter este sinal ao sistema, reduz-se a taxa harmônica para 1,89%. Salienta-se que a frequência é de  $57\text{Hz}$ , como no caso anterior.

Entrada: linha tracejada; Saída: linha cheia

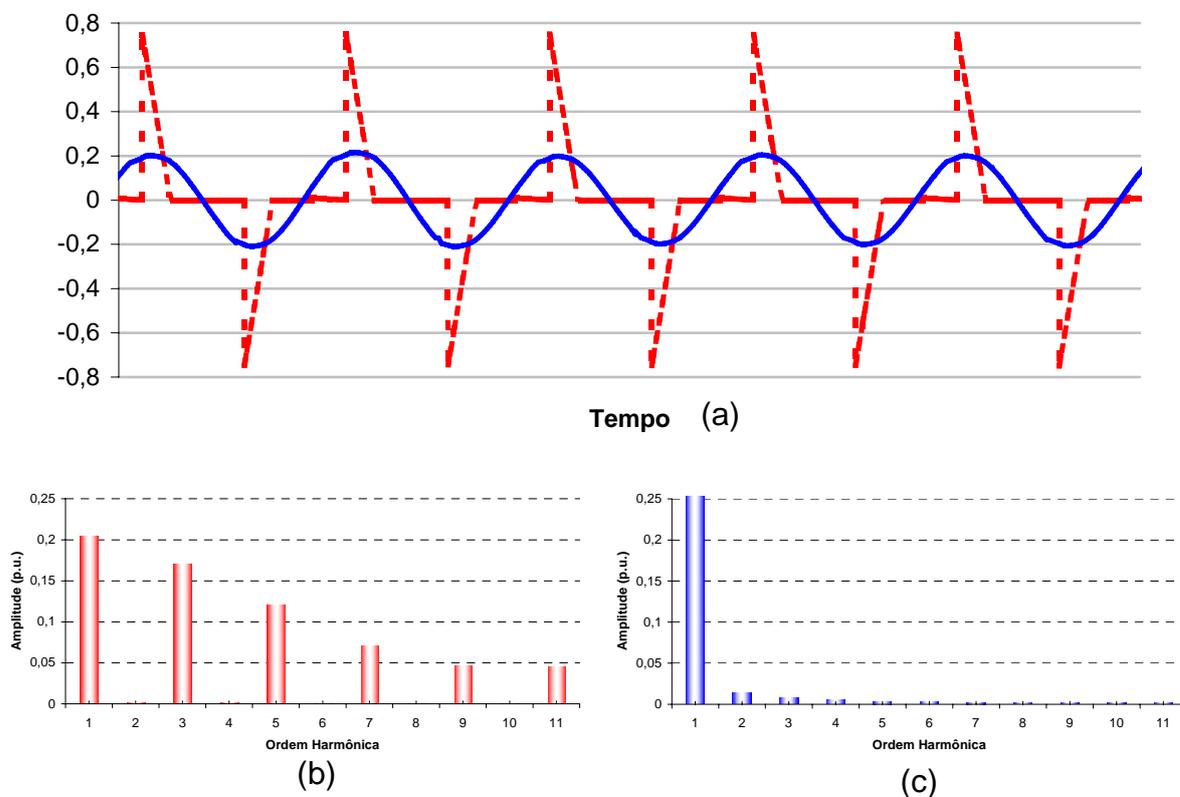


Figura 3.5 – Filtragem de sinal típico em lâmpadas fluorescentes e fontes chaveadas. a) Tensões de entrada e saída; b) Espectro harmônico do sinal de entrada; c) Espectro do sinal de saída.

Um caso estatístico é mostrado na Figura 3.6, que representa o conteúdo harmônico típico em alguns edifícios urbanos, levantado por Bezerra *et. al* (2001). A taxa de distorção de 15,62%, fora da recomendada por IEEE-1459 (2000), é reduzida para um valor aceitável, 4,97%.

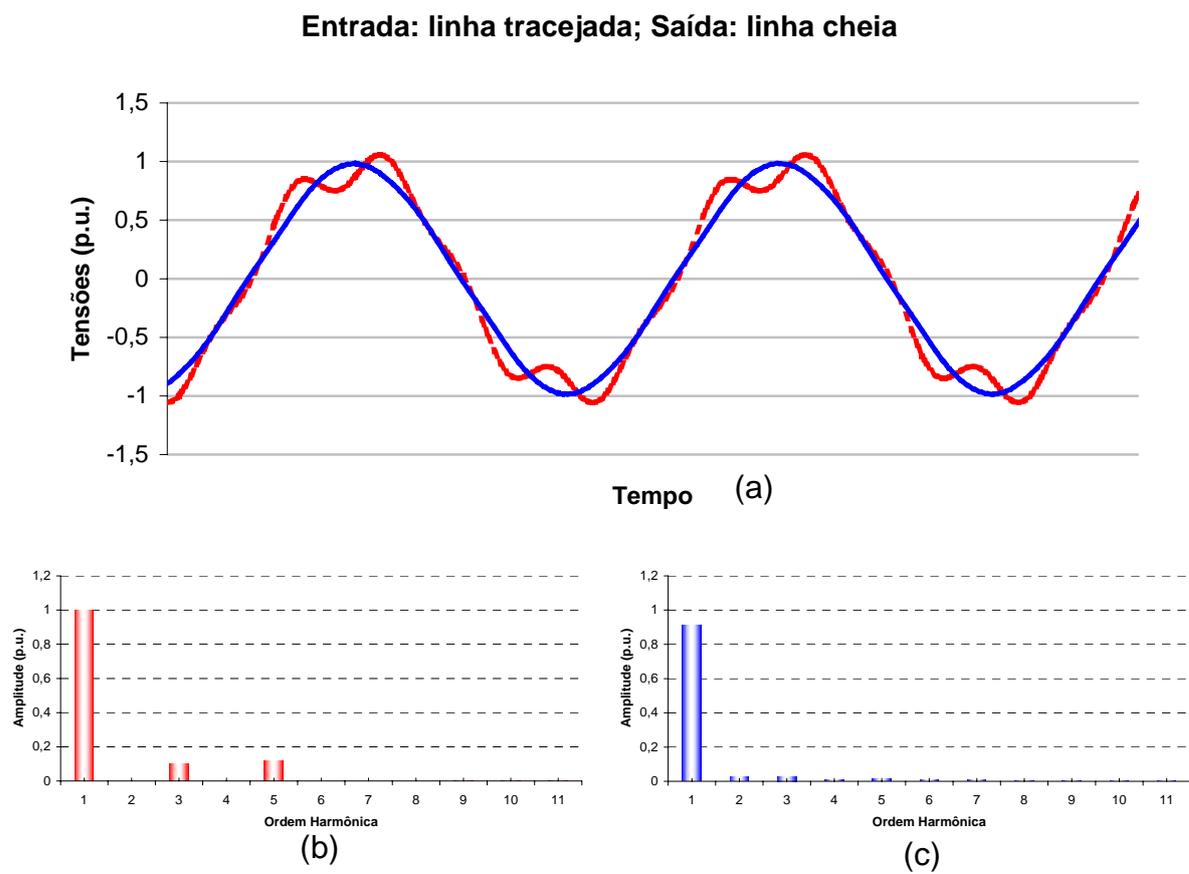


Figura 3.6 – Filtragem de harmônicas típicas em prédios residenciais. a) Tensões de entrada e saída; b) Espectro harmônico do sinal de entrada; c) Espectro do sinal de saída.

Na Figura 3.7 o filtro está submetido a uma onda triangular, onde também se observa um bom desempenho com a redução da DHT de 12,08% para 4,09%.

Entrada: linha tracejada; Saída: linha cheia

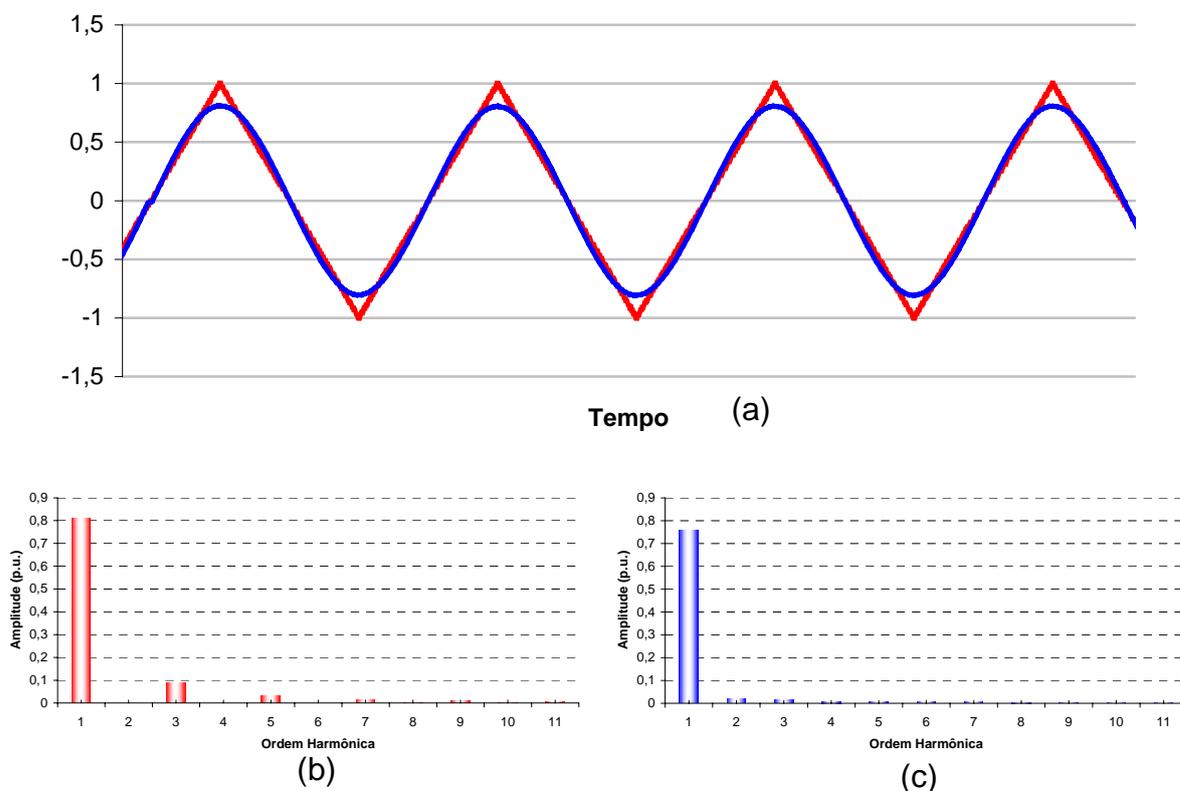


Figura 3.7 – Comportamento do Filtro para onda triangular. a) Tensões de entrada e saída; b) Espectro harmônico do sinal de entrada; c) Espectro do sinal de saída.

### 3.1.3. Compensação Seletiva

O caso mostrado na Figura 3.8 permite a visualização do comportamento da TDFR para compensação seletiva de componentes harmônicas, a qual foi obtida modificando-se as tabelas de senos e cossenos para a componente de ordem 3. O sinal de entrada, de  $60\text{Hz}$ , possui 12% e 10% de 5ª e 3ª harmônicas, respectivamente. As tensões de entrada e saída são mostradas no gráfico “a” e os espectros correspondentes nos gráficos “c” e “d”, podendo ser claramente verificada a eliminação da componente supracitada. A redução correspondente na DHT foi de 15,62% para 10,03%.

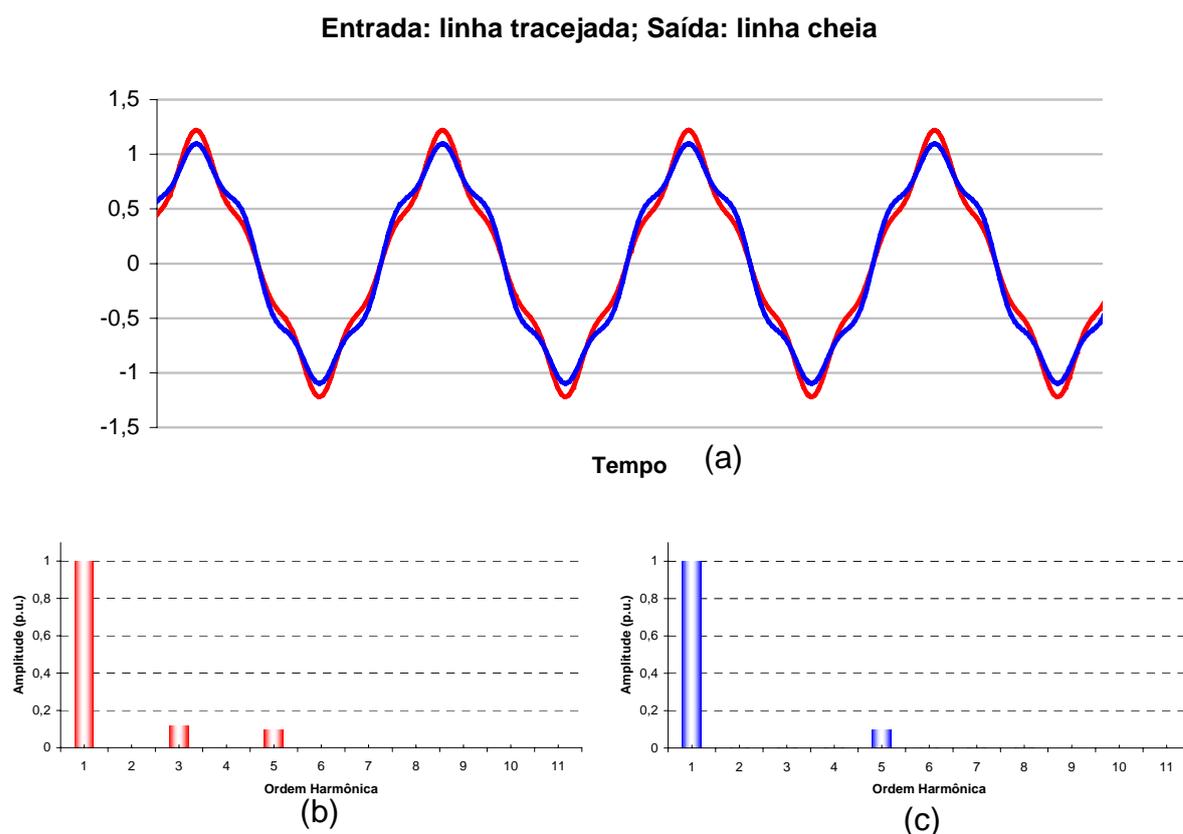


Figura 3.8 – Compensação seletiva de harmônicas utilizando a TDFR. Eliminação da componente de 3ª ordem. a) Tensões de entrada e saída; b) Espectro harmônico do sinal de entrada; c) Espectro do sinal de saída.

### 3.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a comprovação experimental da aplicação da TDFR e do princípio da ortogonalidade em laboratório, implementou-se o sistema da Figura 3.9, que constitui as etapas de amostragem e de controle de um FAP paralelo para filtragem das harmônicas de corrente da rede.

Na etapa de amostragem é feita a aquisição da corrente, a fim de convertê-la a um sinal de tensão com a mesma forma de onda, mas com níveis compatíveis com o dispositivo de digitalização. A Placa de Aquisição responsável por isso tem como elemento básico um sensor de efeito *hall* LA-55P, o qual converte a corrente do circuito de potência para tensão a níveis digitais. Antes de entregar o sinal ao conversor AD, o sinal ainda passa por um filtro analógico passa-baixas, a fim de eliminar o efeito *aliasing* e ruídos de frequências acima da 50ª harmônica, valor máximo considerado pelas normas (POMÍLIO, 2006). Destaca-se que o erro de fase ocasionado por este filtro é desprezível.

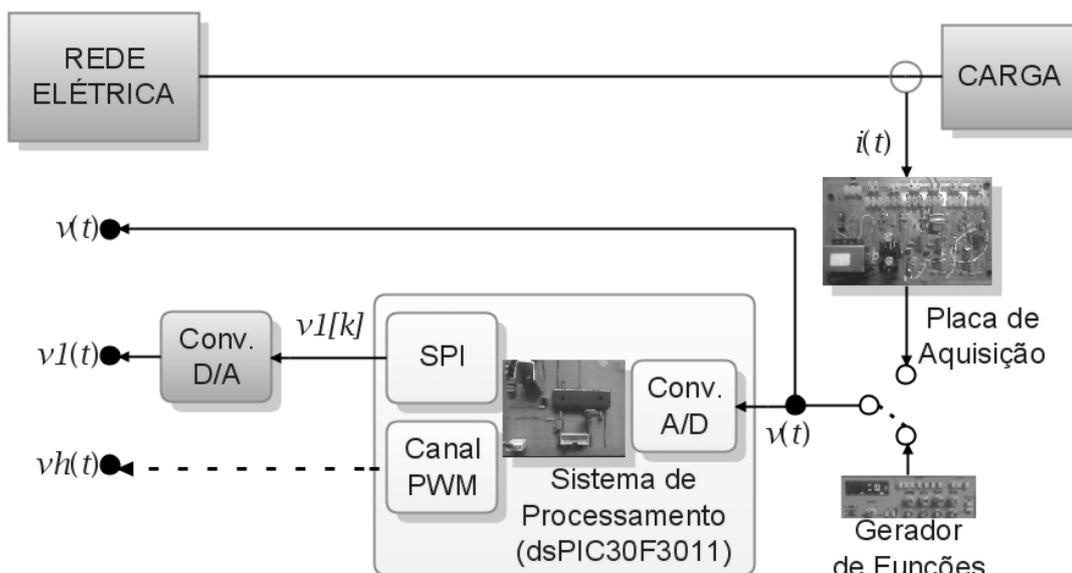


Figura 3.9 – Esquema de Montagem do Sistema Proposto.

A Figura 3.10 apresenta a estrutura montada para obtenção dos resultados apresentados, incluindo a instrumentação utilizada.

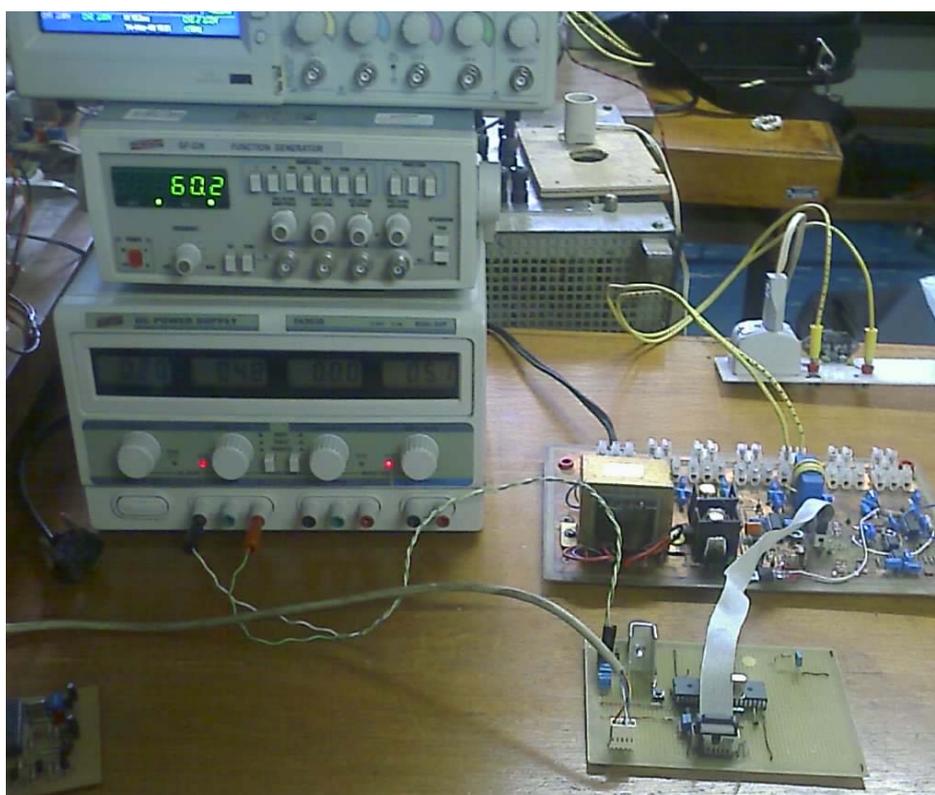


Figura 3.10 – Estrutura de montagem do filtro ativo.

O controle digital é baseado no processador dsPIC30F3011, da Microchip, cujas características de *hardware* e *software* relevantes ao sistema são as seguintes (MICROCHIP, 2007):

- Freqüência de *clock* de 120MHz (30MIPS);
- Conversor Analógico-Digital (AD) de 12 *bits* com limite inferior igual a 0V e limite superior igual a 5V;
- Unidade Lógica e Aritmética (ALU) com processamento em aritmética de ponto fixo no formato Q15;
- Banco de Acumuladores e Unidade de Multiplicação (MAC) com capacidade para até 40 *bits* em formato 9.31.
- Porta SPI para conexão ao conversor Digital-Analógico (DA) externo;
- Capacidade de memória de 8k *bytes* para o programa e de 1k *byte* para dados.
- Execução em arquitetura *Harvard*, onde cada instrução ocupa apenas 1 *word*.
- Implementação em linguagem C com sub-rotinas em *assembly* MP-ASM.

Cada informação digital utiliza 2 *bytes* de memória do dsPIC, visto que o processamento é feito em 16 *bits* (Q15). Isso não acarreta problemas sérios para a memória de programa, uma vez que as instruções são alocadas automaticamente nos endereços. Além disso, o espaço é suficiente para o armazenamento de todos os algoritmos e tabelas, desde que cuidadosamente planejados. No entanto, a dificuldade está na memória de dados, que precisa armazenar todas as amostras dos vetores  $v[k]$  e  $\phi[k]$ , os parâmetros de programação dos dispositivos internos e variáveis temporárias, tanto as do próprio algoritmo quanto as criadas pelo compilador C. A solução foi adotar o mínimo possível de pontos por passo de cálculo, de forma a garantir espaço para o armazenamento de todas as informações e não comprometer significativamente a exatidão dos resultados. Chegou-se, portanto, a  $N = 64$ .

A opção pela conversão DA serial (SPI) ocorreu devido à ausência de portas com 16 pinos disponíveis no dsPIC. Como o número de amostras por período é pequeno, o tempo entre uma amostragem e outra é suficiente para esse tipo de transmissão de *bits*.

As análises deste capítulo são tomadas sobre alguns dos sinais, conforme o sistema da Figura 3.9. Considera-se como entrada o sinal  $v(t)$ , o qual pode opcionalmente ser aplicado por um gerador de funções ou ser adquirido diretamente

da rede. Tem-se como saída  $v_1(t)$  ou  $v_h(t)$ , onde este último, já modulado em largura de pulso (PWM), representa o conteúdo harmônico, excluída a fundamental, e é calculado internamente ao algoritmo segundo (2.41). Este sinal pode ser aplicado em um inversor para realimentar o circuito de potência, possibilitando a filtragem efetiva da corrente na rede. Para fins de constatação dos resultados no presente trabalho, o cálculo de (2.41) é feito no tempo contínuo pelo próprio instrumento de medição, e o estágio de potência não é implementado.

### 3.2.2. Estratégias de Programação

O programa executa basicamente os blocos alaranjados da Figura 1.3. Devido às limitações do dsPIC citadas anteriormente, foram realizadas algumas adaptações para evitar estouro de memória e acelerar a execução dos algoritmos. Pode-se resumir essas adaptações da seguinte forma:

- As tensões estão normalizadas segundo a Tabela 3.1;
- Foi ativada a saturação no processamento de tensões, ou seja, havendo tendência a transbordo de *bits*, o valor será mantido no limite máximo ou mínimo, sem ocorrência de efeito *windup*<sup>2</sup>;
- Os ângulos de fase estão normalizados segundo a Tabela 3.2;
- Foi desativada a saturação no processamento das fases, garantindo que qualquer operação aritmética tenha sempre como resultado um ângulo no intervalo  $[-\pi, +\pi]$ <sup>3</sup>.

Tabela 3.1 – Padrão de normalização adotado para as tensões.

Corrente da Rede ( <i>p.u.</i> )	Tensões de Entrada e Saída ( <i>V</i> )	Valor Digital (Q15)	Tensões de Entrada e Saída ( <i>p.u.</i> )
-1,0	0,0	-1,0000 (FFFF)	-1,0
0,0	2,5	0,0000 (0000)	0,0
+1,0*	5,0*	+0,9999 (7FFF)	+1,0*

(\*) O valor indicado pode chegar tão perto quanto possível do nível indicado, não devendo, contudo, alcançá-lo.

<sup>2</sup> *Windup* é o nome dado ao efeito circular de valores digitais, ou seja, o incremento de um número no limite superior da faixa permitida fará com que o resultado seja reiniciado, isto é, passe a valer zero. O efeito inverso se dá com decrementos de números situados na faixa inferior.

<sup>3</sup> Chama-se a atenção para o uso da notação de intervalo fechado e aberto com o emprego de colchetes e parêntesis (BURDEN e FAIRES, 2003).

Tabela 3.2 – Padrão de normalização adotado para ângulos de fase.

Ângulo de fase (graus)	Ângulo de fase (radianos)	Valor Digital (Q15)	Tensões de Entrada e Saída $v(t)$ e $v_1(t)$ (p.u.)
-180	$-\pi$	-1,0000 (FFFF)	-1,0
0	0	0,0000 (0000)	0,0
+180*	$+\pi^*$	+0,9999 (7FFF)	+1,0*

(\*) O valor indicado pode chegar tão perto quanto possível do nível indicado, não devendo, contudo, alcançá-lo.

O maior peso computacional para o sistema está no cálculo da função arco-tangente da Figura 2.6, pois não é viável armazená-la em tabela, tendo em vista que seus valores não são sempre os mesmos para cada conjunto de  $N$  amostras. A implementação foi dada em série de Taylor:

$$\tan^{-1}(x) = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{x^{2n+1}}{2n+1} = x - \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} - \frac{x^7}{7} + \dots + (-1)^n \frac{x^{2n+1}}{2n+1}, \quad (3.1)$$

Destaca-se que, para argumentos entre  $-1$  e  $+1$ , os quais correspondem, respectivamente, a ângulos entre  $-45^\circ$  e  $+45^\circ$ , obtém-se convergência com erro menor que 5% para a maioria dos casos, conforme mostra a Figura 3.11. No entanto, lembrando-se de (2.23), que mostra que o cálculo é feito sobre a razão entre as partes imaginária e real da TDFR, vê-se que pode ser necessário o cálculo do arco-tangente de valores maiores que 1, bastando para isso que  $\text{Im}\{V_1[k]\}$  seja maior que  $\text{Re}\{V_1[k]\}$ . Neste caso, conforme se pode observar na figura, os erros são bastante elevados.

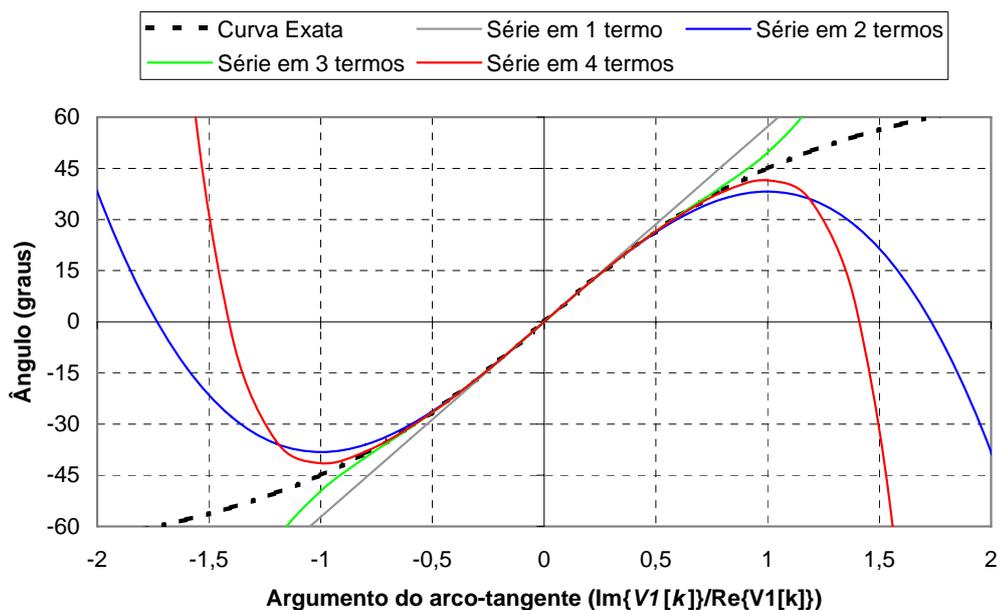


Figura 3.11 – Comparação entre o cálculo exato e a aproximação por série de Taylor da função arco-tangente para diversas quantidades de termos.

A solução está em realizar uma comparação entre as partes real e imaginária antes de se efetuar o cálculo da função trigonométrica inversa e utilizar a seguinte relação complementar:

$$\tan^{-1}\left(\frac{\text{Im}\{V_1[k]\}}{\text{Re}\{V_1[k]\}}\right) = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{\text{Re}\{V_1[k]\}}{\text{Im}\{V_1[k]\}}\right) \quad (3.2)$$

O fluxograma da Figura 3.12 detalha este procedimento.

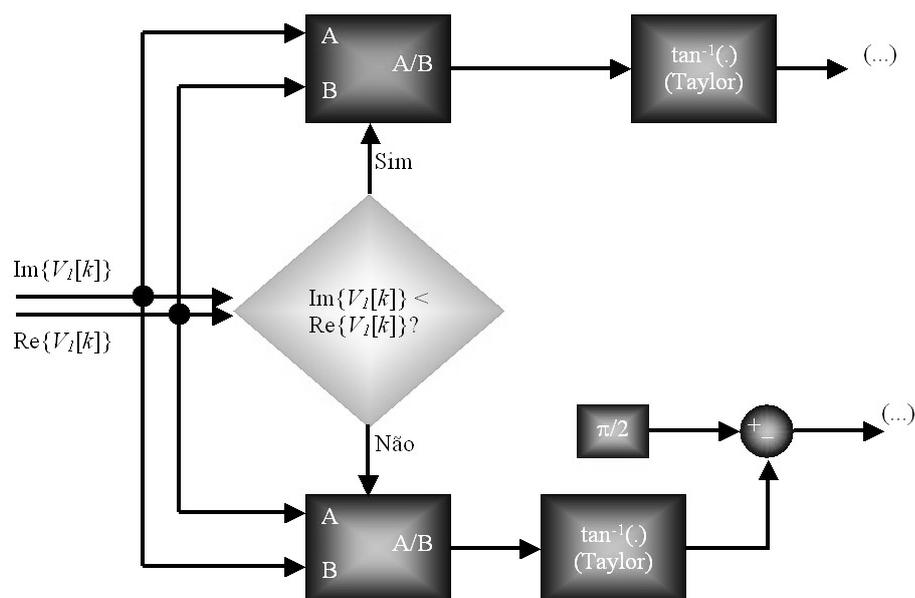


Figura 3.12 – Algoritmo de cálculo da função arco-tangente

Dessa forma, o cálculo sempre se dará sobre um valor menor que 1, correspondendo a um ângulo cujo módulo sempre será menor que  $45^\circ$ . Para determinar o quadrante correto, basta realizar uma análise de sinais na saída da TDFR.

A Figura 3.13 mostra que, utilizando até o 4º termo da série ( $7^\circ$  grau), tem-se um erro de cerca de 10% para a maior fase possível,  $45^\circ$ , o qual cai para menos de 5% para  $40^\circ$ , sendo desprezível para os demais ângulos.

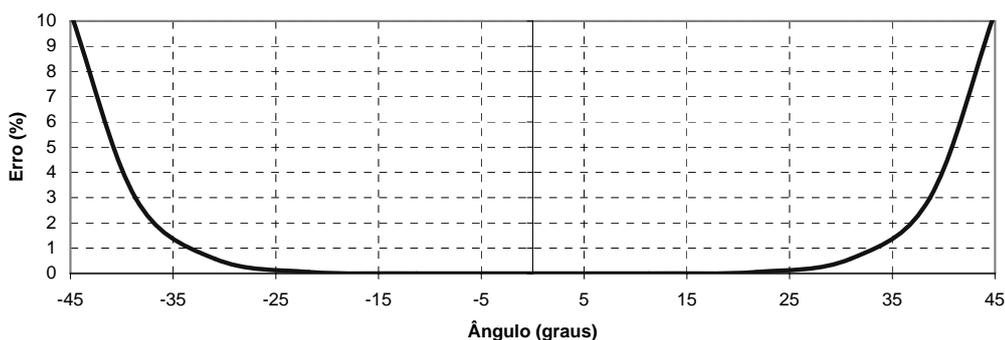


Figura 3.13 – Erro entre o cálculo exato e a aproximação da função arco-tangente por série de Taylor, em função do ângulo, utilizando 4 termos da série.

### 3.2.3. Resultados

Os gráficos a seguir mostram o desempenho da TDFR na filtragem de harmônicas. Destaca-se que os sinais de tensão obedecem a correspondência dada na Tabela 3.1 devido à faixa de atuação do conversor DA, ou seja, com limites entre  $0V$  e  $+5V$ , centralizados em  $+2,5V$ .

Informa-se também que, para suavizar os degraus inerentes à discretização em 64 pontos, tomou-se a média dos 4 últimos ciclos para exposição na tela do instrumento de medição.

Para fins de verificação de sincronismo, as curvas da Figura 3.14 mostram o desempenho do filtro para uma entrada senoidal a aproximadamente  $57Hz$  e amplitude  $4,0V$ , correspondendo a  $0,8p.u.$ , aplicada pelo Gerador de Funções. Como esperado, o sinal de saída apresenta o mesmo formato e amplitude, além de sobrepor o sinal de entrada. Percebe-se um pequeno deslocamento entre a entrada e a saída, mais visível na descida e no pico inferior, que se trata apenas de um desvio de *off-set*, causado por diferenças de especificações entre o Gerador de Funções e Placa de Aquisição.

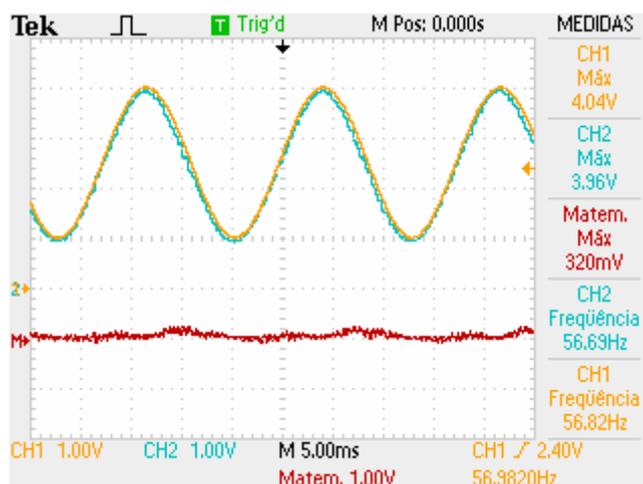


Figura 3.14 – Filtro submetido a uma entrada senoidal para verificação de sincronismo. Curva laranja: entrada; curva azul: saída; curva vermelha: diferença entre as outras duas.

Os espectros harmônicos dos sinais acima são vistos na Figura 3.15. Como se trata de uma entrada senoidal e considerando as características de descontinuidade devido ao baixo número de amostras, a saída, para este caso, apresenta pequeno acréscimo na distorção harmônica. Contudo, pode-se observar que o conteúdo espectral da saída se mantém com mais de  $30dB$  de atenuação em relação à fundamental.

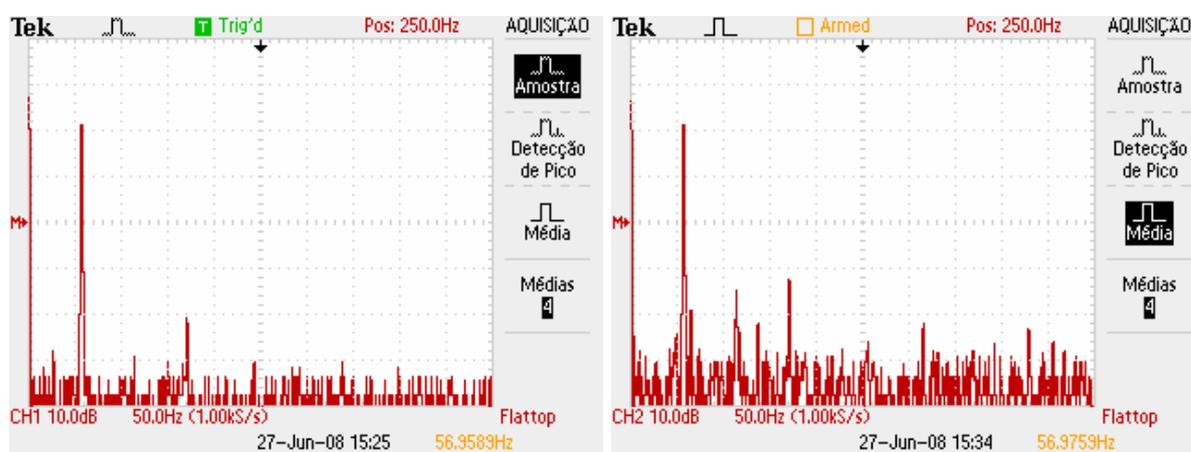


Figura 3.15 – Espectro harmônico dos sinais da Figura 3.14. a) (Esquerda) Entrada; b) (Direita) Saída.

A Figura 3.16 traz o comportamento do filtro para um sinal triangular. Uma vez que o mesmo está centralizado em  $2,5V$ , conforme mostrado na Tabela 3.1, o valor máximo de aproximadamente  $4,0V$  presente na figura corresponde a uma amplitude de  $1,5V$  ou  $0,8p.u.$ , com frequência próxima de  $56Hz$ . Observa-se na saída um sinal senoidal com valor máximo  $3,72V$ , que corresponde a uma amplitude de  $1,22V$ , ou seja,  $80\%$  do pico da entrada.

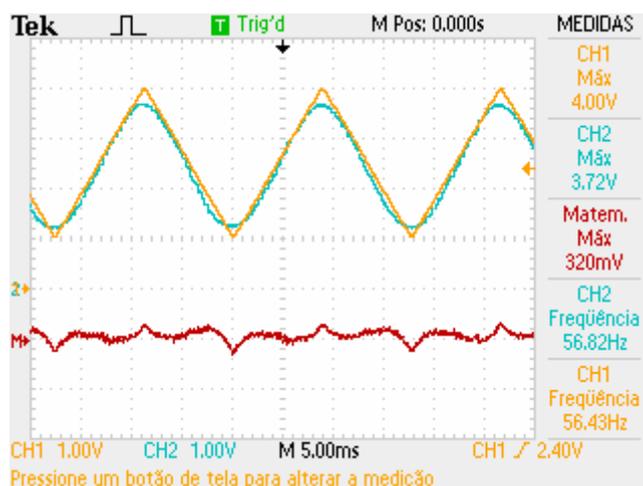


Figura 3.16 – Comportamento da TDFR para uma onda triangular com frequência mais baixa que a nominal da rede elétrica. Curva laranja: entrada; curva azul: saída. Curva vermelha: sinal referente ao conteúdo harmônico.

Na Figura 3.17 tem-se o mesmo formato de sinal, porém reduzido para  $0,7 p.u.$ , significando uma amplitude de  $3,48V - 2,5V = 0,98V$ . A frequência foi aumentada para quase  $66Hz$ , proporcionando uma saída com pico de  $3,28V$ , ou seja, amplitude de  $0,78V$ , que também corresponde aos 80% do pico da entrada.

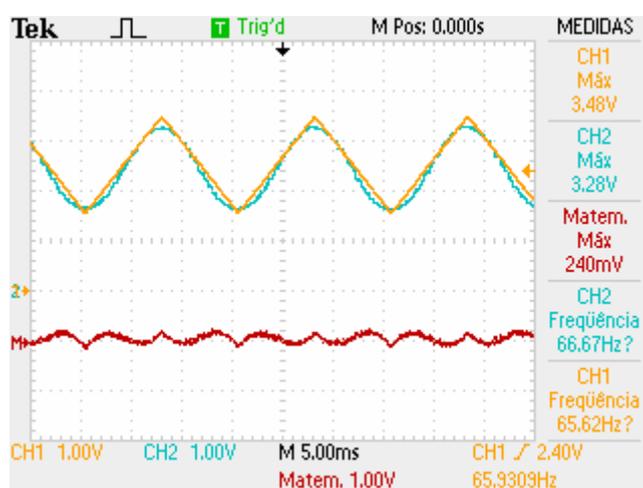


Figura 3.17 – Desempenho do filtro para uma onda triangular com frequência mais alta que a nominal da rede elétrica. Curva laranja: entrada; curva azul: saída. Curva vermelha: sinal referente ao conteúdo harmônico.

Os espectros de Fourier dos sinais acima podem ser vistos na Figura 3.18, os quais apresentam os componentes harmônicos em  $dB$ . Destaca-se que a fundamental não sofre alteração perceptível, enquanto que os demais componentes harmônicos são atenuados em mais de  $30dB$ .

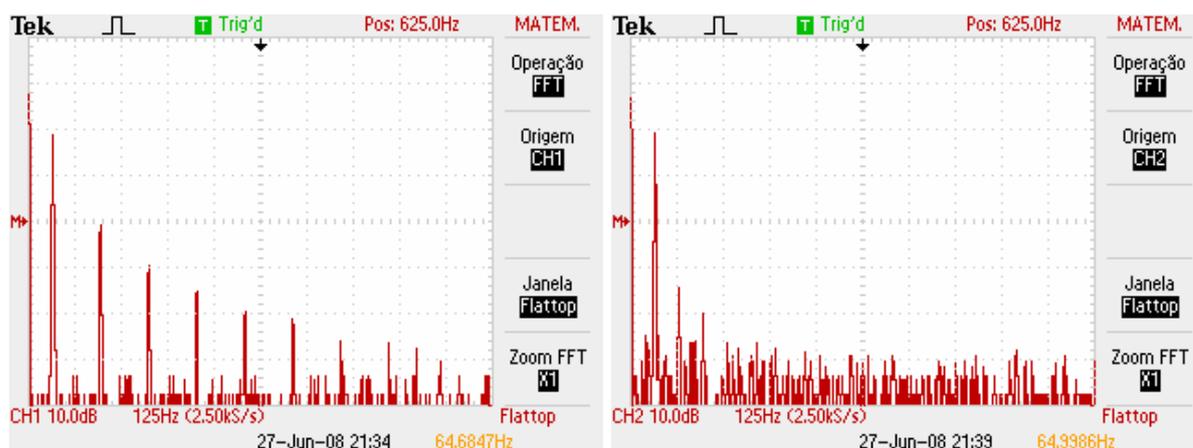


Figura 3.18 – Espectro de Fourier da onda triangular da Figura 3.17. a) (Esquerda) Entrada; b) (Direita) Saída.

A Figura 3.19 mostra a filtragem de um sinal retificado em meia-onda, tomado diretamente da rede elétrica. A amplitude de entrada foi estabelecida em aproximadamente  $0,85 p.u.$  ( $4,24V$ ), resultando em  $4,24V$  de pico a pico na senóide de saída, a qual está centralizada em  $2,5V$ . Isso corresponde a uma amplitude de saída de 50% do valor máximo de entrada, o que é condizente com o comportamento das componentes harmônicas de um sinal retificado em meia onda.

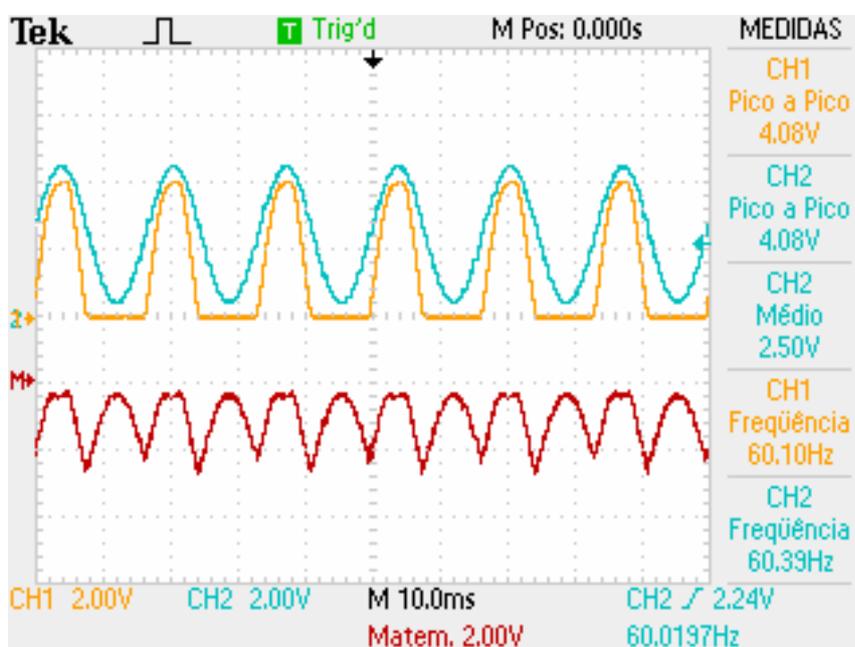
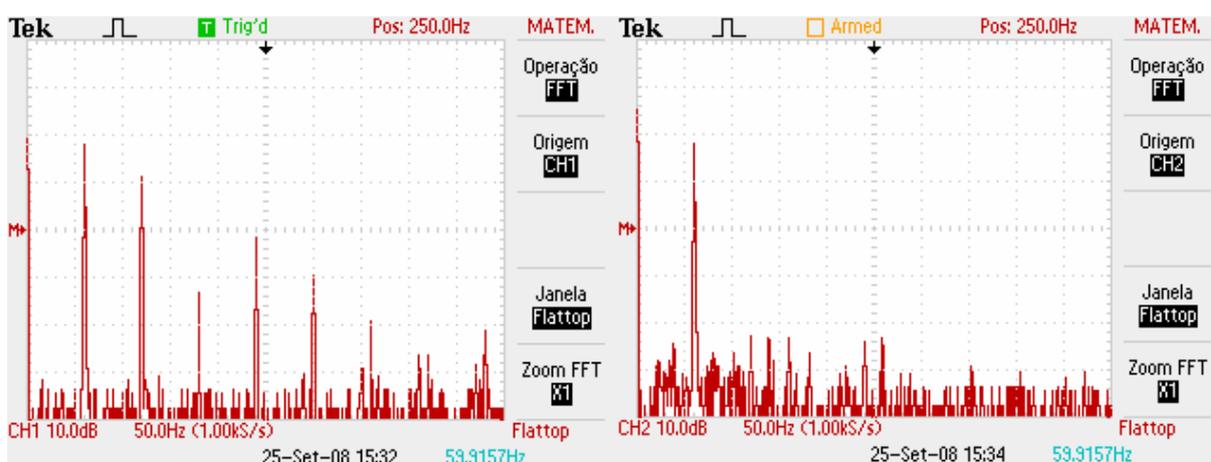


Figura 3.19 – Filtragem de sinal retificado em meia-onda. Curvas superiores: entrada (retificada) e saída (senoidal); curva inferior: conteúdo harmônico filtrado.

A Figura 3.20 mostra os espectros de Fourier da entrada e da saída. A atenuação por divisão neste caso é de  $20dB$ . Cada valor espectral está localizado em um múltiplo par da fundamental, característica peculiar da retificação em meia onda.



### 3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os resultados obtidos com a montagem do sistema proposto mostram que a TDFR constitui uma eficiente ferramenta para filtragem de componentes harmônicas de corrente em cargas não-lineares, as quais ocupam um espaço cada vez maior no sistema elétrico.

Tanto as simulações quanto os resultados experimentais mostram a eficiência do sistema em sincronizar o sinal de saída com o de entrada, mesmo com os diversos valores de frequência aplicados ao filtro.

A aplicação das ondas triangulares com diferentes amplitudes permitiram constatar que o princípio da ortogonalidade proporciona a obtenção da amplitude da fundamental com boa precisão, uma vez que a saída sempre se manteve em 80% do pico da entrada, coincidindo com a simulação.

No entanto, pode se observar nos espectros de Fourier que na saída aparecem componentes harmônicas que não existiam na entrada. Isto acontece devido às descontinuidades existentes no sinal de saída, em virtude do reduzido número de pontos adotado. Entretanto, verifica-se também que as amplitudes referentes a estas componentes não são suficientes para alterar o formato senoidal da saída.

Destaca-se que, como o valor de  $N$  se refere ao número de pontos para um intervalo de cerca de 1 ciclo da fundamental, o número de amostras por ciclo para as demais componentes harmônicas diminui à medida que a ordem espectral aumenta, conforme indicado na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Quantidade de pontos equivalentes por componente harmônica.

Componente Harmônica	Número de Pontos
Fundamental	64
2	32
3	21 ou 22
4	16
5	12 ou 13
...	...
16	4

Portanto, observa-se que, já a partir da 2ª harmônica, não se tem um número adequado de pontos por período para o processamento. Isso significa que essas componentes se comportarão como se fossem amostradas com o número de pontos indicado na tabela, criando uma sucessão de degraus devido ao valor bem abaixo do recomendado. Como consequência disso, há uma dificuldade, no sistema proposto, para filtrar sinais com forte conteúdo harmônico em frequências mais altas.

O processador utilizado (dsPIC30F3011), por ser um modelo para propósitos gerais, apresenta consideráveis limitações em seus dispositivos internos, especialmente a reduzida capacidade da memória de dados, com apenas 512k bytes. No entanto, há disponibilidade de alternativas favoráveis à implementação da TDFR, como por exemplo a unidade MAC de 40 bits, indispensável à construção da função arco-tangente em série de Taylor. Entretanto, mesmo o modesto DSP adotado permite uma boa exploração da capacidade de obtenção da componente fundamental de um sinal distorcido, ainda para condições severas de entrada (onda triangular e sinal ceifado em meia onda) e pequenas variações de frequência.

Portanto, mostra-se neste trabalho que a simplicidade matemática e a robustez da TDFR na filtragem de componentes harmônicas de corrente podem ser implementadas fisicamente com resultados adequados.

O Apêndice II apresenta o código-fonte completo dos programas desenvolvidos para a implementação digital da proposta.

## CAPÍTULO 4

### CONCLUSÃO GERAL

A transformada discreta de Fourier constitui uma importante ferramenta para filtragem de componentes harmônicas da rede elétrica e vem sendo utilizada para este fim. No entanto, um dos principais desafios para as pesquisas atuais tem sido a sincronização do sinal digitalizado com a entrada do sistema. Este trabalho procurou mostrar que a TDFR pode ser implementada fisicamente para obter um sinal de sincronismo com a rede elétrica, o qual ainda pode ser aproveitado para, em conjunto com o princípio da ortogonalidade, obter a amplitude da fundamental do sinal distorcido a ser filtrado.

Sendo assim, um sistema baseado no dsPIC30F3011 foi implementado para cumprir com este propósito, o qual pôde ser verificado observando-se os resultados experimentais coerentes com os das simulações, obtendo-se na saída um sinal com reduzida distorção harmônica, com amplitude, frequência e ângulo de fase da corrente fundamental da rede.

Por outro lado, como em qualquer sistema de controle, existe uma relação de compromisso entre rapidez de estabilização e precisão em regime. Para o sistema proposto, a eficiência dos algoritmos em obter um valor preciso da amplitude da fundamental na saída, bem como um sinal em fase com a entrada, custa aproximadamente 2 ciclos da fundamental para convergir. No entanto, esse intervalo transitório é sempre o mesmo para qualquer natureza de distorção harmônica.

Algumas limitações construtivas do próprio dispositivo impediram resultados mais abrangentes, como por exemplo a filtragem seletiva de componentes harmônicas. A comparação dos resultados obtidos com as simulações confirmou a eficiência da filtragem nas formas de onda apresentadas.

#### 4.1 PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES

Neste trabalho pôde-se constatar que:

- O princípio da ortogonalidade pode ser utilizado de forma recursiva para obter, a partir do sinal sincronizado da TDFR, a amplitude da fundamental

de um sinal distorcido;

- Devido à simplicidade de processamento da TDFR, é possível aplicá-la em processadores de pequeno porte, mostrando que, se implementada em dispositivos mais sofisticados, sua parcela de utilização da Unidade Lógica e Aritmética (ALU, na sigla em inglês) será pequena, aliviando a Unidade Central de Processamento (CPU, na sigla em inglês) para execução de outras tarefas;

## **4.2 TRABALHOS FUTUROS**

A complementação deste trabalho e sua extensão podem ser realizadas através da realização das seguintes investigações futuras:

- Implementação e montagem da etapa de potência do FAP;
- Desenvolvimento de um método de sincronismo para a TDFR quando utilizada para gerar componentes harmônicas diferentes da fundamental, ou seja, no caso de sua aplicação na filtragem seletiva de componentes harmônicas;
- Aplicação da proposta em sistemas trifásicos.

## Referências

- BEZERRA, H. B.; TOSTES, M. E. L.; ARAÚJO, A. C. S.; GARCEZ, J. N.; MESQUITA, J. E.; TUPIASSÚ, A. A. **Harmônicos Gerados por Consumidores em Baixa Tensão da Rede Metropolitana de Distribuição de Energia de Belém (PA)**. Rede CELPA, Universidade Federal do Pará, Belém/PA, 2001.
- BURDEN, Richard L.; FAIRES, Douglas J. **Análise Numérica**. 1ª ed., Cengage Learning Editores, 2003.
- FEUER, A.; GOODWIN, G. C. **Sampling in Digital Signal Processing and Control**. 7ª Ed.: Universidade de Michigan, 2007. 541p.
- FUNAKI, T.; MATSUURA, K.; TANAKA, S. Error Correction for Phase Detection by Recursive Algorithm Real Time DFT. In: ELECTRICAL ENGINEERING IN JAPAN. Vol. 141, nº 1, 2002. pp. 8-17.
- GOODWIN, G. C.; SIN, K. S. **Adaptive Filtering, Prediction and Control**. Prentice-Hall Information and System Sciences Series. Prentice-Hall, Inc., Englewood Clis, NJ, 1984.
- IEEE-1459. **Trial-use standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions**. The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE). 2000.
- KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions. In: IEEE TRANSACTION ON INDUSTRY APPLICATIONS. Vol. 33, nº 1, 1997. pp 58-63.
- KHAN, A. K. Monitoring Power for the Future. In: POWER ENGINEERING JOURNAL. Vol. 15, pp. 81-85, April 2001.
- KUMAR, I. P.; KOTHARI D. P. Recent Philosophies of Automatic Generation Control Strategies in Power Systems. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER SYSTEMS. Vol. 20, nº 1, 2005. pp. 345-357.

KUMAR, P. P.; PARIMELALAGAN, R.; RAMASWAMI, B.; Microprocessor-based DC Drive Control Scheme Using Predictive Synchronization. In: IEEE TRANS. IND. ELECTRON. Vol. 40, nº 4, 1993. pp 445-452.

KUNDUR, P. **Power System Stability and Control**. McGraw Hill, New York, USA, 2003 pp. 581-626.

LACERDA, F. D. C.; JOTA, P. R. S.; BEZERRA, E. K. B. R. Eficiência Energética e Qualidade de Energia (Lâmpadas Fluorescentes Compactas). **Educação & Tecnologia**, Belo Horizonte, vol. 8, nº 1, p. 46-51, jan-jun/2003.

MACÍAS, J. A. R.; EXPÓSITO, A. G. Efficient Moving-Window DFT Algorithms. In: IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS II: ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING, Vol. 45, nº 2, 1998. pp. 256-260.

MARAFÃO, F. P.; **Análise e Controle da Energia Elétrica Através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais**. 2004. 228p. Tese (Doutorado, Eng. Elétrica) – Departamento de Sistemas e Controle de Energia, FEEC, Universidade Estadual de Campinas, Campinas/SP, Brasil, 2004.

MARAFÃO, F.P.; MATTAVELLI, P.; BUSO, S.; DECKMANN, S. M. Repetitive-based Control for Selective Active Filters Using Discrete Cosine Transform. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP). 2003.

MASSOUD, A. M.; FINNEY, S. J.; CRUDEN, A. J.; WILLIAM, B. W. Three-Phase, Three-Wire, Five-Level Cascaded Shunt Active Filter for Power Conditioning, Using Two Different Space Vector Modulation Techniques. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY. Vol. 22, nº 4, 2007. pp. 2349-2361.

MCGRATH, B. P.; HOLMES D. G.; GALLOWAY, J. Power Converter Line Synchronization Using a Discrete Fourier Transform (DFT) Based on a Variable Sample Rate. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. Vol. 20, nº 4, 2005. pp. 877-844.

MICROCHIP. dsPIC30F3010/3011 Data Sheet (High Performance, 16-bit Digital Signal Controllers). 2007. 220p.

NAKANO, K.; OTA, Y.; UKAI, H.; NAKAMURA, K.; FUJITA, H. Frequency Detection Method Based on Recursive DFT Algorithm. In: POWER SYSTEMS COMPUTATION CONFERENCE (PSCC '02). Session 1, Paper 5, Sevilla, Espanha, 2002. pp. 1-7.

ONS (OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO). **Submódulo 2.2:** Padrão de Desempenho da Rede Básica. 2002. Disponível em: <http://www.ons.org.br>. 14p. <Acesso em 3 jan 2008>

OPPENHEIM, Alan V.; SCHAFER, Ronald W. **Discrete-Time Signal Processing**. 2ª Ed. Nova Jersey. Prentice Hall, 1999.

PÁDUA, Marcelo S.; DECKMANN, Sigmar M.; LOPES, Amauri; MOREIRA, Alexandre C.; MARAFÃO, Fernando P. Algoritmo Recursivo da TDF para a Identificação da Frequência e da Fase da Tensão da Rede. In: IEEE 7TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL APPLICATIONS (INDUSCON). Recife, Brasil, 2006.

PÁDUA, M. S. **Técnicas Digitais para Sincronização com a Rede Elétrica, com Aplicação em Geração Distribuída**. 2006. 146p. Dissertação (Mestrado, Eng. Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas/SP, 2006.

PARANHOS, I. A. **Sistema de Monitoramento Digital de Grandezas Elétricas**. 2007. 169p. Dissertação (Mestrado, Eng. Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre/RS, 2007.

POMÍLIO, J. A.; Normas Relativas a Fator de Potência e Distorção Harmônica. **O Setor Elétrico**. Atitude Editorial, Abril/2006, pp 18-23.

RIBEIRO, E. R. **Filtros Ativos Série para a Compensação de Harmônicas de Tensão**. 2003. 213p. Tese (Doutorado, Eng. Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis/SC, 2003.

SALIVAHANAN; VALLAVARAJ, A.; GNANAPRIYA, C. **Digital Signal Process**. Tata McGraw Hill, 2001. 808p.

SRIANTHUMRONG, S.; SANGWONGWANICH, S. An Active Power Filter With Harmonics Detection Method Based on Recursive DFT. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER (ICHQP). 1998. pp 127-132.

REDL, R.; TENTI, P.; VAN WYK, J. D. **Power Electronics Polluting Effects**, Spectrum, IEEE, May 1997.

VILLALVA, M.G.; de SIQUEIRA, T.G.; de OLIVEIRA, M.E.; RUPPERT, E. Selective harmonic and reactive current compensation with neural adaptive algorithm for four-wire shunt active power filter. In: SECOND INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS (PEMD), V. 1, 2004. pp 247-252.

WANG, L.; WU, W. Shunt Active Power Filter with Sample Time Staggered Space Vector Modulation Based Cascade Multilevel Converters. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE (IPEMC), V. 2, 2006. pp 1-5.

YANG, J. Z.; LIU, C. W. A Precise Calculation of Power System Frequency. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY. Vol. 16, 3<sup>a</sup> Ed., 2001. pp. 361-366.

## APÊNDICE I

### Diagrama de Simulação (Simulink® v. 6.0 [R14])

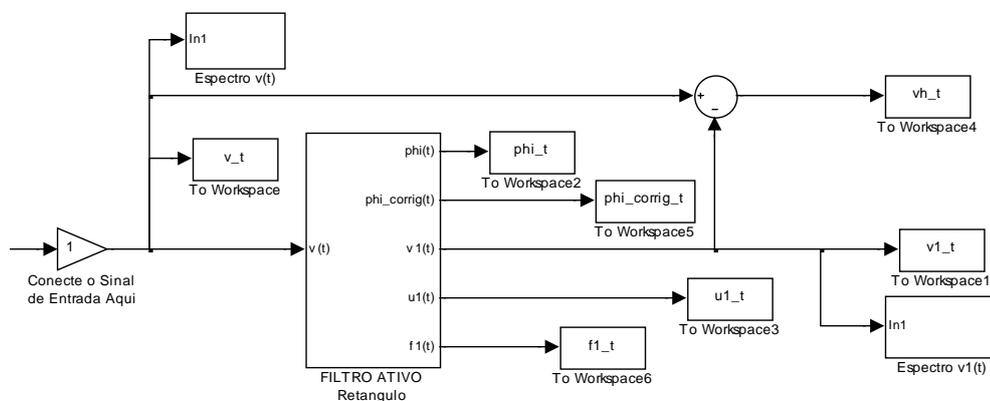


Figura I.1 – Diagrama geral para simulação.

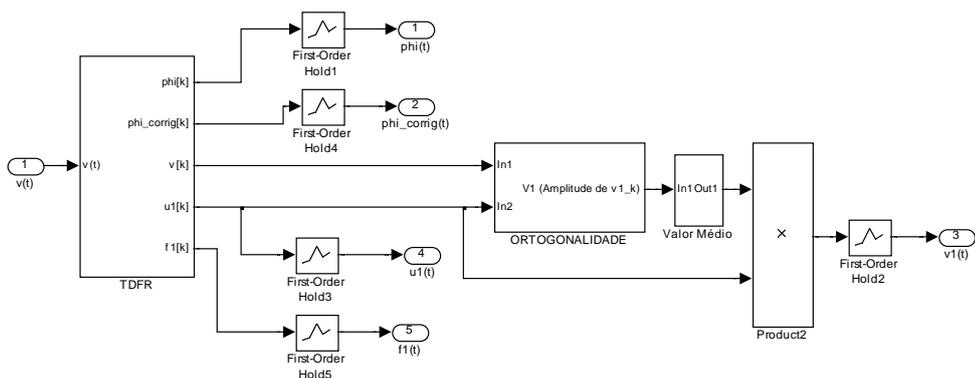


Figura I.2 – Detalhe do Filtro Ativo da Figura I.1.

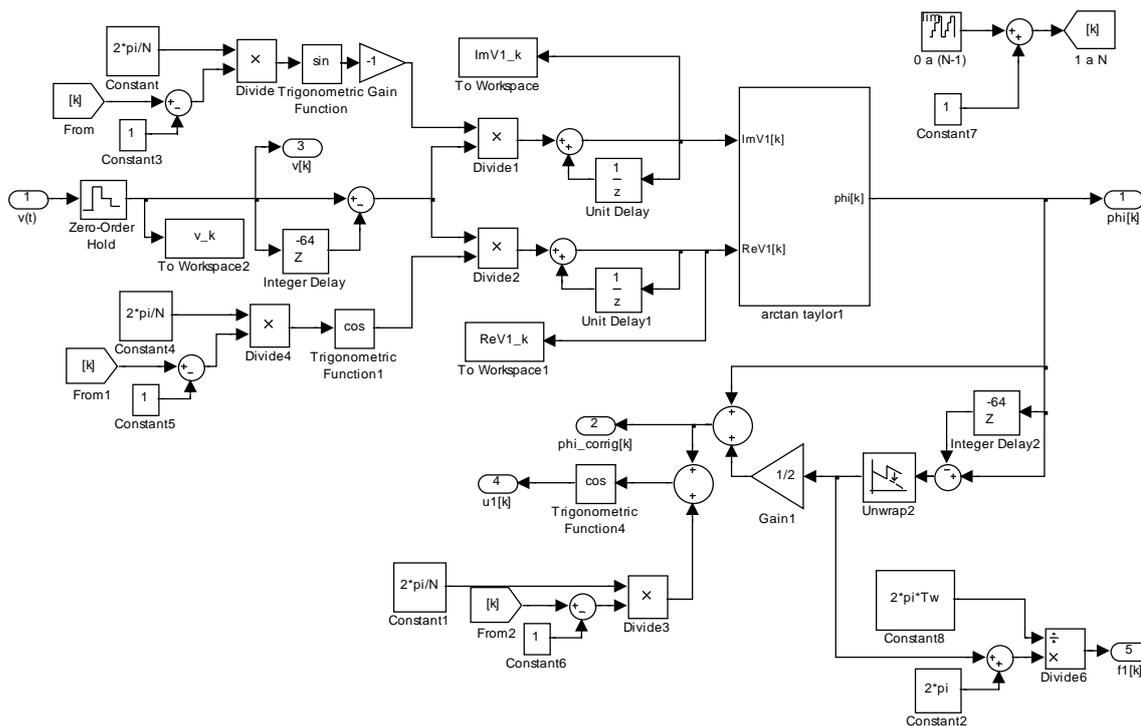


Figura I.3 – Detalhe do bloco “TDFR” da Figura I.2.

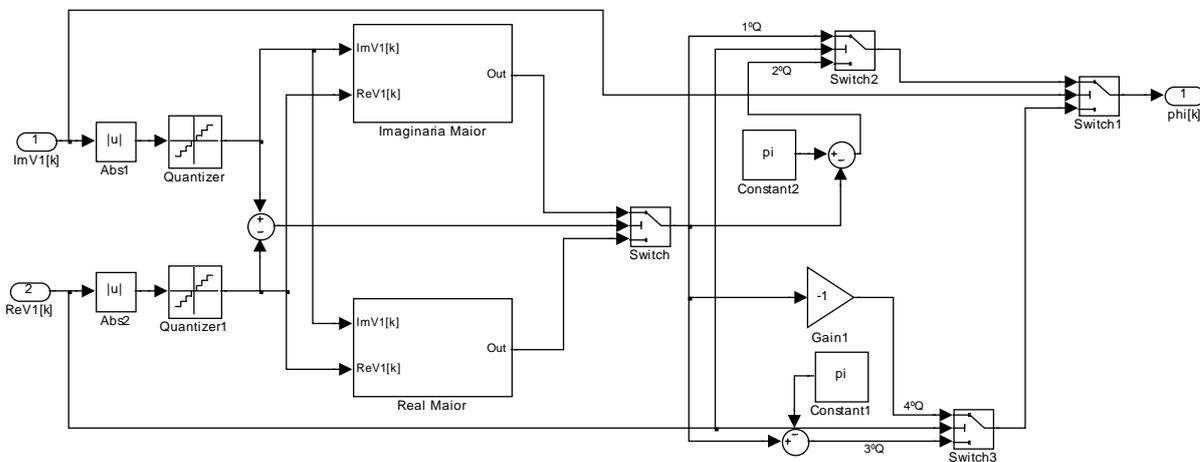


Figura I.4 – Detalhe do bloco “arctan taylor1” da Figura I.3.

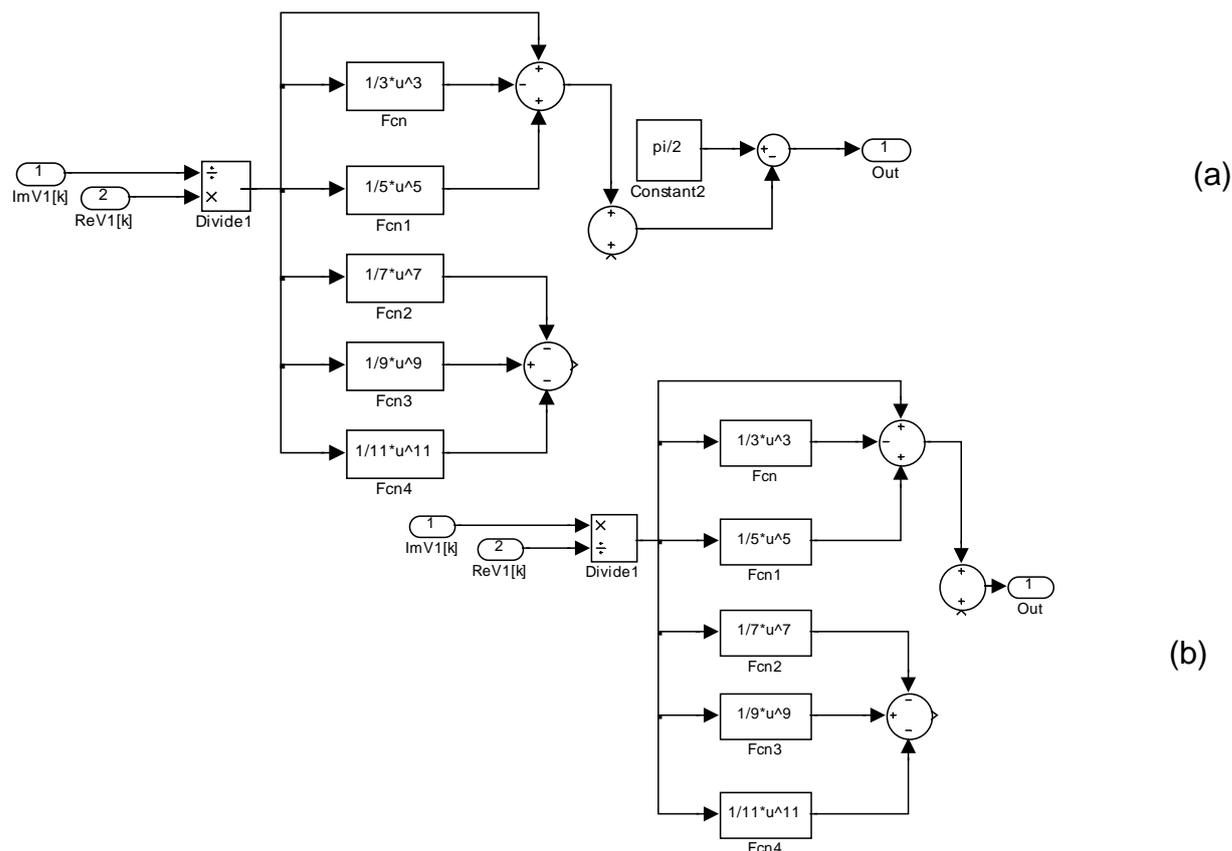


Figura I.5 – Detalhes de blocos da Figura I.4. a) “Imaginaria Maior”; b) “Real Maior”.

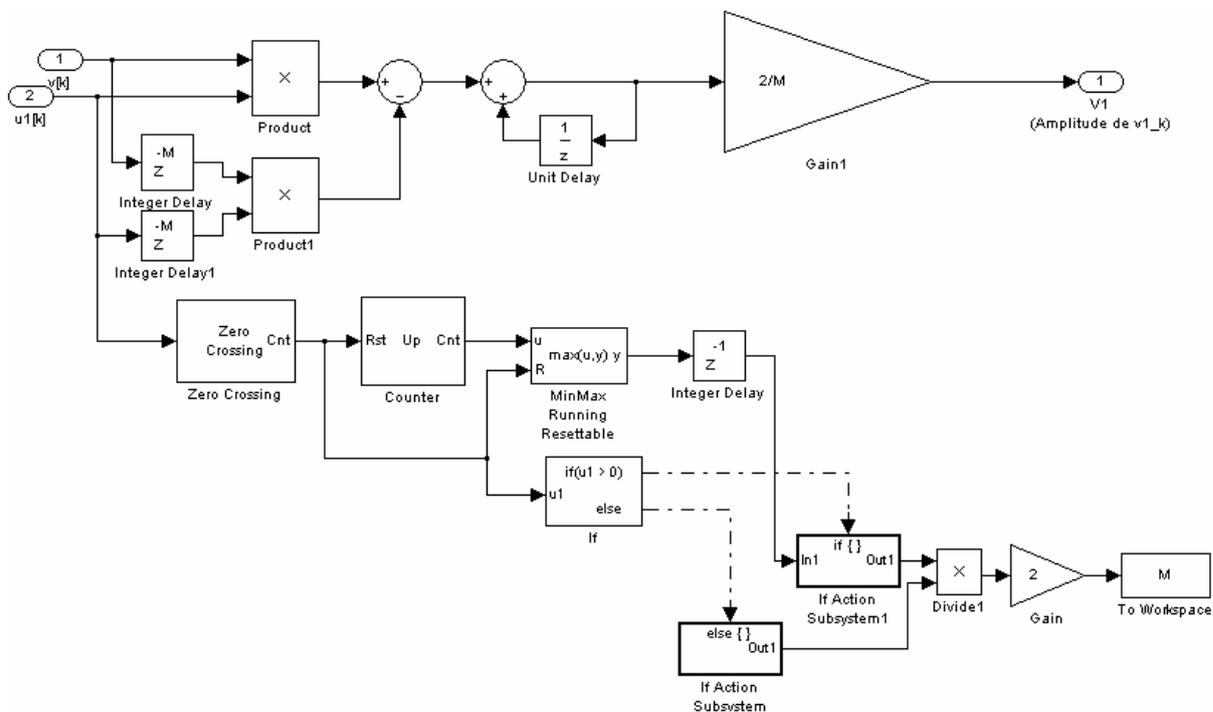


Figura I.6 – Detalhe do bloco “Ortogonalidade” da Figura I.1.

## APÊNDICE II

### Código-Fonte do Programa para Implementação

#### II.1 – Programa Principal

```

#include "p30f3011.h"
#include "PWM.h"
#include "UserParms_64pt.h"
#include "ADC.h"
#include "PortasIO.h"
#include "Timers.h"
#include "SPI_DA.h"

extern int mult_frac(int, int);
extern int mult2(int);
extern int div_frac(int, int);
extern int div2(int);

void isr_teste(void);

//***** PROGRAMA PRINCIPAL *****/
void main(void) {
    int i;

    _IF = 0;           // 0 -> Fractional Mode; 1 -> Integer Mode
    _SATA = 1;        // Enable Saturation A
    _SATB = 1;        // Enable Saturation B
    _ACCSAT = 1;     // 0 -> Acc = 1.31; 1 -> Acc = 9.31

    // arg = (int)0x7FFF / (float)32768; // Int p/ Float
    // k = arg * 32768; // Float p/ Int

    if (k <= arg)
        k = 0x7FFF;
    else
        k = 0xFFFF;

    PortasIO_Init();
    PWM_Init();
    Timers_Init();
    ADC_Init();
    SPI_Init();

    for (i=1; i<=N_TDFR; i++){
        v[i] = 0;
        phi_norm[i] = 0;
        ul[i] = 0;
    }

    k = 1;

    while(1);
}

```

#### II.2 – Biblioteca “PWM.h”

```

#include "P30F3011.h"
#include "UserParms_128pt.h"

// *****
// Protótipos
// *****

void PWM_Init(void);

// *****
// Implementação
// *****

void PWM_Init(void){

```

```
// ===== PWM =====

PDC1 = dLoopInTcy / 2;    // Em Free-running mode,
                        // dLoopInTcy corresponde a Duty Cycle = 50%
PDC2 = dLoopInTcy / 2;    // Em up/down mode
                        // , dLoopInTcy corresponde a Duty Cycle = 100%
PDC3 = dLoopInTcy / 2;

// Center aligned PWM.
// Note: The PWM period is set to dLoopInTcy/2 but since it counts up and
// and then down => the interrupt flag is set to 1 at zero => actual
// interrupt period is dLoopInTcy

PTPER = dLoopInTcy/2 - 1; // Setup PWM period to Loop Time defined in UserParams.h

PWMCON1 = 0x0077;        // Enable PWM 1,2,3 pairs for complementary mode
DTCON1 = dDeadTime;     // Dead time
FLTACON = 0;            // PWM fault pins not used
PTCON = 0x8003;         // Enable PWM for center aligned operation

// SEVTCMP: Special Event Compare Count Register
// Phase of ADC capture set relative to PWM cycle: 0 offset and counting up
SEVTCMP = 2;            // Cannot be 0 -> turns off trigger (Missing from doc)
SEVTCMPbits.SEVTDIR = 0;
}

```

### II.3 – Biblioteca “UserParams\_64pt.h”

```
#ifndef UserParams_H
#define UserParams_H

// This is a macro used to convert a floating point value to a
// fixed point fractional value.
#define Q15(X) \
    ((X < 0.0) ? (int)(32768*(X) - 0.5) : (int)(32767*(X) + 0.5)) ;

//***** Oscillator *****

#define dFoscExt      7151220    // External Crystal or Clock Frequency (Hz)
#define dPLL          16        // PLL ratio
#define dLoopTimeInSec 0.00005  // PWM Period - 50 uSec, 20Khz PWM
#define dDeadTimeSec  0.000002  // Deadtime in seconds
#define dDispLoopTime 0.100     // Display and button polling loop period in sec

// Derived
#define dFosc         (dFoscExt*dPLL) // Clock frequency (Hz)
#define dFcy          (dFosc/4)      // Instruction cycle frequency (Hz)
#define dTcy          (1.0/dFcy)     // Instruction cycle period (sec)
#define dDeadTime     (int)(dDeadTimeSec*dFcy) // Dead time in dTcys

#define dLoopInTcy   (int)(dLoopTimeInSec/dTcy) // Basic loop period in units of Tcy

// Number of control loops that must execute before the button and display
// routine is executed.
#define dDispLoopCnt (dDispLoopTime/dLoopTimeInSec)

//***** Measurement *****
#define diIrpPerCalc  40 // PWM loops per velocity calculation

//***** TDFR *****
#define N_TDFR 64
#define PIDiv2_norm 0x4000
#define PI_norm 0x7FFF
#define PI_ref 0x6487

int k = 1;
//int kMenos1 = 0;
int _NEAR v[N_TDFR];
int v_k;

int v_kMenosN = 0;
//int S1 = 0;
int v1_k = 0, ReV1_k = 0, ImV1_k = 0;

int arg;
```

```

int quadrante;
int _NEAR phi_norm[N_TDFR];
int phi_norm_k;
int phi_norm_kMenosN = 0;
int deltaphi = 0, phicorrig = 0;
int theta_k = 0;

int _NEAR ul[N_TDFR];
int ul_k = 0;
int ul_kMenos1 = 0;
int ul_kMenosN = 0;

int v_DA;
int v_PWM;
int El;
int AmplVl_kU = 0, AmplVl_kH = 0, AmplVl_kL = 0;

int vh_k = 0;

int contN = 0;
int contTotal = 0;
//int InvNLinha = 0;
int alfa = 0x7FFF;

//***** Tabelas *****
int TabSen[N_TDFR] __attribute__((section(".const"))) = {
0x0000,
0xF374,
0xE707,
0xDAD7,
0xCF04,
0xC3A9,
0xB8E3,
0xAECC,
0xA57D,
0x9D0D,
0x9592,
0x8F1D,
0x89BE,
0x8582,
0x8275,
0x809D,
0x8000,
0x809D,
0x8275,
0x8582,
0x89BE,
0x8F1D,
0x9592,
0x9D0D,
0xA57D,
0xAECC,
0xB8E3,
0xC3A9,
0xCF04,
0xDAD7,
0xE707,
0xF374,
0xFFFF,
0x0C8B,
0x18F8,
0x2528,
0x30FB,
0x3C56,
0x471C,
0x5133,
0x5A82,
0x62F2,
0x6A6D,
0x70E2,
0x7641,
0x7A7D,
0x7D8A,
0x7F62,
0x7FFF,
0x7F62,
0x7D8A,

```

```
0x7A7D,  
0x7641,  
0x70E2,  
0x6A6D,  
0x62F2,  
0x5A82,  
0x5133,  
0x471C,  
0x3C56,  
0x30FB,  
0x2528,  
0x18F8,  
0x0C8B,  
};
```

```
int TabCos[N_TDFR] __attribute__((section(".const"))) = {  
0x7FFF,  
0x7F62,  
0x7D8A,  
0x7A7D,  
0x7641,  
0x70E2,  
0x6A6D,  
0x62F2,  
0x5A82,  
0x5133,  
0x471C,  
0x3C56,  
0x30FB,  
0x2528,  
0x18F8,  
0x0C8B,  
0x0000,  
0xF374,  
0xE707,  
0xDAD7,  
0xCF04,  
0xC3A9,  
0xB8E3,  
0xAECC,  
0xA57D,  
0x9D0D,  
0x9592,  
0x8F1D,  
0x89BE,  
0x8582,  
0x8275,  
0x809D,  
0x8000,  
0x809D,  
0x8275,  
0x8582,  
0x89BE,  
0x8F1D,  
0x9592,  
0x9D0D,  
0xA57D,  
0xAECC,  
0xB8E3,  
0xC3A9,  
0xCF04,  
0xDAD7,  
0xE707,  
0xF374,  
0xFFFF,  
0x0C8B,  
0x18F8,  
0x2528,  
0x30FB,  
0x3C56,  
0x471C,  
0x5133,  
0x5A82,  
0x62F2,  
0x6A6D,  
0x70E2,  
0x7641,  
};
```

```
0x7A7D,  
0x7D8A,  
0x7F62,  
};
```

```
int Tabkunit[N_TDFR] __attribute__((section(".const"))) = {  
0x8800,  
0x8C00,  
0x9000,  
0x9400,  
0x9800,  
0x9C00,  
0xA000,  
0xA400,  
0xA800,  
0xAC00,  
0xB000,  
0xB400,  
0xB800,  
0xBC00,  
0xC000,  
0xC400,  
0xC800,  
0xCC00,  
0xD000,  
0xD400,  
0xD800,  
0xDC00,  
0xE000,  
0xE400,  
0xE800,  
0xEC00,  
0xF000,  
0xF400,  
0xF800,  
0xFC00,  
0x0000,  
0x0400,  
0x0800,  
0x0C00,  
0x1000,  
0x1400,  
0x1800,  
0x1C00,  
0x2000,  
0x2400,  
0x2800,  
0x2C00,  
0x3000,  
0x3400,  
0x3800,  
0x3C00,  
0x4000,  
0x4400,  
0x4800,  
0x4C00,  
0x5000,  
0x5400,  
0x5800,  
0x5C00,  
0x6000,  
0x6400,  
0x6800,  
0x6C00,  
0x7000,  
0x7400,  
0x7800,  
0x7C00,  
0x8000,  
0x8400,  
};  
  
#endif
```

## II.4 – Biblioteca “ADC.h”

```

/*****
* © 2005 Microchip Technology Inc.
*
* FileName:          ADC.c
* Processor:         dsPIC30Fxxxx
* Compiler:          MPLAB® C30 v1.32.00 or higher
*
* Mateus L. Peduzzi jan/2008  Adaptação
*
*****/

#include "p30f3011.h"

unsigned int ADResult1 = 0;
unsigned int ADResult2 = 0;

extern int CalcReVl_k(int Fator1, int Fator2);
extern int CalcImVl_k(int Fator1, int Fator2);
extern int atan_taylor(int argumento);
extern void CalcPhi_k(void);
extern int CalcAmpVl_k(void);

//Functions and Variables with Global Scope:
void ADC_Init(void);
void __attribute__((__interrupt__)) _ADCInterrupt(void);

//Functions:

//ADC_Init() is used to configure A/D to convert 16 samples of 1 input
//channel per interrupt. The A/D is set up for a sampling rate of 1MSPS
//Timer3 is used to provide sampling time delay.
//The input pin being acquired and converted is AN7.
void ADC_Init(void)
{
    // Pinos de Entradas Analógicas: no arquivo "IOPorts.h"
    // a função de porta digital dos pinos está desabilitada

    //ADCON1 Register
    //Use internal counter (SAMC) to provide sampling time
    //Set up Sequential sampling for multiple S/H amplifiers
    //All other bits to their default state
    ADCON1bits.FORM = 3; // 0/1 -> Inteiro us/ss; 2/3 -> Fracionário us/ss
    ADCON1bits.SSRC = 2; // 7-> Amostragem automática; 2-> Controlado pelo Timer3
    ADCON1bits.ASAM = 0; // Auto-Start sampling
    ADCON1bits.SIMSAM = 1;
        ADCON1bits.ADSIDL = 0; // Continua operando em idle mode

    //ADCON2 Register
    //Set up A/D for interrupting after 2 samples get filled in the buffer
    //All other bits to their default state
    ADCON2bits.SMPI = 1; // 0 -> Interrupção a cada amostra;
        // 1 -> Interrup a cada 2 amostras
    ADCON2bits.CHPS = 1; // 0 -> Somente CH0; 1 -> CH0 e CH1
    ADCON2bits.VCFG = 3; //Ideally use external references (Vref+ and Vref-)

    //ADCON3 Register
    //We would like to set up a sampling rate of 1 MSPS
    //Total Conversion Time= 1/Sampling Rate = 125 microseconds
    //At 29.4 MIPS, Tcy = 33.9 ns = Instruction Cycle Time
    //The A/D converter will take 12*Tad periods to convert each sample
    //So for ~1 MSPS we need to have Tad close to 83.3ns
    //Using equaion in the Family Reference Manual we have
    //ADCS = 2*Tad/Tcy - 1
    ADCON3bits.SAMC = 0;
    ADCON3bits.ADCS = 4;
        ADCON3bits.ADRC = 0;

    //ADCHS Register
    //Set up A/D Channel Select Register to convert AN3 on Mux A input
    //of CH0 and CH1 S/H amplifiers
    ADCHS = 0x0023;

    //ADCSSL Register
    //Channel Scanning is disabled. All bits left to their default state
    ADCSSL = 0x0000;

```

```

//ADPCFG Register
//Set up channels AN7 as analog input and configure rest as digital
//Recall that we configured all A/D pins as digital when code execution
//entered main() out of reset
ADPCFG = 0xFFFF;
ADPCFGbits.PCFG3 = 0;

//Clear the A/D interrupt flag bit
IFS0bits.ADIF = 0;

//Set the A/D interrupt enable bit
IEC0bits.ADIE = 1;

//Turn on the A/D converter
//This is typically done after configuring other registers
ADCON1bits.ADON = 1;

        ADCON1bits.ASAM = 1;
}

//_ADCInterrupt() is the A/D interrupt service routine (ISR).
//The routine must have global scope in order to be an ISR.
//The ISR name is chosen from the device linker script.
void __attribute__((__interrupt__)) _ADCInterrupt(void)
{
    int i;

    ADResult1 = ADCBUF0;          // ADResult1 (Q15, somente 10 MSB bits válidos)
    //ADResult2 = ADCBUF1;
    //ADResult1 = TabTri[k];

    _RD1 = 1;          // Marcando ponto de início
    //***** TDFR *****

    v_kMenosN = v[k];

    v[k] = v_k = ADResult1;

    // S1 = v_k - v_kMenosN;

    ReV1_k = CalcReV1_k(v_k - v_kMenosN, TabCos[k]);
    ImV1_k = CalcImV1_k(v_k - v_kMenosN, TabSen[k]);

    //***** Cálculo de phi[k] *****
    // Localizando o quadrante
    if (ImV1_k >= 0)
        if (ReV1_k >= 0)
            quadrante = 1;
        else
            quadrante = 2;
    else
        if (ReV1_k <= 0)
            quadrante = 3;
        else
            quadrante = 4;

    // Trabalhando sempre no primeiro quadrante (menor determinação)
    ReV1_k = abs(ReV1_k);
    ImV1_k = abs(ImV1_k);

    phi_norm_kMenosN = phi_norm[k];
    //phi_norm_kMenosN = phi_norm_kMenosN << 8;

    // Divisões Fracionárias exigem sempre Num < Den
    // Para isso, usar-se-á as funções complementares Arco-tan e Arco-cot:
    if (ImV1_k <= ReV1_k) {
        arg = div_frac(ImV1_k, ReV1_k);
        phi_norm_k = atan_taylor(arg);          // phi = ATAN(Im/Re)
        phi_norm_k = div_frac(phi_norm_k, PI_ref);
    } else {
        arg = div_frac(ReV1_k, ImV1_k);
        phi_norm_k = atan_taylor(arg);
        phi_norm_k = div_frac(phi_norm_k, PI_ref);
        phi_norm_k = PIDiv2_norm - phi_norm_k; //phi=ACOT(Re/Im)=pi/2-ATAN(Re/Im)
    }
}

```

```

// Ajustando o quadrante
switch (quadrante) {
    case 1:
        // phi_norm[k] = O próprio
        break;
    case 2:
        phi_norm_k = PI_norm - phi_norm_k;
        break;
    case 3:
        phi_norm_k = phi_norm_k - PI_norm;
        break;
    case 4:
        phi_norm_k = -phi_norm_k;
        break;
}

//phi_norm[k] = phi_norm_k >> 8;
phi_norm[k] = phi_norm_k;

//***** Correção da Fase *****
deltaphi = phi_norm_k - phi_norm_kMenosN;
phicorrig = div2(deltaphi);
phicorrig = phi_norm_k + phicorrig;
theta_k = phicorrig + Tabkunit[k];

// Cálculo de cos(theta[k])
theta_k = mult_frac(theta_k, N_TDFR/2) + N_TDFR/2;

//***** Síntese da Fundamental Unitária *****

ul_kMenosN = ul[k];
ul[k] = ul_k = TabCos[theta_k];
if ( abs(abs(ul[k])-abs(ul_kMenos1)) > 0x7FFF )
    ul[k] = ul_k = ul_kMenos1;

//***** Ortogonalidade *****

E1 = CalcAmplV1_k();

// Adaptação de N ao período T1
if (mult_frac(div2(ul_k), div2(ul_kMenos1)) >= 0)
    contN = contN + 1;
else {
    contTotal = div2(contTotal + contN);
    contN = 0;
}

if (contTotal < 31) {
    alfa = div_frac(contTotal, 31);
    E1 = mult_frac(E1, alfa);
} else {
    alfa = div_frac(contTotal - 31, 31);
    E1 = mult_frac(E1, alfa) + E1;
}

// Sinal Fundamental e Conteúdo Harmônico
v1_k = mult_frac(E1, ul_k); // Pegando todos os pontos de AmplV1_k
vh_k = v_k - v1_k;

//***** Saída p/ Conversor D/A e PWM *****
v_DA = E1;
v_DA = mult_frac(v_DA, 0x4000) + 0x4000; // Ajuste v_DA

v_PWM = ul_k;
v_PWM = mult_frac(v_PWM, 0x4000) + 0x4000; // Ajuste v_PWM (ul_k, AmplV1_k)

PDC1 = mult_frac(dLoopInTcy, v_PWM); // Modulada (PWM)

v_DA = v_DA >> 3; // Considerando somente 12 bits
// e excluindo bit de sinal
v_DA = v_DA | 0xD000; // Programação D/A

_RD3 = 0; //
SPI1BUF = v_DA; // Transmite via SPI
for (i=1; i<=200; i++); //

```

```

_RD3 = 1; // Disponibiliza valor no D/A

//*****
_RD1 = 0; // Marcando ponto de fim

ul_kMenos1 = ul_k;

k = k + 1;
if (k == N_TDFR)
    k = 1;

//Clear the A/D Interrupt flag bit or else the CPU will
//keep vectoring back to the ISR
IFS0bits.ADIF = 0;
}

```

## II.5 – Biblioteca “PortasIO.h”

```

#include "p30f3011.h"

void PortasIO_Init(void){
    //===== PORTB =====
    //(Definindo RB3 como entrada

    TRISB = 0xFFFF; // Preparando para entradas analógicas

    //===== PORTD =====
    _TRISD1 = 0; // Pino para testes (saída)
    _TRISD2 = 1; // Pino para testes (entrada)
    _TRISD3 = 0; // Conectado ao (CS) do Conv. DA
}

```

## II.6 – Biblioteca “Timers.h”

```

#include "P30F3011.h"

// *****
// Protótipos
// *****

void Timers_Init(void);
void __attribute__((__interrupt__)) _T2Interrupt(void);

// *****
// Implementação
// *****

void Timers_Init(void){

    T2CONbits.T32 = 0; // 32-bit timer mode (T2.T3)
    T3CONbits.TSIDL = 0; // Continua operando em idle mode
    T3CONbits.TCS = 0; // 0 -> Interno; 1 -> Externo
    T3CONbits.TGATE = 0;
    T3CONbits.TCKPS = 00; // Prescale

    // 11 1:256
    // 10 1:64
    // 01 1:8
    // 00 1:1

    //Clear the Timer3 interrupt flag bit
    IFS0bits.T3IF = 0;

    //Set the Timer3 interrupt enable bit
    IEC0bits.T3IE = 0;

    switch (N_TDFR) {
        case 50: PR3 = 0x129E; break;
        case 64: PR3 = 0x0E8B; break;
        case 100: PR3 = 0x094F; break;
        case 128: PR3 = 0x0745; break;
    }
    PR2 = 0x0000;
}

```

```

        T3CONbits.TON = 1;           // Liga Timer
    }

void __attribute__((__interrupt__)) _T3Interrupt(void)
{
    _RD1 = ~_RD1;

    IFS0bits.T3IF = 0;
}

```

## II.7 – Biblioteca “SPI\_DA.h”

```

#include "P30F3011.h"

// *****
// Protótipos
// *****

void SPI_Init(void);
void __attribute__((__interrupt__)) _SPI1Interrupt(void);

// *****
// Implementação
// *****

void SPI_Init(void){

    SPI1STATbits.SPIEN = 0;           // Desativa módulo p/ configuração
    SPI1CONbits.MODE16 = 1;          // Comunicação com 16 bits
                                       // Aqui o módulo é reiniciado
    // Configuração do registrador SPI1STAT
    SPI1STATbits.SPISIDL = 0;        // Continua operando em idle mode

    // Configuração do registrador SPI1CON
    SPI1CONbits.FRME = 0;            // No frames
    SPI1CONbits.DISSDO = 0;          // Não desabilita pino SDO

    SPI1CONbits.CKE = 0;
    SPI1CONbits.CKP = 1;             // Transição de descida

    SPI1CONbits.SMP = 0;
    SPI1CONbits.SSEN = 1;           // Pino SS
    SPI1CONbits.MSTEN = 1;          // Master mode

    SPI1CONbits.PPRE = 0;           // Primary prescale
                                       // 0 -> 64:1
                                       // 1 -> 16:1
                                       // 2 -> 4:1
                                       // 3 -> 1:1
    SPI1CONbits.SPRE = 7;           // Primary prescale
                                       // 0 -> 8:1
                                       // 1 -> 7:1
                                       // ...
                                       // 7 -> 1:1

    SPI1STATbits.SPIROV = 0;
    SPI1STATbits.SPIEN = 1;         // Habilitação do módulo SPI

    IFS0bits.SPI1IF = 0;
    IEC0bits.SPI1IE = 0;
}

void __attribute__((__interrupt__)) _SPI1Interrupt(void)
{
    _RD3 = 1;

    IFS0bits.SPI1IF = 0;
}

```

## II.8 – Biblioteca de funções implementadas em *Assembly*

```
.global _mult_frac
```

```

_mult_frac:
    mul.ss w0,w1,w0
    rlnc w1,w0
    return

.global _div2
_div2:
    asr w0,w0
    return

.global _mult2
_mult2:
    mul.su w0,#0x02,w0
    rlnc w1,w0
    return

.global _div_frac
_div_frac:
    mov W0,W2
    mov W1,W3
    repeat #17
    divf W2,W3
    return

.global _CalcReV1_k
_CalcReV1_k:

    mov W0,W5
    mov W1,W6
    mac W5*W6, A

    push _ACCAU
    push _ACCAH
    push _ACCAL
    sftac A, #7
    mov _ACCAH, W0
    pop _ACCAL
    pop _ACCAH
    pop _ACCAU

    return

.global _CalcImV1_k
_CalcImV1_k:

    mov W0,W5
    mov W1,W6
    mac W5*W6, B

    push _ACCBU
    push _ACCBH
    push _ACCBL
    sftac B, #7
    mov _ACCBH, W0
    pop _ACCBL
    pop _ACCBH
    pop _ACCBU

    return

.global _atan_taylor
_atan_taylor:

    ; Calcular ATAN(x) = x - 1/3*x^3 + 1/5*x^5

    push _ACCAU
    push _ACCAH
    push _ACCAL
    push _ACCBU
    push _ACCBH
    push _ACCBL

    clr A

    mov #0xD555, W5          ; W5 = -1/3
    mov W0, W6              ; W6 = x
    mpy W5*W6, A           ; A = -1/3*x

```

```

mpy W6*W6, B          ; B = x^2
mov  _ACCAH, W5       ; W5 ~= -1/3*x
mov  _ACCBH, W6       ; W6 ~= x^2
mpy  W5*W6, A         ; A ~= -1/3*x^3

clr  B
lac  W0, B             ; B = x

add  A                 ; A = A+B = x - 1/3*x^3

push _ACCAU
push _ACCAH
push _ACCAL

mov  #0x1999, W5      ; W5 = 1/5
mov  W0, W6           ; W6 = x
mpy  W5*W6, A         ; A = 1/5*x
mpy  W6*W6, B         ; B = x^2
mov  _ACCAH, W5       ; W5 ~= 1/5*x
mov  _ACCBH, W6       ; W6 ~= x^2
mpy  W5*W6, A         ; A ~= 1/5*x^3
mov  _ACCAH, W5       ; W5 ~= 1/5*x^3
mpy  W5*W6, B         ; B ~= 1/5*x^5

pop  _ACCAL
pop  _ACCAH
pop  _ACCAU           ; A = x - 1/3*x^3

add  A                 ; A = A+B = x - 1/3*x^3 + 1/5*x^5

; Normalizando phi, deslocando 2 bits à direita
sac  A, #2, W0        ; W0 ~= x - 1/3*x^3 = phi_norm

pop  _ACCBH

return

.global _CalcAmplV1_k
_CalcAmplV1_k:

push _ACCAU
push _ACCAH
push _ACCAL
push _ACCBH
push _ACCBH
push _ACCBH

mov  _v_k, W5
mov  _u1_k, W6
mpy  W5*W6, A

mov  _v_kMenosN, W5
mov  _u1_kMenosN, W6
mpy  W5*W6, B

neg  B
add  B
; sftac B, #5          ; B = B * 2/N (N=64)

mov  _AmplV1_kU, W5
mov  W5, _ACCAU
mov  _AmplV1_kH, W5
mov  W5, _ACCAH
mov  _AmplV1_kL, W5
mov  W5, _ACCAL
add  A

; Estabilização de E1
;mov _AmplV1_kH, W5
;mov _ACCAH, W6
;sub W6,W5,W5

```

```
    ;mov #0x2000, W6
    ;cpsgt W5, W6
    ;goto MantemElAnt

    mov _ACCAU, W5
    mov W5, _AmplV1_kU
    mov _ACCAH, W5
    mov W5, _AmplV1_kH
    mov _ACCAL, W5
    mov W5, _AmplV1_kL

MantemElAnt:
    sftac A, #5                ; B = B * 2/N (N=64)
    mov _ACCAH, W0            ; Valor Retornado

    pop _ACCBL
    pop _ACCBH
    pop _ACCBU
    pop _ACCAL
    pop _ACCAH
    pop _ACCAU

    return
```

# Livros Grátis

( <http://www.livrosgratis.com.br> )

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)  
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)  
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)  
[Baixar livros de Matemática](#)  
[Baixar livros de Medicina](#)  
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)  
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)  
[Baixar livros de Meteorologia](#)  
[Baixar Monografias e TCC](#)  
[Baixar livros Multidisciplinar](#)  
[Baixar livros de Música](#)  
[Baixar livros de Psicologia](#)  
[Baixar livros de Química](#)  
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)  
[Baixar livros de Serviço Social](#)  
[Baixar livros de Sociologia](#)  
[Baixar livros de Teologia](#)  
[Baixar livros de Trabalho](#)  
[Baixar livros de Turismo](#)