



# TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO DE SINAIS PARA A ESTIMAÇÃO DA FREQUÊNCIA E HARMÔNICOS DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

Cristiano Augusto Gomes Marques

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Eduardo Antônio Barros da Silva,  
Moisés Vidal Ribeiro

Rio de Janeiro

Março de 2011

TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO DE SINAIS PARA A ESTIMAÇÃO DA  
FREQUÊNCIA E HARMÔNICOS DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

Cristiano Augusto Gomes Marques

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ  
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE)  
DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS  
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR  
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

---

Prof. Eduardo Antônio Barros da Silva, Ph.D.

---

Prof. Moisés Vidal Ribeiro, D.Sc.

---

Prof. Sérgio Lima Netto, Ph.D.

---

Prof. Rui Seara, Dr.

---

Prof. Denis Vinicius Coury, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MARÇO DE 2011

Marques, Cristiano Augusto Gomes

Técnicas de Processamento de Sinais para a Estimação da Frequência e Harmônicos de Sistemas Elétricos de Potência/Cristiano Augusto Gomes Marques. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2011.

XX, 125 p.: il.; 29,7cm.

Orientadores: Eduardo Antônio Barros da Silva

Moisés Vidal Ribeiro

Tese (doutorado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2011.

Referências Bibliográficas: p. 117 – 123.

1. Estimação de Fasor.
2. Estimação de Harmônicos.
3. Estimação de Frequência. I. Silva, Eduardo Antônio Barros da *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*A Minha mãe Tereza, à minha  
esposa Rosane e aos meus filhos  
Rafael e Manuela.*

*“Seja você quem for, seja qual  
for a posição social que você  
tenha na vida, a mais alta ou a  
mais baixa, tenha sempre em  
meta muita força, muita  
determinação e sempre faça tudo  
com muito amor e com muita fé  
em Deus, que um dia você chega  
lá. De alguma maneira você  
chega lá.”*

***Ayrton Senna***

# Agradecimentos

A Deus, por ter me proporcionado satisfação, disponibilidade e vontade para a realização desse trabalho.

À minha mãe Tereza, pelos ensinamentos necessários de vida e pelo apoio incondicional em toda minha educação.

À minha esposa Rosane, pelo companheirismo e atenção do dia a dia, além do apoio em minha vida profissional.

Aos meus sogros, Sinéia e Vanderlei, apenas pelo simples fato de serem pessoas simples e fascinantes, os quais considero como meus segundos pais.

Ao Prof. Eduardo, por toda a orientação acadêmica e de vida dada, pelas incontáveis revisões de artigos. Pelo qual também aprendi que nada deve ficar para depois.

Ao Prof. Moisés, pela ajuda e disponibilidade incondicional, pela motivação ímpar que transmite. Pelo qual aprendi que não devemos olhar apenas para as dificuldades.

Aos Profs. Sérgio, Rui e Denis pela disponibilidade cedida, pelo tempo dedicado, pelas longas discursões e sugestões para a melhoria e enriquecimento deste trabalho.

Aos Profs. Duque e Paulo Ribeiro, por forneceram conhecimentos e sugestões para o desenvolvimento de parte desta tese.

A todos meus colegas do LAPTEL-UFJF e ao grupo PSCOPE, pelas longas discursões e compartilhamento de idéias. Principalmente, aos meus amigos Danton e Fabrício.

Aos meus colegas do LPS-COPPE/UFRJ, pelo compartilhamento de idéias e

informações nas disciplinas assistidas. Principalmente ao meu colega João Terêncio.

A todos os funcionários das universidades UFRJ e UFJF, por proporcionarem todos os requisitos administrativos e físicos para a realização desse trabalho.

Ao povo brasileiro, que diretamente ou indiretamente financiou esse trabalho através do CNPq, FAPEMIG, FINEP e CAPES.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

## TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO DE SINAIS PARA A ESTIMAÇÃO DA FREQUÊNCIA E HARMÔNICOS DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

Cristiano Augusto Gomes Marques

Março/2011

Orientadores: Eduardo Antônio Barros da Silva  
Moisés Vidal Ribeiro

Programa: Engenharia Elétrica

Esta tese utiliza o conceito de demodulação de sinais, amplamente utilizado no campo de telecomunicações, em aplicações de sistemas elétricos de potência. Basicamente, é abordado novas técnicas baseadas em processamento de sinais para a estimação da frequência e harmônicos de sistemas elétricos de potência utilizando o conceito de demodulação. Para tanto, é desenvolvido um algoritmo para a estimação da amplitude, fase e frequência do componente fundamental, três algoritmos para a estimação das amplitudes e fases de harmônicos. Uma outra contribuição é um algoritmo para a correção da estimação da frequência de uma técnica apresentada na literatura. A principal contribuição no desenvolvimento dos algoritmos para a estimação do componente fundamental e harmônicos está na capacidade deles fornecerem precisa estimação mesmo quando a frequência fundamental do sinal sofre desvios em relação ao seu valor nominal. Com respeito à técnica para a correção da estimativa da frequência fundamental, um algoritmo de custo computacional reduzido é desenvolvido, em que o transitório da estimativa da frequência é eliminado quando ocorre uma variação abrupta na amplitude do sinal de tensão da rede elétrica. Pelos resultados obtidos, e pela flexibilidade de projeto, sugere-se que as técnicas propostas possam ser utilizadas em diversas aplicações de sistemas elétricos de potência e *smart grids*, tais como medição, proteção, controle e monitoração da qualidade da energia elétrica.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

SIGNAL PROCESSING TECHNIQUES FOR POWER SYSTEM FREQUENCY  
AND HARMONICS ESTIMATE

Cristiano Augusto Gomes Marques

March/2011

Advisors: Eduardo Antônio Barros da Silva  
Moisés Vidal Ribeiro

Department: Electrical Engineering

This work revisits the in phase and quadrature demodulation scheme to devise parameters estimation techniques for the analysis of electric signals in power systems. The rationality for the depth research of this scheme relies on its simplicity and successful use in the telecommunication field during the past seven decades. Based upon the demodulation scheme, new techniques for estimating the parameters of fundamental and harmonic components are presented. These techniques are designed by taking into account different constraints, such as computational complexity, estimation delay, estimation accuracy, and power frequency time dependence. The numerical results attained with synthetic and measurement data in conjunction with the evaluation of computational complexities reveal that the use of the demodulation scheme can be a very simple, flexible, and powerful approach to design estimation techniques for the analysis of electric signals. Because of that, it is verified that these new techniques can be interesting for smart grid applications, such as smart protection, monitoring, and metering. Finally, this work discusses an initial investigation about the lack of robustness of frequency estimation techniques when sudden amplitude variations of electric signals occur. Due to the fact that it is a challenging issue in power systems, an strategy to deal with transients yielded by such variations is introduced. Simulation results indicate that this strategy, although being a very simple one, can introduce a certain kind of intelligence in the estimation technique so that it can have a trustworthy behavior under sudden amplitude variations.

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>xiii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xx</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivo da Tese . . . . .	4
1.2 Organização da Tese . . . . .	5
<b>2 Descrição e Formulação dos Problemas</b>	<b>7</b>
<b>3 Uma Técnica Simples para a Estimação de Harmônicos usando o Conceito de Demodulação</b>	<b>11</b>
3.1 Formulação da Técnica . . . . .	11
3.2 Implementação Digital da Técnica . . . . .	14
3.3 Custo Computacional . . . . .	20
3.4 Análise de Desempenho . . . . .	21
3.4.1 Desempenho no Tempo . . . . .	21
3.4.2 Desempenho em Relação ao Erro . . . . .	26
3.4.3 Comparação de Desempenho . . . . .	28
3.5 Conclusões . . . . .	36
<b>4 Uma Técnica de Estimação de Harmônicos com Frequência Fundamental Variante</b>	<b>38</b>
4.1 Formulação da Técnica . . . . .	38
4.2 Implementação Digital da Técnica . . . . .	43
4.3 Custo Computacional . . . . .	47
4.4 Análise de Desempenho . . . . .	47
4.4.1 Desempenho no Tempo . . . . .	47
4.4.2 Desempenho em Relação ao Erro . . . . .	51
4.4.3 Comparação de Desempenho . . . . .	51
4.5 Conclusões . . . . .	57

<b>5</b>	<b>Uma Técnica de Estimação de Harmônicos com Frequência Fundamental Variante com Atraso de Estimação Reduzido</b>	<b>58</b>
5.1	Implementação Digital da Técnica . . . . .	60
5.1.1	Projeto de Filtros para o Conjunto de Treinamento . . . . .	62
5.1.2	Obtenção dos Coeficientes do Filtro FIR Controlável . . . . .	63
5.2	Custo Computacional . . . . .	69
5.3	Análise de Desempenho . . . . .	69
5.3.1	Desempenho no Tempo . . . . .	70
5.3.2	Desempenho em Relação ao Erro . . . . .	70
5.3.3	Comparação de Desempenho . . . . .	70
5.4	Conclusões . . . . .	81
<b>6</b>	<b>Uma Técnica para a Estimação do Componente Fundamental</b>	<b>82</b>
6.1	Introdução . . . . .	82
6.2	Formulação da Técnica . . . . .	82
6.3	Implementação Digital da Técnica Proposta . . . . .	86
6.4	Custo Computacional . . . . .	89
6.5	Análise de Desempenho . . . . .	89
6.5.1	Desempenho no Tempo . . . . .	90
6.5.2	Desempenho em Relação ao Erro . . . . .	90
6.5.3	Comparação de desempenho . . . . .	90
6.6	Conclusões . . . . .	98
<b>7</b>	<b>Uma Técnica para a Correção de Estimação da Frequência</b>	<b>100</b>
7.1	Descrição do Problema . . . . .	100
7.2	Descrição da Técnica . . . . .	101
7.2.1	Bloco DIFERENÇA . . . . .	103
7.2.2	Bloco DETECTA INICIO . . . . .	103
7.2.3	Bloco ERRO . . . . .	103
7.2.4	Bloco DETECTA FIM . . . . .	103
7.2.5	Bloco SUBSTITUI AMOSTRAS . . . . .	104
7.2.6	Bloco FILTRO MM . . . . .	105
7.3	Projeto do Sistema . . . . .	105
7.4	Custo Computacional . . . . .	107
7.5	Análise de Desempenho . . . . .	107
7.6	Conclusões . . . . .	113
<b>8</b>	<b>Conclusões Finais</b>	<b>114</b>
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>117</b>



# Lista de Figuras

2.1	Fluxograma para a estimação da frequência e harmônicos. . . . .	10
3.1	Diagrama de blocos da técnica proposta para a estimação de harmônicos que não apresentem desvios de frequência. . . . .	14
3.2	Coefficientes do filtro média-móvel de comprimento correspondente a 1/2 ciclo do componente fundamental considerando $f_s = 16 \times 60$ Hz e $f_0 = 60$ Hz. . . . .	16
3.3	Magnitude da resposta em frequência do filtro média-móvel de comprimento correspondente a 1/2 ciclo do componente fundamental considerando $f_s = 16 \times 60$ Hz e $f_0 = 60$ Hz. . . . .	17
3.4	Magnitude da resposta em frequência do filtro média-móvel de comprimento correspondente a 1 ciclo do componente fundamental considerando $f_s = 16 \times 60$ Hz e $f_0 = 60$ Hz. . . . .	17
3.5	Coefficientes do filtro equivalente ao cascadeamento de dois filtros média-móvel de comprimento correspondente a 1 ciclo do componente fundamental considerando $f_s = 16 \times 60$ Hz e $f_0 = 60$ Hz. . . . .	18
3.6	Magnitude da resposta em frequência do filtro equivalente ao cascadeamento de dois filtros média-móvel de comprimento correspondente a 1 ciclo do componente fundamental considerando $f_s = 16 \times 60$ Hz e $f_0 = 60$ Hz. . . . .	19
3.7	Estrutura de filtragem utilizando duas estruturas recursivas em cascata, as quais são expressas pela equação (3.19). . . . .	19
3.8	Magnitude da resposta em frequência do filtro média-móvel de comprimento correspondente a 2 ciclo do componente fundamental considerando $f_s = 16 \times 60$ Hz e $f_0 = 60$ Hz. . . . .	20
3.9	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1A é utilizada. . . . .	22
3.10	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1B é utilizada. . . . .	23
3.11	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1C é utilizada. . . . .	23

3.12	Estimativas temporais das fases dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1A é utilizada. . . . .	24
3.13	Estimativas temporais das fases dos harmônicos do sinal (3.22) utilizando a versão DEMOD 1B da técnica proposta. . . . .	24
3.14	Estimativas temporais das fases dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1C é utilizada. . . . .	25
3.15	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos ímpares do sinal (3.23) quando a versão DEMOD 1C é utilizada. . . . .	25
3.16	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos pares do sinal (3.23) quando a versão DEMOD 1C é utilizada. . . . .	26
3.17	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) utilizando a versão DEMOD 1A quando ocorre uma queda de 50% na amplitude do sinal. . . . .	27
3.18	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) utilizando a versão DEMOD 1B da técnica proposta quando ocorre uma queda de 50% na amplitude do sinal. . . . .	27
3.19	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) utilizando a versão DEMOD 1C quando ocorre uma queda de 50% na amplitude do sinal. . . . .	28
3.20	valores do MAEIR das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1A é utilizada. . . . .	29
3.21	valores do MAEIR das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) utilizando a versão DEMOD 1B da técnica proposta. . . . .	29
3.22	valores do MAEIR das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1C é utilizada. . . . .	30
3.23	Estimativas temporais da amplitude do componente fundamental do sinal (3.22) considerando a versão DEMOD 1C e a técnica introduzida em DJURIĆ <i>et al.</i> (1992). . . . .	31
3.24	Magnitude da resposta em frequência do filtro de Bessel usado na técnica introduzida em DJURIĆ <i>et al.</i> (1992). . . . .	31
3.25	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) na ocorrência de uma queda de 50% na sua amplitude quando a versão DEMOD 1C e as técnicas DFT, LS e EPLL são utilizadas. . . . .	32
3.26	Três ciclos de um sinal de tensão adquirido no Laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicações (LAPTEL) da Universidade Federal de Juiz de Fora. . . . .	33
3.27	Estimativas temporais da amplitude do componente fundamental do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com versão DEMOD 1C e as técnicas DFT, LS e EPLL. . . . .	34

3.28	Estimativas temporais da amplitude do 3 <sup>o</sup> harmônico do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com a versão DEMOD 1C e as técnicas DFT, LS e EPLL. . . . .	35
3.29	Valores do MAEIR das estimativas do harmônico de 3 <sup>a</sup> ordem do sinal (3.22) quando a frequência fundamental varia de 59,5 Hz a 60,5 Hz. . . . .	36
3.30	Valores do MAEIR das estimativas do harmônico de 25 <sup>a</sup> ordem do sinal (3.22) quando a frequência fundamental varia de 59,5 Hz a 60,5 Hz. . . . .	37
4.1	Diagrama de blocos da técnica proposta para a estimação de harmônicos com desvios de frequência com erro reduzido de estimação.	42
4.2	Erros $\varepsilon_{max}$ do estimador de frequência utilizado para 1.000 realizações.	45
4.3	Protótipo do filtro passa-baixas a ser projetado. . . . .	46
4.4	Magnitude da resposta em frequência do filtro de Chebyshev IIR passa-baixas projetado. . . . .	47
4.5	Magnitude e fase da resposta em frequência do filtro de Chebyshev IIR passa-baixas projetado entre 0 Hz a 12,5 Hz. . . . .	48
4.6	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (4.31), utilizando a técnica DEMOD 2. . . . .	49
4.7	Estimativas temporais das fases dos harmônicos do sinal (4.31), utilizando a técnica DEMOD 2. . . . .	50
4.8	Estimativas temporais das amplitude dos harmônicos do sinal (4.31), quando ocorre uma variação abrupta de 50% no sinal utilizando a técnica DEMOD 2. . . . .	50
4.9	Valores do MAEIR das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal (4.31), utilizando a técnica DEMOD 2. . . . .	51
4.10	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos de ordens 1, 3 e 25 do sinal (4.31) com as técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL. . . . .	52
4.11	Estimativas temporais da amplitude do componente fundamental do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL são. . . . .	53
4.12	Estimativas temporais da amplitude do 3 <sup>o</sup> harmônico do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL. . . . .	54
4.13	Valores do MAEIR da estimativa da amplitude do 3 <sup>o</sup> harmônico do sinal (4.31) com as técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL.	55

4.14	Valores do MAEIR da estimativa da amplitude do 25º harmônico do sinal dado em (4.31) com as técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL. . . . .	56
4.15	Valores do MAEIR da estimativa da amplitude do 3º harmônico do sinal dado em (4.31) com as técnicas DEMOD 2 e LS. . . . .	56
4.16	Valores do MAEIR da estimativa da amplitude do 25º harmônico do sinal dado em (4.31) com as técnicas DEMOD 2 e LS. . . . .	57
5.1	Diagrama de blocos da técnica DEMOD 3. . . . .	59
5.2	Estrutura do Filtro FIR controlado. . . . .	61
5.3	Magnitude da resposta em frequência de dois projetos-exemplo usando (5.10) considerando $f_1[n] = 59,5$ Hz e $f_2[n] = 60,5$ Hz. . . . .	63
5.4	Detalhe da Fig. 5.3 em torno de 60 Hz. . . . .	64
5.5	Magnitudes das respostas em frequência do filtro FIR controlável quando $\alpha$ varia de $-1/2$ até $1/2$ . . . . .	68
5.6	Magnitudes das respostas em frequência do filtro FIR controlável para $\alpha = -1/2$ e $\alpha = 1/2$ . . . . .	68
5.7	Detalhe da Fig. 5.6 em torno de 60 Hz. . . . .	69
5.8	Coeficientes dos polinômios obtidos que controlam o filtro. . . . .	71
5.9	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (5.37) com a técnica DEMOD 3. . . . .	72
5.10	Estimativas temporais das fases dos harmônicos do sinal (5.37) com a técnica DEMOD 3. . . . .	72
5.11	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (5.37) com a técnica DEMOD 3, quando ocorre uma queda de 50% na amplitude do sinal. . . . .	73
5.12	Valores do MAEIR das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal (5.37) utilizando a técnica DEMOD 3. . . . .	73
5.13	Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos de ordens 1, 3 e 25 do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL. . . . .	75
5.14	Estimativas temporais da amplitude do componente fundamental do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL. . . . .	76
5.15	Estimativas temporais da amplitude do 3º harmônico no tempo do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL. . . . .	77
5.16	Valores do MAEIR das estimativas do 3º harmônico do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL. . . . .	78

5.17	Valores do MAEIR das estimativas do 25 <sup>o</sup> harmônico do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL. . . . .	78
5.18	Valores do MAEIR das estimativas do 3 <sup>o</sup> harmônico do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3 e DEMOD 2. . . . .	79
5.19	Valores do MAEIR das estimativas do 25 <sup>o</sup> harmônico do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3 e DEMOD 2. . . . .	79
5.20	Valores do MAEIR das estimativas do 25 <sup>o</sup> harmônico do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3 e DFT, esta última usando as janelas triangular e de <i>hanning</i> . . . . .	80
5.21	Valores do MAEIR das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal (5.37) com a DFT e suas versões janeladas com comprimento correspondente a 12 ciclos do componente fundamental. . . . .	80
6.1	Localização do espectro dos sinais demodulados quando a frequência angular fundamental varia de $\Omega_0 - \delta$ até $\Omega_0 + \delta$ . . . . .	84
6.2	Diagrama de blocos da técnica DEMOD 4. . . . .	86
6.3	Especificações do filtro para projeto com o algoritmo WLS. . . . .	87
6.4	Magnitude da resposta em frequência do filtro projetado. . . . .	88
6.5	Detalhe da magnitude da resposta em frequência do filtro projetado próxima a 180 Hz. . . . .	88
6.6	(a) Estimativa temporal da amplitude considerando uma interrupção momentânea. (b) Estimativa temporal da fase considerando uma variação de fase do sinal de $\pi/4$ rad para $-\pi/4$ rad. (c) Estimativa temporal da frequência considerando uma variação de 60 Hz para 59,5 Hz no sinal, utilizando a técnica DEMOD 4. . . . .	91
6.7	Valores do MAEIR para as estimativas de (a) amplitude, (b) fase e (c) frequência do componente fundamental do sinal (6.18), quando a frequência fundamental do sinal se encontra entre os valores de 59,5 Hz a 60,5 Hz e a técnica DEMOD 4 é utilizada. . . . .	92
6.8	Estimativas temporais da amplitude do componente fundamental do sinal (6.18) com as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F. . . . .	93
6.9	Estimativas temporais da fase do componente fundamental do sinal (6.18) com as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F. . . . .	94
6.10	Estimativas temporais da frequência do componente fundamental do sinal (6.18) com as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F. . . . .	94
6.11	Estimativas temporais da amplitude do componente fundamental do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F. . . . .	95

6.12	Estimativas temporais da fase do componente fundamental do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F. . . . .	95
6.13	Estimativas temporais da frequência do componente fundamental do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F. . . . .	96
6.14	Valores do MAEIR das estimativas de amplitude do componente fundamental considerando as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F quando o sinal (6.18) assume frequências fundamentais de 59,5 Hz a 60,5 Hz. . . . .	96
6.15	Valores do MAEIR das estimativas de fase do componente fundamental considerando as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F quando o sinal (6.18) assume frequências fundamentais de 59,5 Hz a 60,5 Hz. . . . .	97
6.16	Valores do MAEIR das estimativas de frequência do componente fundamental considerando as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F quando o sinal (6.18) assume frequências fundamentais de 59,5 Hz a 60,5 Hz. . . . .	97
6.17	Magnitude da resposta em frequência de um filtro projetado com o método WLS considerando $f_s = 16 \times 60$ Hz e atraso de estimação de dois ciclos do componente fundamental. . . . .	99
7.1	Sinal apresentando um VTCD e sua frequência fundamental estimada pela técnica EPLL-F. . . . .	101
7.2	Frequência estimada pela técnica EPLL-F considerando um estágio inicial de filtragem, para um sinal de entrada apresentando um VTCD. . . . .	102
7.3	Diagrama de blocos do esquema de correção de estimação de frequência proposto. . . . .	102
7.4	Valores máximos do valor absoluto de $d[n]$ para a determinação do limiar $\eta_i$ . . . . .	106
7.5	Limiares $\eta_d$ e $\eta_e$ estimados para cada tamanho de janela $J$ . . . . .	107
7.6	Valores de MSE da estimativa final da frequência em função da janela $J$ utilizada. . . . .	108
7.7	Estimação da frequência para um sinal apresentando um VTCD de 0,1 p.u. . . . .	109
7.8	Estimação da frequência de um sinal corrompido por harmônicos e apresentando um VTCD de 1,5 p.u.. . . . .	110

7.9	Estimação da frequência para um sinal apresentando um VTCD de 0,1 p.u. e um aumento de frequência de 1,2 Hz para em um mesmo instante de tempo. . . . .	111
7.10	Estimativas de frequência de um sinal medido com VTCD pelo EPLL-F utilizando a correção do sistema proposto, e pela técnica DEMOD 4 sem a utilização da correção. . . . .	112

# Lista de Tabelas

3.1	Adequação da técnica DEMOD 1 em relação à presença de harmônicos pares e/ou ímpares e ao atraso de estimação. . . . .	19
3.2	Custo computacional da técnica DEMOD 1. . . . .	21
3.3	Custo computacional da versão DEMOD 1C e das técnicas DFT, LS e EPLL para a estimação das amplitudes e fases dos 13 harmônicos do sinal 3.22 . . . . .	33
4.1	Coefficientes do filtro digital projetado. . . . .	46
4.2	Custo computacional da técnica DEMOD 2 . . . . .	47
4.3	Custos computacionais das técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL para a estimação das amplitudes e fases dos 13 harmônicos do sinal dado em 4.31 . . . . .	55
5.1	Custo computacional da técnica DEMOD 3. . . . .	69
5.2	Custo computacional das técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL para a estimação das amplitudes e fases dos 13 harmônicos do sinal dado em (5.37). . . . .	74
6.1	Localização das frequências $\Phi_1(t)$ e $ \Psi_1(t) $ . . . . .	84
6.2	Custo computacional da técnica DEMOD 4 . . . . .	89
6.3	Custo computacional das técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F para a estimação da amplitude, fase e frequência do componente fundamental . . . . .	93
7.1	Custo computacional do esquema de correção proposto para a correção de frequência. . . . .	107

# Capítulo 1

## Introdução

Nos últimos anos, houve um crescente aumento do número de conexões de equipamentos eletro-eletrônicos, cuja natureza é não linear e/ou microprocessada, nos sistemas elétricos de potência (SEPs) e, portanto, os sinais elétricos (tensões e correntes) passaram a serem severamente degradados por distúrbios e/ou eventos. Dentre os vários distúrbios observados nos sinais elétricos, presentes nos SEPs, destacam-se as variações de tensão de curta duração; os harmônicos; os inter-harmônicos; os sub-harmônicos; os transitórios caracterizados como oscilações amortecidas e exponenciais decrescentes, variações da frequência da fundamental; dentre outros. Além disso, houve também o aumento expressivo de fontes alternativas de pequeno porte para geração distribuída de energia elétrica, dentre as quais destacam-se as fontes eólicas, solares, marítimas, as quais introduzem nos SEPs um elevado nível de distorção devido, sobretudo, a forma com que a energia elétrica é gerada e a forma de conexão de tais fontes nos SEPs (FILHO (2007); ARRILLAGA e WATSON (2003)).

Considerando ainda que, no futuro próximo, carros elétricos serão uma realidade e, portanto, sua conexão às redes elétricas para suprimento ou fornecimento de energia elétrica será uma constante, os sinais elétricos serão bastante distorcidos por distúrbios e eventos com características predominantemente aleatórias. Portanto, os sinais elétricos serão cada vez mais contaminados por eventos espúrios gerados por fontes alternativas e cargas de natureza eletro-eletrônica, as quais terão seu desempenho operativo e tempo de vida impactados por tais distorções caso ações não sejam tomadas (ARRILLAGA *et al.* (2000)).

Uma vez que uma grande parte dos equipamentos eletro-eletrônicos demandam sinais de alimentação que atendam padrões, normas e regulamentações, os quais foram previamente estabelecidos por instituições técnicas, há uma necessidade premente pela monitoração em tempo real dos principais parâmetros e grandezas elétricas que informam e impactam a operação, funcionamento e controle dos SEPs nos níveis de alta, média e baixa tensões, devido, especialmente, à introdução de

novas cargas no sistemas. Além disso, esta monitoração se destina à predição do comportamento evolutivo dos SEPs visando, sobretudo, o atendimento de várias demandas, dentre as quais pode-se destacar: *i*) a introdução de ações preditivas para garantir a conformidade com os indicadores de qualidade da energia elétrica (QEE) estabelecidos pelas instituições reguladoras, tal como a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) no Brasil (ANEEL-PRODIST (2007)); *ii*) o auxílio à expansão dos SEPs de forma adequada, confiável e precisa; *iii*) caracterização do perfil dos consumidores legais e ilegais para a introdução de diversas ações, dentre as quais destacam-se a eficiência energética e o combate ao furto de energia; *iv*) caracterização dos distúrbios presentes nas redes elétricas e suas possíveis causas para definição e/ou predição de problemas e, conseqüentemente, tomadas de medidas preditivas para evitar falhas nos SEPs, cujos impactos sejam geograficamente e economicamente expressivos.

Do ponto de vista de monitoração dos SEPs para atendimento às novas demandas de usos e funcionalidades, há ainda o advento do conceito de redes elétricas inteligentes (*smart grids*) (LI *et al.* (2010); METKE e EKL (2010); PERETTO (2010)). Redes inteligentes é um novo paradigma para a operação dos SEPs, em todos os seus níveis de tensões (alta, média e baixa tensões) e ambientes (rurais e urbanos). Esse paradigma está sendo assimilado pelos órgãos reguladores, concessionárias distribuidoras e geradoras, e diversas ações de pesquisa, desenvolvimento e inovação estão sendo desenhadas, desenvolvidas e implementadas para tornar as redes elétricas inteligentes. Devido à esta evolução natural dos SEPs, o conceito de monitoração também necessita evoluir. De fato, redes inteligentes demandam o que tem sido cunhado como monitoração inteligente (*smart monitoring*).

A monitoração inteligente, além de ser descentralizada, apresenta novas funcionalidades e características, dentre as quais pode-se destacar: *i*) custo reduzido para uso maciço em SEPs inteligentes; *ii*) capacidade de interação e comunicação autônoma com o meio; *iii*) capacidade de atualização e compartilhamento de funcionalidades para execução de diferentes tarefas, tais como medição de fasor, medição inteligente, diagnóstico de problemas (equipamentos e infra-estruturas de transmissão e distribuição); *iv*) uso de interface de comunicação adequada para interagir e compartilhar com os outros equipamentos de medição inteligente, centros de dados e controle das distribuidoras, geradoras, transmissoras de energia elétrica, consumidores e, até mesmo com reguladores; *v*) uso de algoritmos de processamento de sinais robustos, precisos e de custo reduzido para coibir o acesso não autorizado ao meio; *vi*) capacidade de automatização de diagnóstico com o mínimo de intervenção humana; *vii*) capacidade de cooperar com outros monitores inteligentes e, conseqüentemente, de lidar com diferentes problemas, tais como

classificação e localização de fontes de distúrbios, determinação dos responsáveis pelo baixo nível de qualidade da rede elétrica, determinação dos perfis e assinaturas de cargas e consumidores e detecção de roubo de energia; e, finalmente, *viii*) capacidade de evoluir e, sobretudo, adquirir conhecimento e capacidade interpretativa para tratar com novos problemas e questões de monitoração (LEITE e LAMIN (2009)).

Para executar todas essas tarefas, o monitor inteligente deverá dispor de técnicas de processamento de sinais eficientes, robustas e de custos reduzidos para a execução das tarefas de detecção, segmentação, classificação, estimação de parâmetros variantes no tempo, representação ou decomposição de sinais, compressão, dentre outras. Devido à escassez de soluções que satisfatoriamente atendam as demandas inerentes ao conceito *smart monitoring*, há uma janela de oportunidades para o desenvolvimento de técnicas de processamento de sinais que possam apresentar habilidades cognitivas ou capazes de prover, em um futuro próximo, maior inteligência às redes elétricas. Para tanto, as técnicas de processamento de sinais existentes devem ser modificadas e, até mesmo, repensadas e extendidas para atender as demandas inerentes à monitoração inteligente.

Além das ferramentas de monitoração, as ferramentas destinadas à proteção e controle de SEPs são em sua grande maioria, técnicas baseadas em processamento de sinais e inteligência computacional (BOLLEN *et al.* (2009); GU e STYVAKTAKIS (2003); RIBEIRO *et al.* (2007)). Entretanto, muitos desafios ainda existem no desenvolvimento de tais técnicas para lidar com distúrbios presentes nas redes elétricas. O principal motivo é a natureza não-estacionária dos distúrbios elétricos, fazendo com que algoritmos convencionais, que basicamente assumem sinais perfeitamente senoidais, não forneçam resultados satisfatórios quando aplicados em sinais reais.

Dentre os distúrbios presentes nos sinais elétricos, os harmônicos são os que mais degradam os SEPs e são de grande preocupação para os agentes envolvidos e tendem, com o passar do tempo, a aumentarem cada vez mais devido ao uso crescente de equipamentos baseados em conversores eletrônicos (ARRILLAGA e WATSON (2003); RIBEIRO; BOLLEN e GU (2006)). Assim, a correta estimação de harmônicos (amplitudes e fases) assume um importante papel em equipamentos de monitoração, proteção e controle para SEPs. Os principais desafios encontrados hoje para a monitoração, proteção e controle de harmônicos em SEPs residem em sua correta estimação para curtos intervalos de tempo e para os casos os quais a frequência fundamental da rede varia. Problemas estes que são potencializados no cenário atual dos SEPs.

Por outro lado, a estimação dos parâmetros do componente fundamental (amplitude, fase e frequência) também tem significativa importância, posto que tais parâmetros caracterizam o estado do sistema. Geralmente, é por meio da

informação desses parâmetros que ações de proteção, desligamento de equipamentos, sincronização de sistemas, são realizadas. Novamente, o desafio está na correta estimação desses parâmetros no menor intervalo de tempo possível e em situações em que a frequência fundamental varia.

## 1.1 Objetivo da Tese

Tendo como objetivo contribuir para a solução dos problemas apontados, nesta tese são apresentadas novas técnicas de processamento de sinais para a estimação dos parâmetros do componente fundamental e dos harmônicos em SEPs, tendo como foco principal o tratamento de sinais com frequência fundamental variante no tempo. Especificamente, é desenvolvida uma técnica para a estimação do componente fundamental (amplitude, fase e frequência), três técnicas para a estimação de harmônicos (amplitudes e fases) e uma técnica para a correção da estimativa de frequência para uma técnica apresentada na literatura (K.-GHARTEMANI e IRAVANI (2004)).

Todas as técnicas de estimação desenvolvidas nesta tese (exceto a técnica de correção de frequência apresentada no Capítulo 7) são baseadas em métodos de demodulação propostos nesta tese. Métodos baseados na demodulação do sinal foram introduzidos em BEGOVIĆ *et al.* (1993), DJURIĆ *et al.* (1992), AKKE (1997) e KAMWA *et al.* (2004) para a estimação de parâmetros do componente fundamental em SEPs. Basicamente, o objetivo é fazer com que o componente fundamental (considerado como se tivesse sido modulado em 60 Hz) seja demodulado para que os parâmetros de interesse sejam tratados em 0 Hz depois de filtrados. Enquanto o método proposto em DJURIĆ *et al.* (1992) somente estima a fase, os métodos propostos em BEGOVIĆ *et al.* (1993), AKKE (1997) e KAMWA *et al.* (2004) podem estimar apenas a frequência. A estimação da amplitude não tem sido explorada devido à dificuldade de se implementar filtros que lidam com desvios de frequência do sinal. De fato, a maior dificuldade em se obter métodos baseados na demodulação é a seleção de filtros passa-baixas que sejam seletivos em baixas frequências e ainda apresentem adequado desempenho no tempo (atraso de filtragem reduzido) (KAMWA *et al.* (2004)). Finalmente, a estimação de harmônicos usando métodos de demodulação ainda não tem sido explorada para o problema em questão.

É importante ressaltar que técnicas de modulação/demodulação usando componentes em fase e quadratura são bastantes antigas e têm sido vastamente exploradas na área de comunicação de dados. Entretanto, a investigação do uso dessas técnicas em SEPs é extremamente limitado conforme discutido. De fato, apesar da simplicidade, não há na literatura trabalhos que apliquem essas técnicas para a estimação de parâmetros variantes no tempo em SEPs. Neste

contexto, o presente trabalho busca evidenciar, através de algumas contribuições, a relevância e aderência do uso do conceito de demodulação para projeto de técnicas de processamento de sinais para a estimação da frequência e harmônicos de SEPs.

De uma forma geral, pode-se ressaltar que as motivações para se investigar o conceito de demodulação para a estimação de harmônicos são as seguintes: *i*) o conceito não foi suficientemente explorado em aplicações de SEPs; *ii*) as técnicas baseadas no conceito da demodulação são flexíveis, pode-se especificar tanto o atraso quanto a precisão da estimativa de acordo com o filtro passa-baixas utilizado; *iii*) as atenuações na resposta em frequência do filtro podem ser especificadas de forma a coincidirem com o espectro dos distúrbios presentes nos sinais demodulados; *iv*) pode-se usar o estimador de frequência já em uso (caso se utilize um equipamento com essa função adicionada) para controlar os sinais demoduladores da técnica; e, *v*) as técnicas baseadas no conceito de demodulação são de fácil implementação, uma vez que diversos *hardwares* já apresentam módulos de filtragem digital em seu interior.

## 1.2 Organização da Tese

A tese é apresentada e organizada da seguinte forma:

O capítulo 2 apresenta matematicamente os problemas a serem investigados.

O capítulo 3 introduz os fundamentos básicos da teoria de demodulação para a estimação de harmônicos como também uma técnica simples e eficiente para a estimação das amplitudes e fases dos harmônicos com frequência fundamental não variante. A filtragem do sinal após a demodulação é realizada com filtros média-móvel projetados de forma a proporcionarem atenuações localizadas exatamente nos componentes harmônicos dos sinais demodulados. Devido ao uso de estruturas recursivas para o filtro média móvel, três versões da técnica com custos computacionais reduzidos são apresentadas. Essas técnicas podem estimar harmônicos com atraso de  $1/2$ , 1 ou 2 ciclos do componente fundamental.

O Capítulo 4 introduz a formulação geral para a estimação das amplitudes e fases dos harmônicos com frequência fundamental variante e uma técnica para estimar esses parâmetros com erro de estimação e custo computacional reduzidos. Para introduzir a formulação da técnica de demodulação, esse capítulo utiliza o conceito de desvio de frequência instantânea (BEGOVIĆ *et al.* (1993); BOASHASH (1992)) para representar o desvio da frequência fundamental do sinal. Com o uso de um estimador de frequência, os sinais demoduladores podem ser controlados de forma que suas frequências se aproximem melhor das frequências dos harmônicos de interesse do sinal de entrada, o que facilita a filtragem. Para o estágio de filtragem, um filtro de Chebyshev IIR (*infinite impulse response*) de ordem reduzida é utilizado.

O Capítulo 5 discute uma técnica que apresenta estimação rápida no tempo e erros reduzidos de estimação. Nesse capítulo, além do controle dos sinais demoduladores, também há o controle da etapa de filtragem pela frequência fundamental do sinal. Para essa etapa é introduzido um filtro FIR (*finite impulse response*) com coeficientes variáveis (controlados pela frequência fundamental do sinal) e atenuações específicas nas frequências dos harmônicos dos sinais demodulados. Devido à utilização de um filtro FIR, essa técnica estima harmônicos em 2 ciclos do componente fundamental, o que a torna uma muito boa candidata para análise de harmônicos com frequência fundamental variante em curtos intervalos de tempo.

O Capítulo 6 apresenta uma técnica para a estimação do componente fundamental cuja característica principal é o erro reduzido de estimação quando o sinal sofre com desvios na frequência fundamental. Essa técnica, além de estimar a amplitude e a fase do componente fundamental, também estima a frequência fundamental. Nesse capítulo, é introduzida uma formulação matemática para determinar o espectro dos sinais demoduladores e as especificações do subsequente projeto do filtro passa-baixas. No projeto desse filtro, utiliza-se o método WLS (*weighted-least-squares*) (DINIZ *et al.* (2002)) que leva a um filtro FIR com boa atenuação para as faixas de frequência específicas nas quais estarão contidas os sinais demodulados.

O Capítulo 7 introduz uma correção para uma técnica de estimação de frequência apresentada na literatura. Essa técnica consegue contornar um problema encontrados nos estimadores de frequência que é o transitório a variações abruptas de amplitude do sinal de tensão. Para isso, uma estratégia para determinar o início e o fim do transitório do estimador de frequência é desenvolvida.

Finalmente, as conclusões finais são apresentadas no Capítulo 8.

# Capítulo 2

## Descrição e Formulação dos Problemas

Para melhor compreender os problemas, assim como apontar estratégias de solução, este capítulo formula matematicamente as questões de estimação investigadas. Além disso, uma discussão das soluções encontradas na literatura são brevemente discutidas.

Considere que o sinal elétrico do SEP seja dado por

$$x(t) = \sum_{m=1}^{N_h} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + \phi_m(t)] + \eta(t), \quad (2.1)$$

em que,  $A_m(t)$  e  $\phi_m(t)$  representam, respectivamente, a amplitude e a fase do  $m$ -ésimo harmônico presente no sinal,  $\Omega_0$  representa a frequência angular síncrona e  $\eta(t)$  representa o ruído aditivo.

Baseado na definição de desvio de frequência instantânea (BEGOVIĆ *et al.* (1993); BOASHASH (1992)), a frequência angular instantânea do  $m$ -ésimo harmônico pode ser definida como a derivada temporal do argumento da função cossenoidal, ou seja

$$\psi_m(t) = \frac{d[m\Omega_0 t + \phi_m(t)]}{dt} = m\Omega_0 + \frac{d\phi_m(t)}{dt}. \quad (2.2)$$

Note que se  $\Omega_0$  é assumido constante, qualquer variação em  $\psi_m(t)$  é relacionada com o termo  $d\phi_m(t)/dt$ . Assim, o problema relacionado a estimação da frequência e harmônicos se resume em obter estimativas  $\hat{A}_m(t)$ ,  $\hat{\phi}_m(t)$  e  $\hat{\psi}_m(t)$  dos parâmetros  $A_m(t)$ ,  $\phi_m(t)$  e  $\psi_m(t)$ , respectivamente. Para a obtenção de  $\hat{\psi}_m(t)$ , em que  $m = 1, 2, \dots, N_h$ , é suficiente a obtenção de  $\hat{\psi}_1(t)$ , um vez que  $\psi_m(t) = m\psi_1(t)$ .

Diversas técnicas baseadas em processamento de sinais vêm sido desenvolvidas nos últimos anos para estimar as amplitudes e fases de harmônicos ( $\hat{A}_m(t)$  e  $\hat{\phi}_m(t)$ ). Entretanto, o desafio ainda permanece na estimação desses parâmetros quando a

frequência fundamental é variante no tempo ( $d\phi_m(t)/dt \neq 0$ ). Os métodos mais utilizados para a estimação de harmônicos são baseados na transformada discreta de Fourier (DFT - *discrete Fourier transform*) (CHUNG (1991); GALLO *et al.* (2004); ANDRIA *et al.* (1989); WANG e SUN (2004); AGREZ (2002)). A DFT é atrativa devido à sua complexidade computacional reduzida e à sua estrutura simples. Entretanto, a DFT é ineficiente se a frequência fundamental do sinal sofre desvios em relação ao seu valor nominal. Com respeito a outras técnicas para a estimação de harmônicos, pode-se mencionar: redes neurais (NASCIMENTO *et al.* (2008); DASH *et al.* (1996, 1997); LAI *et al.* (1999)), mínimos quadrados (LS - *least-squares*) (CHUDAMANI *et al.* (2009)), PLLs (*phase-locked loops*) (K.-GHARTEMANI e IRAVANI (2005), CARVALHO (2008)), filtros de Kalman (LIU (1998), MACHADO *et al.* (2008)), *estimation of signal parameters via rotational invariance technique* (ESPRIT) (BOLLEN e GU (2006); GERSHMAN e HAARDT (1999); GU e BOLLEN (2008)), método de Prony (COSTA *et al.* (2007); KAY e MARPLE (1981); TRUDNOWSKI *et al.* (1999); LEONOWICZ *et al.* (2003); LOBOS *et al.* (2006), gradiente de Gauss-Newton (SUN *et al.* (1996)) e lógica FUZZY (QU *et al.* (2007)). Técnicas baseadas em redes neurais podem fornecer estimativas com atraso de estimação reduzido e boa precisão na presença de distúrbios, entretanto, como seu algoritmo é baseado na minimização de erro, estimativas errôneas podem ocorrer devido a convergência do algoritmo para mínimos locais da superfície de erro. Técnicas LS podem lidar com desvios de frequência do componente fundamental e apresentar erros de estimação relativamente reduzidos, no entanto, como o algoritmo LS utiliza multiplicação de matrizes, um custo computacional relativamente elevado é requerido. Técnicas PLLs apresentam algoritmos simples e de custos computacionais relativamente reduzidos. Essas técnicas podem fornecer estimativas razoáveis na presença de ruídos no sinal. Suas desvantagens são os transitórios que as mesmas geram nas estimativas quando ocorrem variações de curta duração no sinal. Filtros de Kalman usam modelos que são flexíveis para se adaptarem ao sinal, os quais podem estimar com precisão significativa, harmônicos estacionários, entretanto, distúrbios no sinal degradam severamente seus algoritmos, fazendo com que as estimativas convirjam para valores errôneos. ESPRIT e Prony são técnicas que, além de poderem estimar harmônicos, também podem estimar inter-harmônicos. Devido ao custo computacional significativamente elevado, aplicações em tempo real se tornam impraticáveis. Cada técnica tem sua vantagem e desvantagem e, apesar de algumas dessas técnicas conseguirem lidar com desvios da frequência fundamental do sinal, nenhuma delas oferece uma solução que seja de atraso de estimação reduzido e ao mesmo tempo forneça estimativas confiáveis quando a frequência fundamental sofre desvios em relação ao seu valor nominal.

Dentre as técnicas introduzidas para a estimação dos parâmetros do componente fundamental ( $\hat{A}_1(t)$ ,  $\hat{\phi}_1(t)$  e  $\hat{\psi}_1(t)$ ) podemos mencionar: DFT (WANG e SUN (2004); PHADKE e THORP (1988); YANG e LIU (2000)), LS (SACHDEV e GIRAY (1985)), método de Newton (TERZIJA *et al.* (1994); TERZIJA (2003)), método de Prony (LOBOS e REZMER (1997)), PLLs (K.-GHARTEMANI e IRAVANI (2004); GOMES *et al.* (2007); K.-GHARTEMANI e IRAVANI (2003); CATALIOTTI *et al.* (2007)), filtros de Kalman (DASH *et al.* (2000); ROUTRAY *et al.* (2002)), métodos baseados no cruzamento por zero (BEGOVIĆ *et al.* (1992)), FFT (fast Fourier transform) (GIRGIS e HAM (1981)), CZT (*chirp-z transform*) (AIELLO *et al.* (2005)) e redes neurais (LAI *et al.* (1999)). Alguns desses métodos podem estimar somente frequência ( $\hat{\psi}_1(t)$ ), ou somente amplitude e fase ( $\hat{A}_1(t)$ ,  $\hat{\phi}_1(t)$ ). Poucos métodos podem estimar simultaneamente os três parâmetros.

Métodos convencionais para a estimação de amplitude e fase do componente fundamental, tal como a DFT, assumem que o sinal elétrico possui frequência constante. Consequentemente, esses métodos produzem resultados insatisfatórios quando o sinal sofre desvios de frequência. Para a estimação de frequência, métodos comumente utilizados, tal como PLLs, podem ser aplicados. Entretanto, um atraso significativo na estimação é observado quando ocorrem variações significativas na amplitude do sinal em curtos intervalos de tempo. Além disso, um estágio de pré-filtragem é, geralmente, necessário quando harmônicos estão presentes no sinal. Como os métodos para estimação de frequência são baseados em filtragem, nenhum deles apresenta robustez a transitórios decorrentes de variações abruptas na amplitude do sinal analisado.

Conforme explicitado, diversas técnicas foram desenvolvidas como intuito de estimar os parâmetros do componente fundamental e harmônicos para SEPs. Entretanto, devido à introdução da monitoração inteligente, há um grande interesse por novas técnicas de estimação que sejam capazes de lidar e operar quando os SEPs se tornarem inteligentes e flexíveis (*smart grids*). Como foi constatado que o conceito de demodulação de sinais, que apesar de simples, foi apenas superficialmente investigado em SEPS, a presente tese objetiva-se responder as seguintes questões: *i*) O conceito de demodulação de sinais pode ser adequado para o desenvolvimento de técnicas para a estimação do componente fundamental e harmônicos de SEPs? *ii*) As técnicas desenvolvidas utilizando o conceito de demodulação podem fornecer estimativas confiáveis quando a frequência do componente fundamental varia? *iii*) As técnicas desenvolvidas utilizando o conceito de demodulação podem ser projetadas com custo computacional reduzido? *iv*) As técnicas desenvolvidas utilizando o conceito de demodulação podem ser projetadas com flexibilidade no que tange ao atraso de estimação e a precisão de estimação? E, finalmente, *v*) as técnicas desenvolvidas utilizando o conceito de demodulação podem ser projetadas

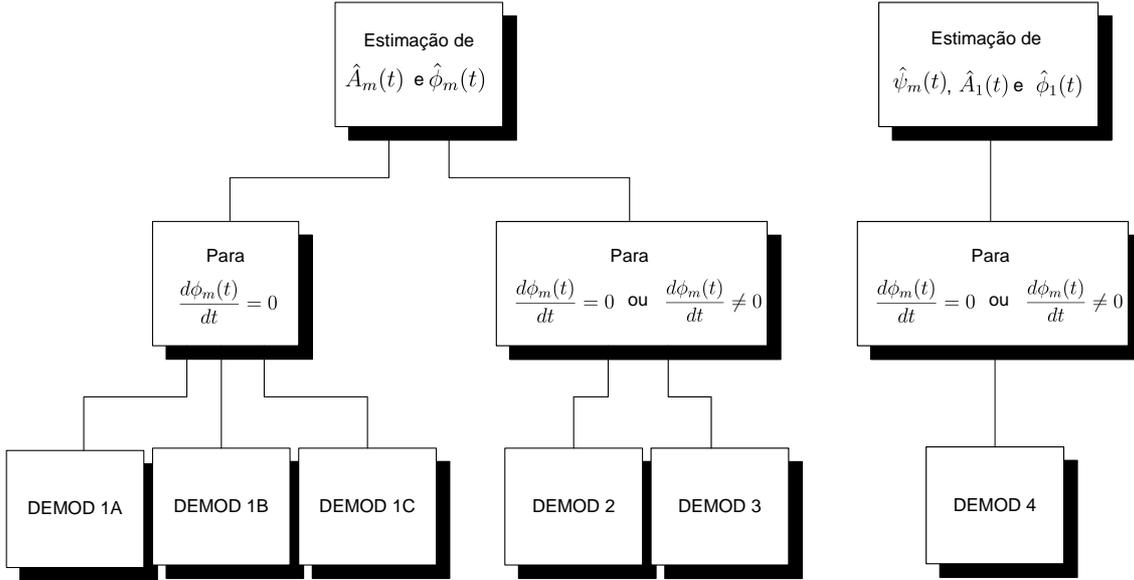


Figura 2.1: Fluxograma para a estimação da frequência e harmônicos.

para serem imunes a distúrbios espúrios dos sinais dos SEPs?

Baseado no problema de estimação formulado, as seguintes soluções são propostas nesta tese:

- i) Obtenção de  $\hat{A}_m(t)$  e  $\hat{\phi}_m(t)$  considerando  $d\phi_m(t)dt = 0$ ;
- ii) Obtenção de  $\hat{A}_m(t)$  e  $\hat{\phi}_m(t)$  considerando  $d\phi_m(t)dt = 0$  ou  $d\phi_m(t)dt \neq 0$ ;
- iii) Obtenção de  $\hat{A}_1(t)$ ,  $\hat{\phi}_1(t)$  e  $\hat{\psi}_m(t)$  considerando  $d\phi_m(t)dt = 0$  ou  $d\phi_m(t)dt \neq 0$ .

Para o item *i*), é proposta no Capítulo 3 uma técnica com custo computacional reduzido em três versões distintas, considerando três casos de atraso de estimação (DEMOD 1A, DEMOD 1B e DEMOD 1C); para o item *ii*), duas técnicas são oferecidas, uma no Capítulo 4 e a outra no Capítulo 5, sendo que a primeira apresenta custo computacional e erro de estimação reduzidos (DEMOD 2), e a segunda apresenta atraso e erro de estimação reduzidos (DEMOD 3). Já para o item *iii*), uma técnica com erro de estimação reduzido é proposta no Capítulo 6 (DEMOD 4). O fluxograma representado na Fig. 2.1 mostra um resumo dos problemas de estimação apontados e as soluções propostas. Uma outra contribuição da tese é a correção da estimativa de frequência  $\hat{\psi}_m(t)$  no Capítulo 7. Basicamente, o problema discutido nesse capítulo se resume em minimizar o erro  $|\hat{\psi}_m(t) - \psi_m(t)|$  no caso de variações abruptas do termo  $A_1(t)$ .

# Capítulo 3

## Uma Técnica Simples para a Estimação de Harmônicos usando o Conceito de Demodulação

Neste capítulo, a formulação básica para a estimação das amplitudes e fases de harmônicos usando a técnica de demodulação é discutida quando inexistem quaisquer desvios na frequência fundamental do sinal do SEP. Além disso, uma técnica simples para a estimação de harmônicos é proposta. A técnica proposta neste capítulo é nomeada como DEMOD 1.

### 3.1 Formulação da Técnica

Considere que o sinal elétrico do SEP seja dado por (2.1), repetido aqui por conveniência. Assim,

$$x(t) = \sum_{m=1}^{N_h} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + \phi_m(t)] + \eta(t). \quad (3.1)$$

A seguir, considere que os sinais demoduladores sejam dados por

$$d_{c_k}(t) = \cos[k\Omega_0 t] \quad (3.2)$$

e

$$d_{s_k}(t) = \text{sen}[k\Omega_0 t], \quad (3.3)$$

em que  $k \in \{1, 2, \dots, N_h\}$  é a ordem do harmônico a ser estimado.

Multiplicando  $x(t)$  por  $d_{c_k}(t)$  e  $d_{s_k}(t)$  obtêm-se, respectivamente, os sinais  $y_{c_k}(t)$

e  $y_{s_k}(t)$ , expressos por

$$y_{c_k}(t) = \sum_{m=1}^{N_h} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + \phi_m(t)] \cos[k\Omega_0 t] + \eta(t) \cos[k\Omega_0 t] \quad (3.4)$$

e

$$y_{s_k}(t) = \sum_{m=1}^{N_h} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + \phi_m(t)] \text{sen}[k\Omega_0 t] + \eta(t) \text{sen}[k\Omega_0 t]. \quad (3.5)$$

Após manipulações trigonométricas, (3.4) e (3.5) tornam-se

$$\begin{aligned} y_{c_k}(t) &= \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + k\Omega_0 t + \phi_m(t)] \\ &+ \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t - k\Omega_0 t + \phi_m(t)] + \eta(t) \cos[k\Omega_0 t] \end{aligned} \quad (3.6)$$

e

$$\begin{aligned} y_{s_k}(t) &= \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \text{sen}[m\Omega_0 t + k\Omega_0 t + \phi_m(t)] \\ &- \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \text{sen}[m\Omega_0 t - k\Omega_0 t + \phi_m(t)] + \eta(t) \text{sen}[k\Omega_0 t], \end{aligned} \quad (3.7)$$

respectivamente.

Assumindo que  $\phi_m(t)$  seja constante no tempo, as frequências do primeiro e do segundo termos de (3.6) e (3.7) são dadas, respectivamente, por

$$\Phi_k(t) = m\Omega_0 + k\Omega_0 = (m + k)\Omega_0 \quad (3.8)$$

e

$$\Psi_k(t) = m\Omega_0 - k\Omega_0 = (m - k)\Omega_0 \quad (3.9)$$

para  $m = 1, 2, \dots, N_h$  e  $k = 1, 2, \dots, N_h$ .

Desde que  $(m - k)$  possa assumir valores negativos em (3.9),  $\Psi_k(t)$  também pode se tornar negativo. De forma a lidar somente com frequências positivas, pode-se adotar  $|\Psi_k(t)|$  para representarem as frequências dos sinais (3.4) e (3.5). Note que a razão para isso é apenas representar a frequência do sinal de interesse, desconsiderando uma possível defasagem de  $\pi$  rad.

Finalmente, a partir de  $(m + k)\Omega_0$  e  $|(m - k)\Omega_0|$ , considerando  $m = 1, 2, \dots, N_h$ , pode-se concluir que ambos os sinais demoduladores, representados por  $y_{c_k}(t)$  e  $y_{s_k}(t)$ , possuem um componente contínuo (CC) (para  $m = k$ ) e componentes de frequência localizados em  $\Omega_0, 2\Omega_0, 3\Omega_0, \dots, \max(k - 1, N_h - k)\Omega_0, (k + 1)\Omega_0, (k + 2)\Omega_0, \dots, (N_h + 1)\Omega_0$ . Filtrando  $y_{c_k}(t)$  e  $y_{s_k}(t)$  por um filtro passa-baixas apropriado,

os CC podem ser extraídos, resultando em

$$y_{cc_k}(t) = \frac{1}{2}A_k(t) \cos[\phi_k(t)] + \eta_c(t) \quad (3.10)$$

e

$$y_{ss_k}(t) = -\frac{1}{2}A_k(t) \text{sen}[\phi_k(t)] + \eta_s(t), \quad (3.11)$$

respectivamente, em que  $\eta_c(t)$  e  $\eta_s(t)$  denotam as versões passa-baixas de  $\eta(t) \cos[k\Omega_0 t]$  e  $\eta(t) \text{sen}[k\Omega_0 t]$ , respectivamente.

Supondo que o filtro passa-baixas apresente atenuação satisfatória na faixa de rejeição, os componentes  $\eta_c(t)$  e  $\eta_s(t)$  podem ser considerados desprezíveis e, assim, a amplitude e a fase do  $k$ -ésimo componente harmônico podem ser estimadas, respectivamente, por

$$\hat{A}_k(t) = 2\sqrt{y_{cc_k}^2(t) + y_{ss_k}^2(t)} \quad (3.12)$$

e

$$\hat{\phi}_k(t) = -\text{arctg} \left[ \frac{y_{ss_k}(t)}{y_{cc_k}(t)} \right]. \quad (3.13)$$

Baseado na formulação apresentada, o diagrama de blocos da técnica é ilustrado na Fig. 3.1. Os blocos PB implementam filtros passa-baixas equivalentes e os blocos COS e SEN implementam os sinais demoduladores expressos por (3.2) e (3.3), respectivamente. Os blocos AMP e FAS implementam, respectivamente, as expressões dadas por (3.12) e (3.13).

Uma importante questão é que a estimativa isolada de fase dada por (3.13) tem como referência o sinal demodulador (3.2), ou seja,  $\phi_k(t)$  representa quanto o componente harmônico de ordem  $k$  está adiantado ou atrasado em relação a  $d_{c_k}(t)$ . No entanto, uma referência de fase em relação a um sinal interno do equipamento de medição, geralmente, não é importante. Usualmente, o que é importante é a estimativa da diferença de fase entre dois sinais diferentes em um mesmo sistema ou em diferentes sistemas que se encontram interligados (DJURIĆ *et al.* (1992)) da forma

$$\Delta\hat{\phi}_k(t) = \hat{\phi}_{k_a}(t) - \hat{\phi}_{k_b}(t), \quad (3.14)$$

em que  $\hat{\phi}_{k_a}(t)$  e  $\hat{\phi}_{k_b}(t)$  representam as estimativas das fases dos harmônicos de ordem  $k$  dos sinais  $x_a(t)$  e  $x_b(t)$ , respectivamente, utilizando (3.13). Note que, para qualquer que seja a técnica de estimação de harmônicos utilizada, esta diferença deve ser sempre calculada uma vez os cálculos de fase são realizados para um sinal interno de referência.

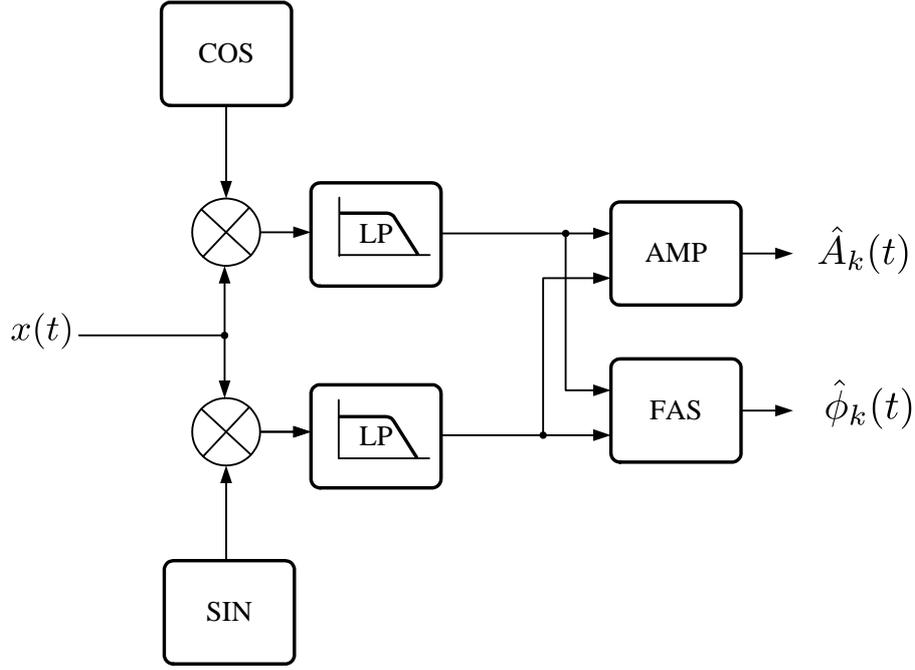


Figura 3.1: Diagrama de blocos da técnica proposta para a estimação de harmônicos que não apresentem desvios de frequência.

## 3.2 Implementação Digital da Técnica

A implementação da formulação descrita na Seção 3.1 é feita de forma mais eficiente e robusta de maneira digital. O sinal é inicialmente discretizado para que possa ser processado com DSP (*digital signal processor*) e FPGA (*field programmable gate array*), de forma que todas as outras etapas, tal como a demodulação, a filtragem e o cálculo dos parâmetros são realizadas no tempo discreto e, portanto o resultado é obtido a cada período de amostragem.

A versão discreta do sinal (3.1) é dada por

$$x[n] = \sum_{m=1}^{N_h} A_m[n] \cos(mw_0n + \phi_m[n]) + \eta[n], \quad (3.15)$$

em que  $w_0 = \Omega_0/f_s$  denota a frequência angular síncrona digital e  $f_s$  é a frequência de amostragem. Ressalta-se que, em algumas explanações a frequência será referida em Hz para facilitar o entendimento, entretanto, seu correspondente digital, em amostras por segundo, pode ser facilmente obtido através do referido valor multiplicado pelo termo  $2\pi/f_s$ .

Os sinais demoduladores (3.2) e (3.3) se tornam

$$d_{c_k}[n] = \cos(kw_0n) \quad (3.16)$$

e

$$d_{s_k}[n] = \text{sen}(kw_0n). \quad (3.17)$$

Note que para a implementação em *hardware*, tais sinais podem ser armazenados em vez de gerados, uma vez que são periódicos e fixos. Dessa forma, basta armazenar apenas 1 ciclo de cada um.

Com o intuito de obter inicialmente um filtro simples e eficiente, a seguinte idéia básica foi proposta: dado um sinal com um CC e diversos sinais senoidais somados, o problema se resumiria em eliminar os sinais senoidais e deixar passar somente o CC com um filtro passa-baixas simples. Uma solução simples para o problema é a extração da média do sinal utilizando pelo menos 1 ciclo do componente de menor frequência. Como a média de um sinal senoidal é nula e a do CC é o próprio valor, o resultado da média do sinal seria o valor do CC do sinal, que é o valor de interesse. Note que todos os sinais harmônicos senoidais seriam eliminados pelo fato de suas frequências serem múltiplas do componente de menor frequência, implicando também valores nulos para a média.

A média de um sinal pode ser eficientemente implementada por um filtro média-móvel causal (SMITH (1999)), dado por

$$y[n] = \frac{1}{M+1} \sum_{i=0}^M x[n-i], \quad (3.18)$$

em que  $x[n]$  é o sinal de entrada,  $y[n]$  é o sinal de saída e  $M$  é a ordem do filtro. Essa estrutura corresponde a um filtro FIR do tipo 2, apresentando fase linear, cujos coeficientes são determinados por

$$h(n) = \begin{cases} \frac{1}{M+1} & \text{para } 0 \leq n \leq M; \\ 0 & \text{para os demais valores de } n. \end{cases}$$

Uma importante característica a ser considerada para os filtros média-móvel é que eles podem ser implementados de forma recursiva, reduzindo significativamente o custo computacional e facilitando a implementação em *hardware*. A forma recursiva é dada por DINIZ *et al.* (2002). Assim,

$$y[n] = y[n-1] + \frac{1}{M+1}(x[n] - x[n-M-1]). \quad (3.19)$$

Considerando somente a estimação do componente fundamental, o sinal, após a demodulação (referenciado ao seu valor em Hz), apresenta um componente em 0 Hz (CC) e outro em  $2f_0$  ( $f_0 = \Omega_0/2\pi$ ), a média de meio ciclo, correspondendo ao tempo  $1/2f_0$ , é suficiente para eliminar o componente em  $2f_0$ . Assim, pode-se usar um filtro FIR média-móvel de meio ciclo (Filtro 1). Os coeficientes de tal filtro são mostrados na Fig. 3.2, em que é considerado  $M = 7$ , correspondendo a uma

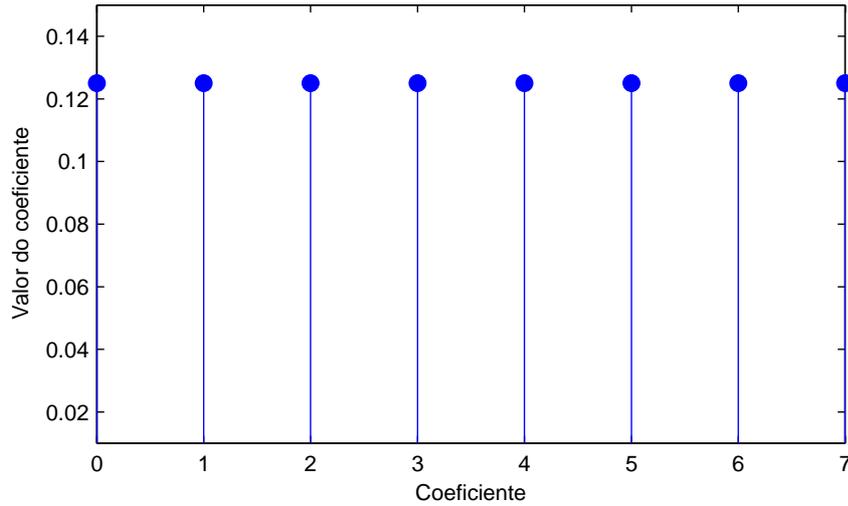


Figura 3.2: Coeficientes do filtro média-móvel de comprimento correspondente a  $1/2$  ciclo do componente fundamental considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz.

frequência de amostragem  $f_s = 16 \times 60$  Hz. A magnitude da resposta em frequência desse filtro é mostrada na Fig. 3.3. Como pode ser visto por esta última figura, o filtro possui zeros somente nas frequências harmônicas pares. Portanto, caso os sinais demodulados possuam harmônicos pares e ímpares, os harmônicos de ordens  $k - 1$  e  $k + 1$  não serão atenuados de forma significativa e, prejudicarão a estimativa do harmônico de ordem  $k$  pois os primeiros se localizarão em 60 Hz. Note que neste caso também podem haver componentes em 180 Hz, 300 Hz,  $\dots$ , provindos de outros componentes harmônicos do sinal  $x(t)$ , que não serão satisfatoriamente atenuados. Entretanto, esse filtro pode ser utilizado em muitos casos em que somente harmônicos ímpares são presentes.

Já o mesmo filtro, mas agora de comprimento correspondendo a 1 ciclo (Filtro 2) é suficiente para eliminar todas as frequências harmônicas, possibilitando de forma satisfatória a estimação de todos os harmônicos. Sua resposta em frequência, em magnitude, é mostrada na Fig. 3.4.

Uma versão com atenuação maior na banda de rejeição pode ser ainda obtida com dois filtros de comprimento correspondente a 1 ciclo em cascata, o que equivale a convolver linearmente os coeficientes desses filtros resultando em um filtro correspondente a uma janela triangular (Filtro 3). Os coeficientes desse filtro e sua resposta em frequência são mostrados nas Figs. 3.5 e 3.6, respectivamente. Na Fig. 3.6 é mostrada ainda a magnitude da resposta em frequência do Filtro 2 para efeito de comparação das respostas em frequência. Note que a resposta ao impulso mostrada na Fig. 3.5 não precisa ser implementada na prática, a mesma pode ser substituída por duas estruturas recursivas em cascata dadas pela equação (3.19), levando a um ganho significativo em termos de custo computacional. A

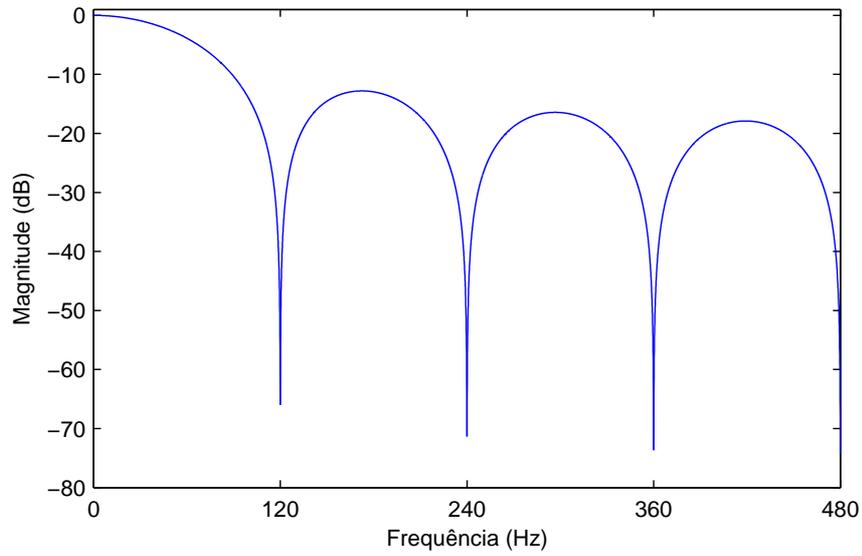


Figura 3.3: Magnitude da resposta em frequência do filtro média-móvel de comprimento correspondente a  $1/2$  ciclo do componente fundamental considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz.

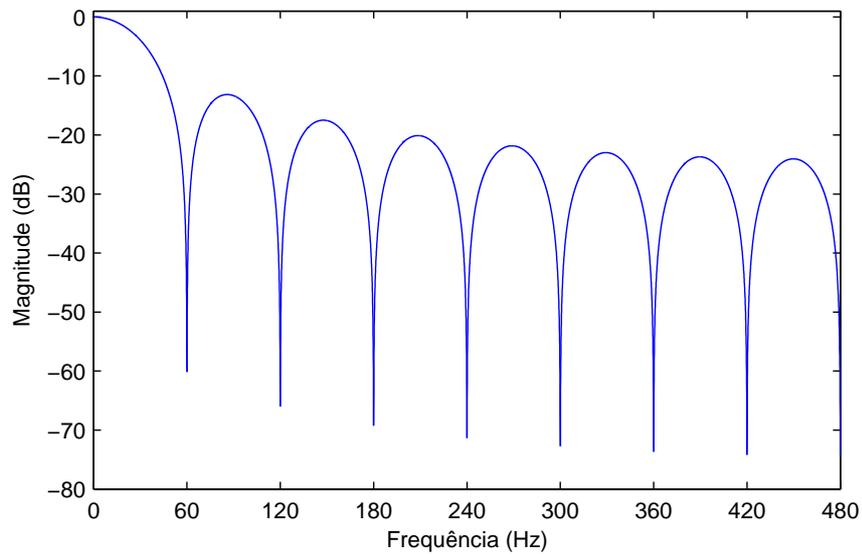


Figura 3.4: Magnitude da resposta em frequência do filtro média-móvel de comprimento correspondente a 1 ciclo do componente fundamental considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz.

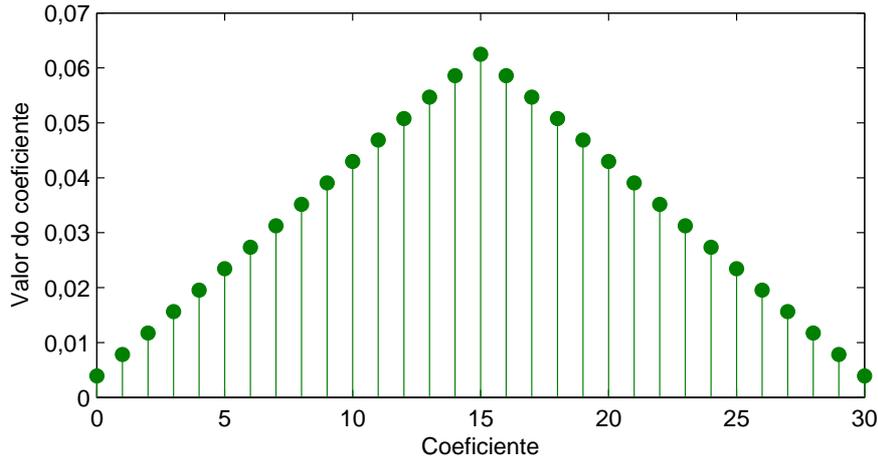


Figura 3.5: Coeficientes do filtro equivalente ao cascadeamento de dois filtros média-móvel de comprimento correspondente a 1 ciclo do componente fundamental considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz.

Fig. 3.7 exemplifica tal situação. No nosso caso,  $H(z)$  representa a função de transferência do filtro representado por (3.19). Observe que um único filtro média móvel correspondendo a 2 ciclos do componente fundamental implementado por (3.19) não teria a mesma eficiência do filtro usado (Filtro 3) na atenuação dos harmônicos, pois, neste caso, as atenuações extras estarão localizadas em 30 Hz, 90 Hz, 150 Hz, ... A Fig. 3.8 ilustra uma comparação da magnitude da resposta em frequência desse filtro (nomeado como Filtro 4) e do Filtro 3. Note que as atenuações do Filtro 3 são significativamente maiores do que as atenuações correspondentes do Filtro 4.

Considerando os três filtros apresentados, para apresentação dos resultados nas seções que se seguem, serão definidas três versões diferentes para a técnica DEMOD 1:

- i) DEMOD 1A: Versão da técnica DEMOD 1 utilizando o comprimento do filtro correspondente a 1/2 ciclo do componente fundamental (Filtro 1).
- ii) DEMOD 1B: Versão da técnica DEMOD 1 utilizando o comprimento do filtro correspondente a 1 ciclo do componente fundamental (Filtro 2).
- iii) DEMOD 1C: Versão da técnica DEMOD 1 utilizando dois filtros de comprimento correspondente a 1 ciclo do componente fundamental em cascata (Filtro 3).

Na Tabela 3.1, é exposto cada uma destas versões da técnica DEMOD 1 com suas respectivas adequações em relação à estimação de harmônicos ímpares e/ou pares assim como seus tempos de estimação.

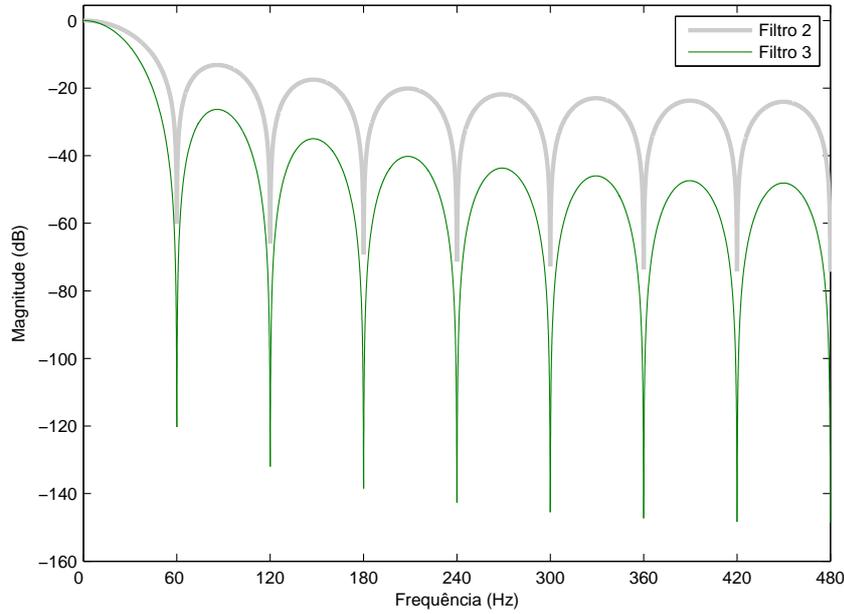


Figura 3.6: Magnitude da resposta em frequência do filtro equivalente ao cascadeamento de dois filtros média-móvel de comprimento correspondente a 1 ciclo do componente fundamental considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz.

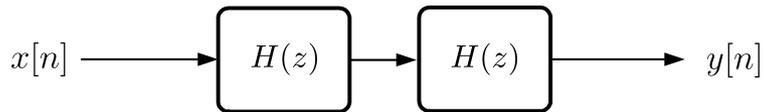


Figura 3.7: Estrutura de filtragem utilizando duas estruturas recursivas em cascata, as quais são expressas pela equação (3.19).

Tabela 3.1: Adequação da técnica DEMOD 1 em relação à presença de harmônicos pares e/ou ímpares e ao atraso de estimação.

Versão da técnica DEMOD 1	Adequação para estimação	Atraso de estimação
DEMOD 1A	Harmônicos ímpares	1/2 ciclo
DEMOD 1B	Harmônicos pares e ímpares	1 ciclo
DEMOD 1C	Harmônicos pares e ímpares	2 ciclos

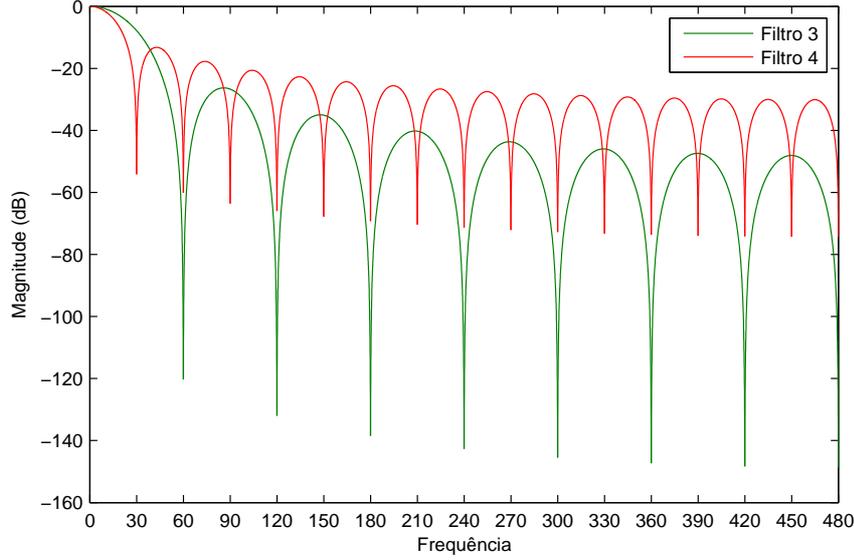


Figura 3.8: Magnitude da resposta em frequência do filtro média-móvel de comprimento correspondente a 2 ciclo do componente fundamental considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz.

Após a filtragem, utilizando um dos filtros (Filtro 1, Filtro 2 ou Filtro 3), o cálculo dos parâmetros (amplitude e fase) dos componentes harmônicos de interesse é realizado pelas versões discretas de (3.12) e (3.13). Assim,

$$\hat{A}_k[n] = 2\sqrt{y_{cc_k}^2[n] + y_{ss_k}^2[n]} \quad (3.20)$$

e

$$\hat{\phi}_k[n] = -\arctg\left(\frac{y_{ss_k}[n]}{y_{cc_k}[n]}\right). \quad (3.21)$$

### 3.3 Custo Computacional

O custo computacional para a estimação de um componente harmônico (amplitude e fase), em termos do número de adições e multiplicações por amostra, das três versões da técnica proposta neste capítulo, são dados na Tabela 3.2. Apesar de as operações de raiz quadrada, seno, cosseno e arco-tangente poderem ser aproximadas pelo uso de séries de potência, aqui elas são consideradas fornecidas por tabelas armazenadas na memória. É importante ressaltar que os custos representados na Tabela 3.2 são constantes e independem da frequência de amostragem utilizada. Enquanto as técnicas DEMOD 1A e DEMOD 1B apresentam o mesmo custo computacional, a técnica DEMOD 1C exibe um custo relativamente maior devido à utilização de uma estrutura recursiva de filtragem extra.

Tabela 3.2: Custo computacional da técnica DEMOD 1.

Versão da técnica	Número de adições	Número de Multiplicações
DEMOD 1A	5	6
DEMOD 1B	5	6
DEMOD 1C	9	8

## 3.4 Análise de Desempenho

Para uma análise de desempenho da técnica proposta, nas simulações a seguir, considera-se uma frequência de amostragem de  $f_s = 64 \times 60$  Hz e valor de razão sinal-ruído (SNR - *signal-to-noise ratio*), entre o componente fundamental e o ruído, igual a 60 dB (valor médio encontrado na prática (TOMIĆ *et al.* (2007))). Devido ao fato de as estimativas de amplitude serem geralmente mais utilizadas e importantes do que as estimativas de fase, a maior parte das simulações deste trabalho se concentra nas estimativas de amplitude.

### 3.4.1 Desempenho no Tempo

Para analisar as estimativas temporais, foi gerado o seguinte sinal:

$$\begin{aligned}
x[n] = & \cos(w_0 n + \phi_1[n]) + \frac{1}{3} \cos(3w_0 n + \phi_3[n]) \\
& + \frac{1}{5} \cos(5w_0 n + \phi_5[n]) + \frac{1}{7} \cos(7w_0 n + \phi_7[n]) \\
& + \frac{1}{9} \cos(9w_0 n + \phi_9[n]) + \frac{1}{11} \cos(11w_0 n + \phi_{11}[n]) \\
& + \frac{1}{13} \cos(13w_0 n + \phi_{13}[n]) + \frac{1}{15} \cos(15w_0 n + \phi_{15}[n]) \\
& + \frac{1}{17} \cos(17w_0 n + \phi_{17}[n]) + \frac{1}{19} \cos(19w_0 n + \phi_{19}[n]) \\
& + \frac{1}{21} \cos(21w_0 n + \phi_{21}[n]) + \frac{1}{23} \cos(23w_0 n + \phi_{23}[n]) \\
& + \frac{1}{25} \cos(25w_0 n + \phi_{25}[n]) + v[n],
\end{aligned} \tag{3.22}$$

em que  $v[n]$  é um ruído gaussiano que provém  $SNR = 60$  dB, e  $\phi_1[n] = -3$  rad,  $\phi_3[n] = -2,5$  rad,  $\phi_5[n] = -2$  rad,  $\phi_7[n] = -1,5$  rad,  $\phi_9[n] = -1$  rad,  $\phi_{11}[n] = -0,5$  rad,  $\phi_{13}[n] = 0$  rad,  $\phi_{15}[n] = 0,5$  rad,  $\phi_{17}[n] = 1$  rad,  $\phi_{19}[n] = 1,5$  rad,  $\phi_{21}[n] = 2$  rad,  $\phi_{23}[n] = 2,5$  rad e  $\phi_{25}[n] = 3$  rad.

Adota-se aqui somente harmônicos ímpares nas simulações para uma melhor visualização nos gráficos das estimativas do tempo. No entanto, em outros casos, harmônicos pares podem ser facilmente estimados com as técnicas DEMOD 1B e DEMOD 1C. Ressalta-se também que é considerado a máxima ordem harmônica igual a 25 posto que é a máxima ordem considerada pela norma ANEEL-PRODIST (2007). Já a amplitude do  $m$ -ésimo harmônico é considerada tendo tipicamente o valor da ordem de  $1/m$  conforme sugerido em K.-GHARTEMANI e IRAVANI (2005).

Considerando  $f_0 = 60$  Hz, as estimativas temporais das amplitudes dos

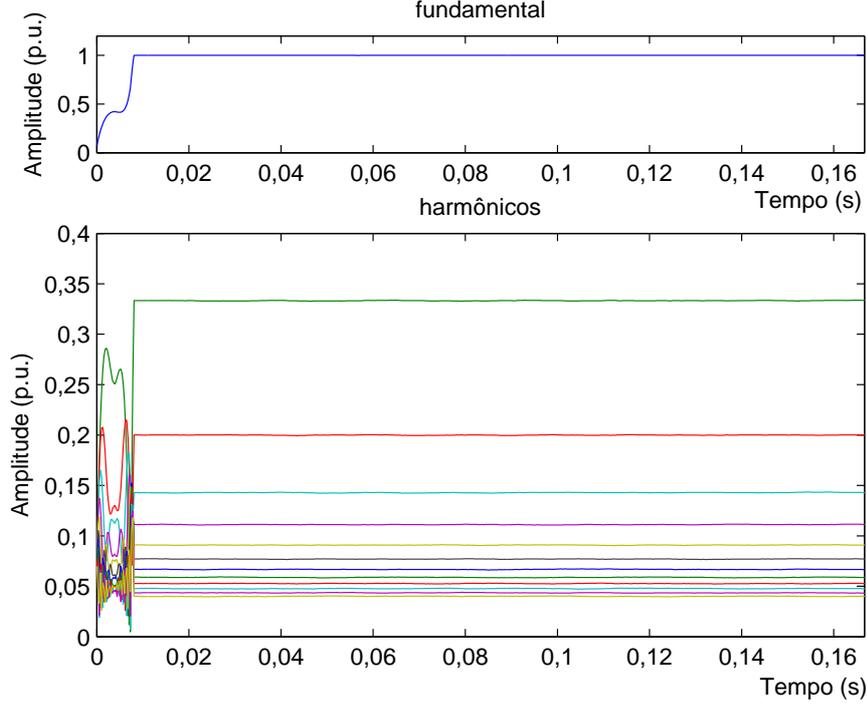


Figura 3.9: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1A é utilizada.

harmônicos do sinal (3.22) são apresentadas nas Figs. 3.9-3.11. Já as estimativas temporais de fase estão mostradas nas Figs. 3.12-3.14. Para ilustrar também a estimação de harmônicos pares, as Figs. 3.15 e 3.16 mostram, respectivamente, as estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos ímpares e pares, do seguinte sinal teste:

$$\begin{aligned}
x[n] = & \cos(w_0n) + \frac{1}{2} \cos(2w_0n) + \frac{1}{3} \cos(3w_0n) + \frac{1}{4} \cos(4w_0n) \\
& + \frac{1}{5} \cos(5w_0n) + \frac{1}{6} \cos(6w_0n) + \frac{1}{7} \cos(7w_0n) + \frac{1}{8} \cos(8w_0n) \\
& + \frac{1}{9} \cos(9w_0n) + \frac{1}{10} \cos(10w_0n) + \frac{1}{11} \cos(11w_0n) + \frac{1}{12} \cos(12w_0n) \\
& + \frac{1}{13} \cos(13w_0n) + \frac{1}{14} \cos(14w_0n) + \frac{1}{15} \cos(15w_0n) + \frac{1}{16} \cos(16w_0n) \\
& + \frac{1}{17} \cos(17w_0n) + \frac{1}{18} \cos(18w_0n) + \frac{1}{19} \cos(19w_0n) + \frac{1}{20} \cos(20w_0n) \\
& + \frac{1}{21} \cos(21w_0n) + \frac{1}{22} \cos(22w_0n) + \frac{1}{23} \cos(23w_0n) + \frac{1}{24} \cos(24w_0n) \\
& + \frac{1}{25} \cos(25w_0n) + v[n],
\end{aligned} \tag{3.23}$$

em que  $v[n]$  é um ruído gaussiano que provém SNR=60 dB.

Objetivando analisar o comportamento das estimativas durante a ocorrência de variações bruscas no sinal, nas Figs. 3.17-3.19 são apresentadas as estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos quando ocorre uma queda de 50% na amplitude do sinal (3.22). Tais resultados confirmam que os atrasos de estimação correspondem a 0,5, 1 e 2 ciclos do componente fundamental para as versões

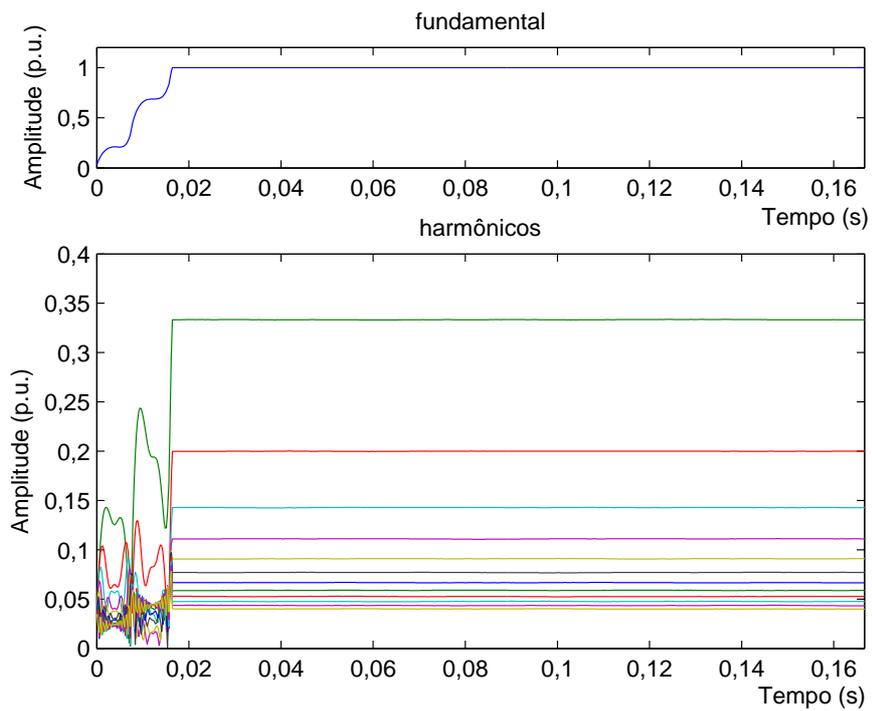


Figura 3.10: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1B é utilizada.

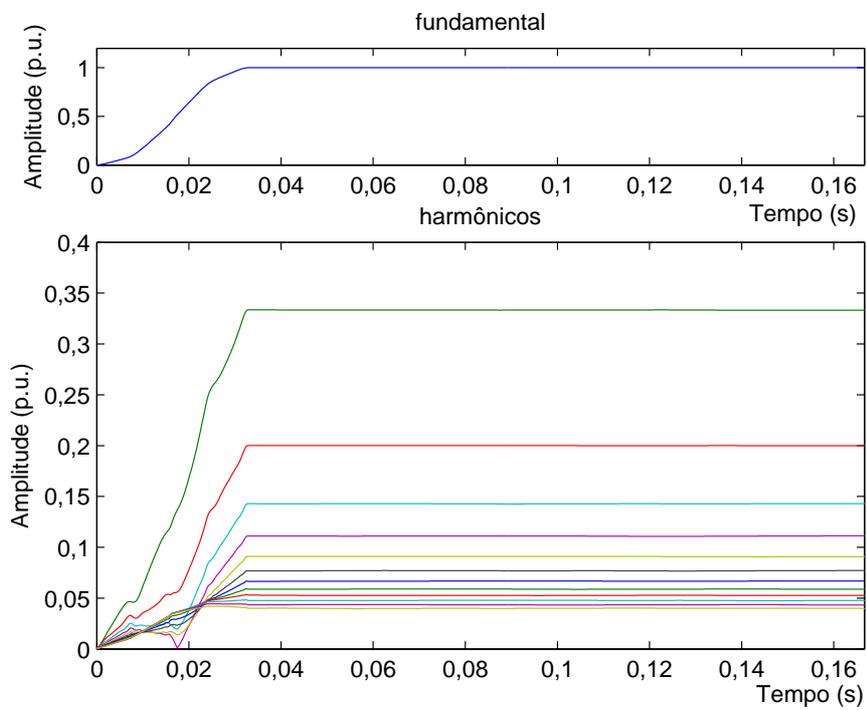


Figura 3.11: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1C é utilizada.

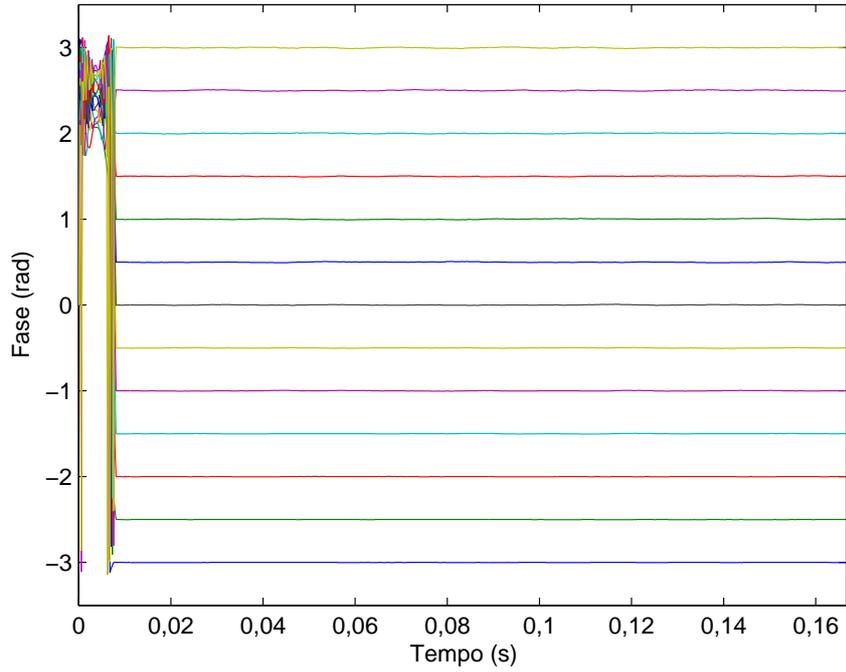


Figura 3.12: Estimativas temporais das fases dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1A é utilizada.

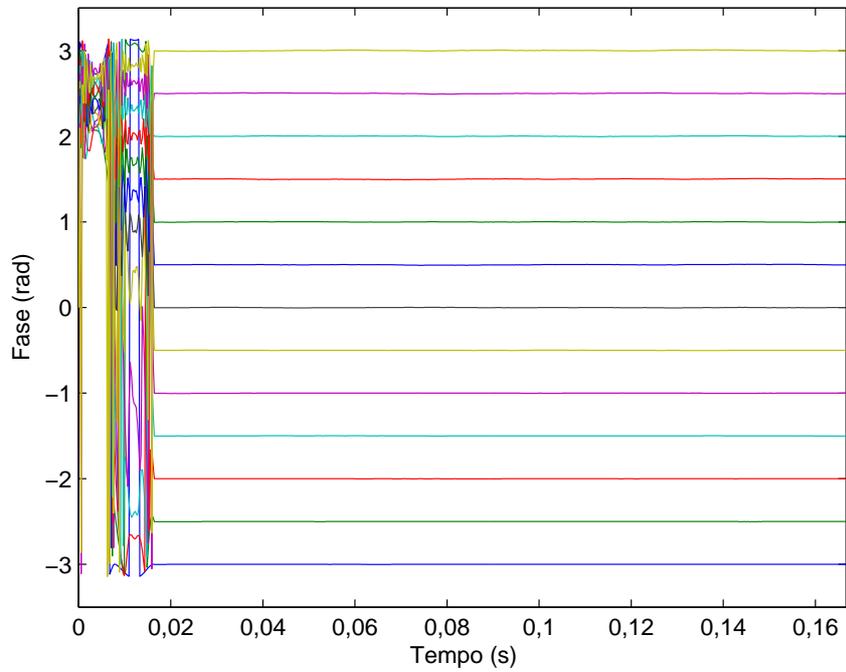


Figura 3.13: Estimativas temporais das fases dos harmônicos do sinal (3.22) utilizando a versão DEMOD 1B da técnica proposta.

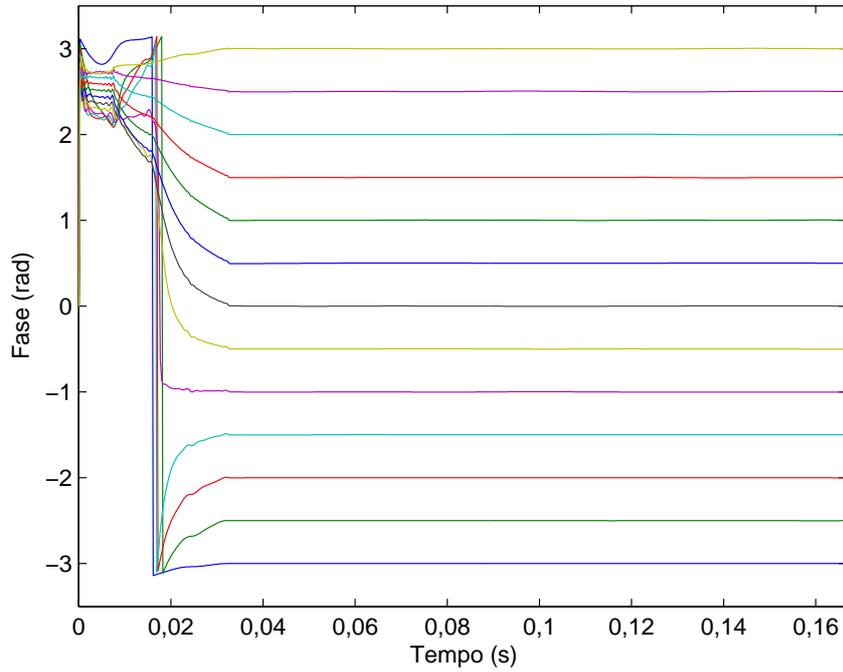


Figura 3.14: Estimativas temporais das fases dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1C é utilizada.

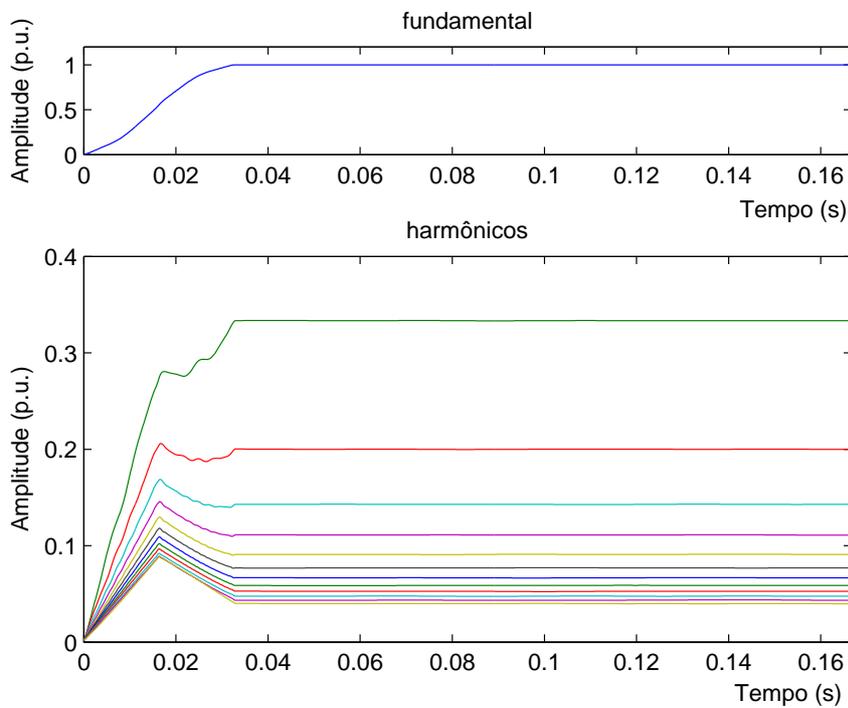


Figura 3.15: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos ímpares do sinal (3.23) quando a versão DEMOD 1C é utilizada.

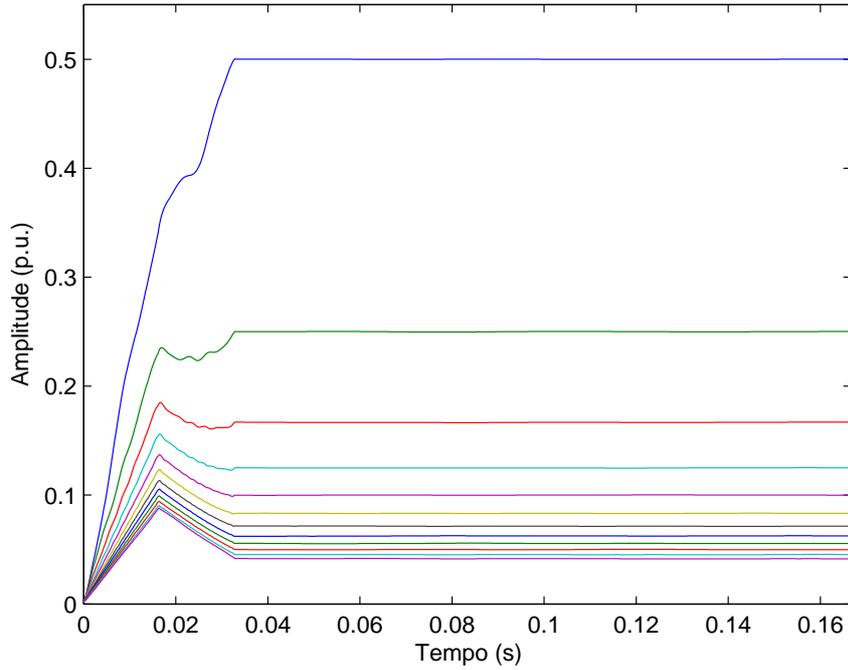


Figura 3.16: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos pares do sinal (3.23) quando a versão DEMOD 1C é utilizada.

DEMOD 1A, DEMOD 1B e DEMOD 1C da técnica proposta, respectivamente, o que correspondem ao comprimentos dos filtros usados (Filtro 1, Filtro 2 e Filtro 3, respectivamente).

### 3.4.2 Desempenho em Relação ao Erro

Para a avaliação do erro de estimação, o valor máximo do valor absoluto do erro instantâneo relativo (MAEIR) ao valor ideal será utilizado. Tal parâmetro é calculado após o período de inicialização do algoritmo de estimação e em regime permanente, utilizando uma sequência de amostras correspondendo a 1 ciclo do sinal. A expressão para cálculo do MAEIR (em porcentagem) para uma estimativa  $\hat{g}[n]$  de uma grandeza  $g[n]$ , armazenada em um vetor de  $G$  amostras, é dada por

$$\text{MAEIR (\%)} = \max_n \left\{ \left| \frac{\hat{g}(n) - g(n)}{g(n)} \right| \right\} \times 100, \quad n = 1, 2, \dots, G. \quad (3.24)$$

Diversos outros parâmetros, tais como o erro médio, o erro médio quadrático podem ser adotados para a avaliar o erro das estimativas. Nesta tese, adota-se o MAEIR devido a ser esta uma medida do erro máximo (pior caso) e também fornecer uma medida direta em porcentagem.

Os resultados do MAEIR são apresentados nas Figs. 3.20-3.22 para as estimativas temporais das amplitudes do sinal (3.22) em uma única realização.

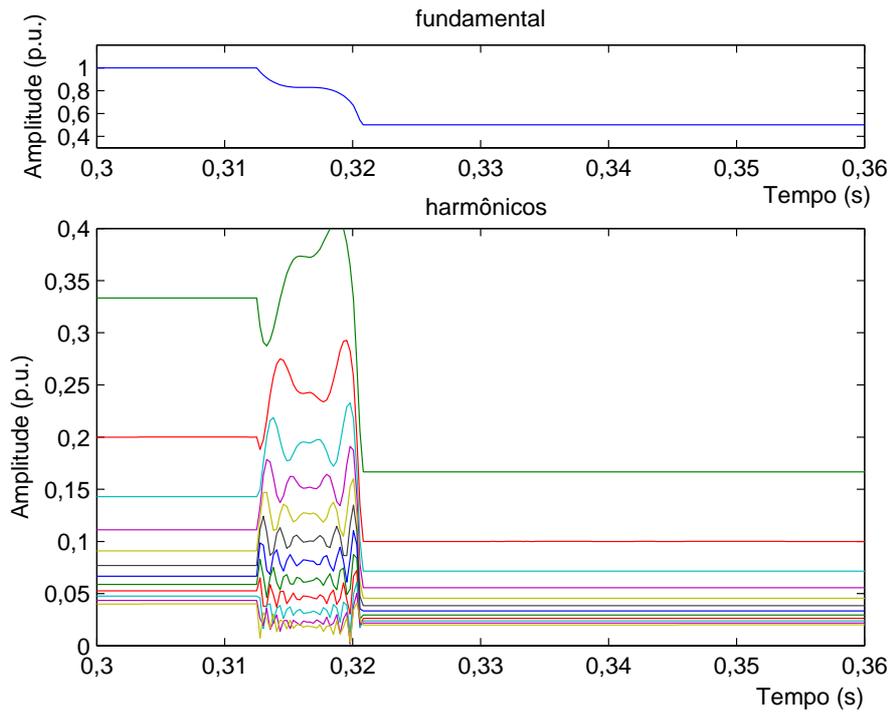


Figura 3.17: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) utilizando a versão DEMOD 1A quando ocorre uma queda de 50% na amplitude do sinal.

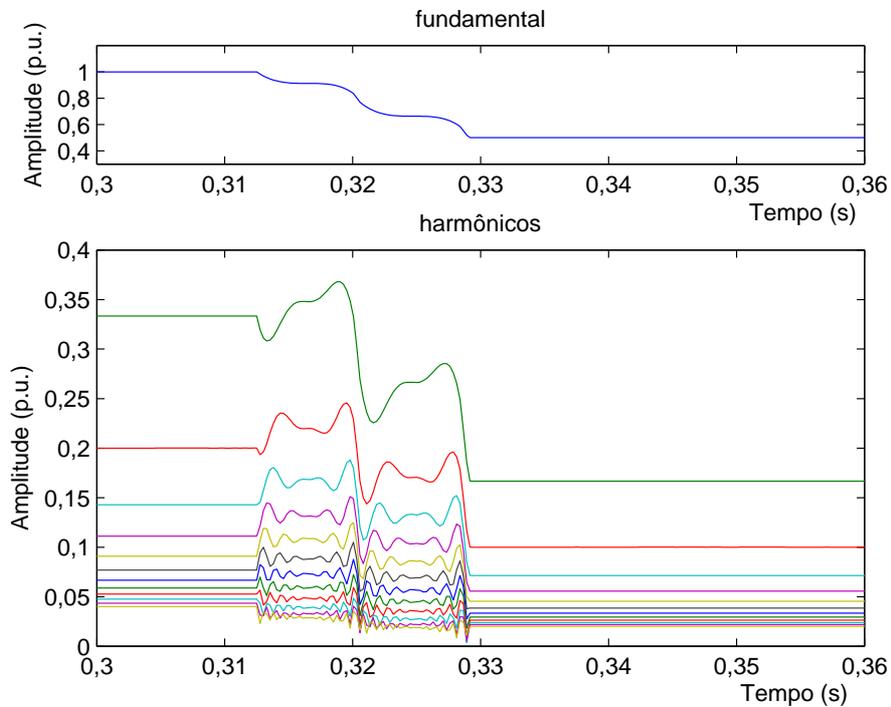


Figura 3.18: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) utilizando a versão DEMOD 1B da técnica proposta quando ocorre uma queda de 50% na amplitude do sinal.

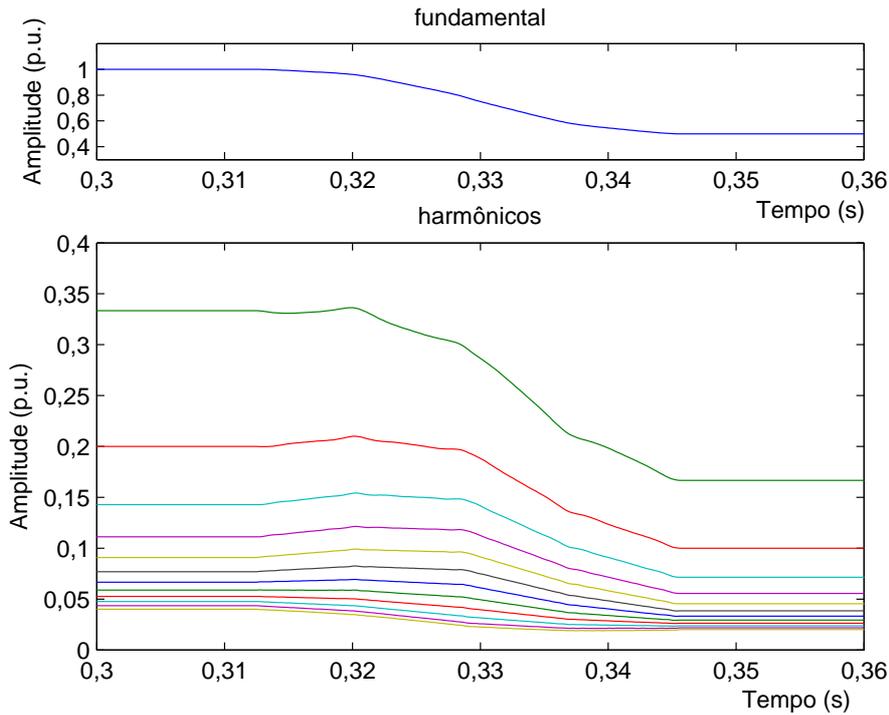


Figura 3.19: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) utilizando a versão DEMOD 1C quando ocorre uma queda de 50% na amplitude do sinal.

Observa-se um erro menor para a versão DEMOD 1C, pelo fato do uso de um filtro com atenuação maior na banda de rejeição. O contrário ocorre com a versão DEMOD 1A, devido à atenuação menor na mesma banda. Observa-se também uma tendência de erro maior para componentes harmônicos de ordens superiores, devido a esses últimos possuírem razões sinal-ruído menores. Também é importante mencionar que o erro para a versão DEMOD 1A seria ainda maior, caso o sinal possuísse harmônicos pares. Já as versões DEMOD 1B e DEMOD 1C não seriam afetadas por esses harmônicos, devido à atenuação desses componentes por seus correspondentes filtros.

### 3.4.3 Comparação de Desempenho

Em todas as comparações que se seguem será utilizada apenas a versão DEMOD 1C da técnica proposta, devido ao fato de essa apresentar o erro menor dentre as outras versões. Inicialmente, nesta seção, é feita uma comparação da versão DEMOD 1C com a técnica de demodulação introduzida em DJURIĆ *et al.* (1992) para a estimação do componente fundamental. Esta última estima o componente fundamental fazendo uso do filtro de Bessel na etapa de filtragem; no entanto, esta técnica não foi projetada para a estimação de harmônicos. Na Fig. 3.23 são mostradas as estimativas temporais da amplitude e fase para estas duas técnicas,

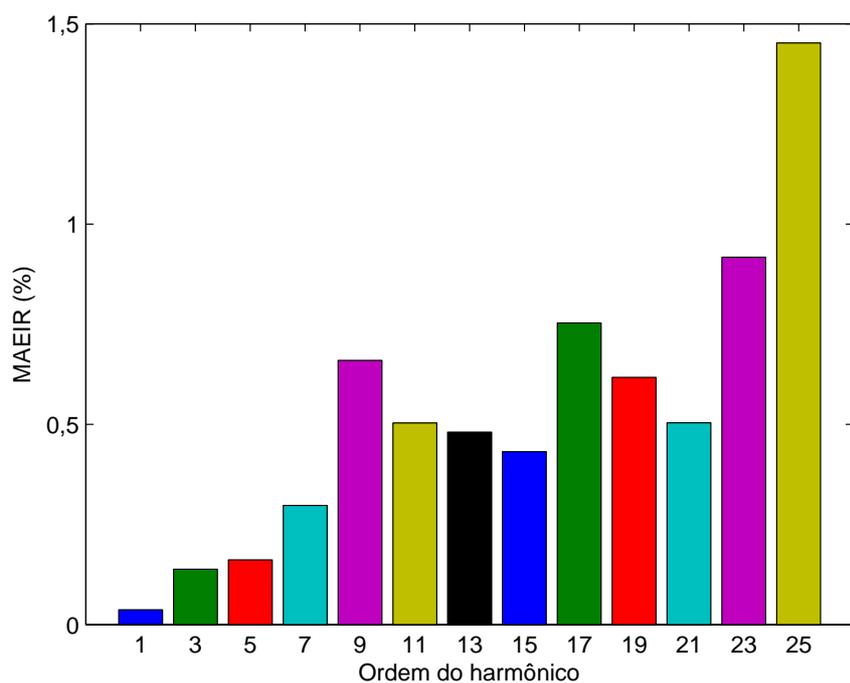


Figura 3.20: valores do MAEIR das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1A é utilizada.

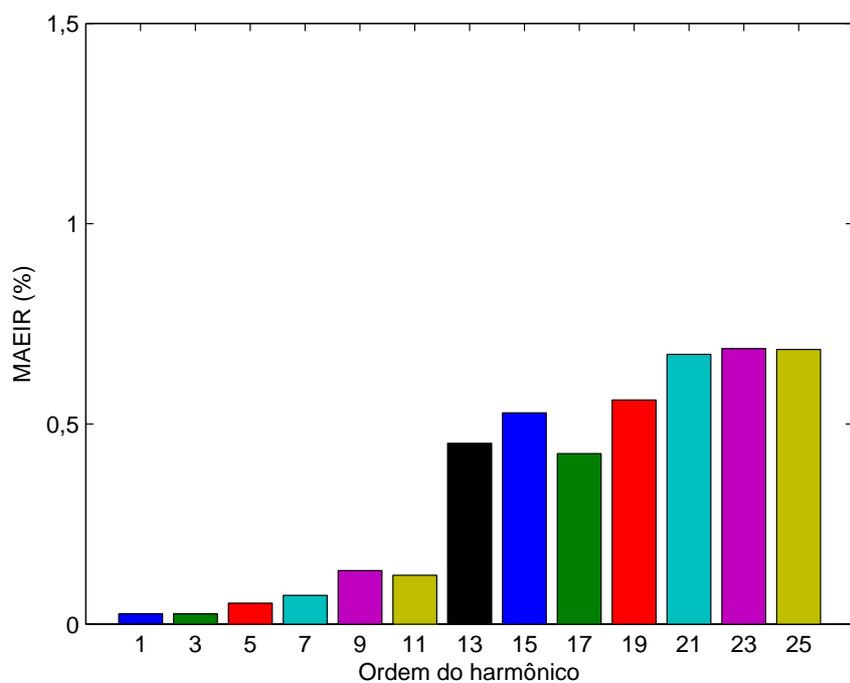


Figura 3.21: valores do MAEIR das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) utilizando a versão DEMOD 1B da técnica proposta.

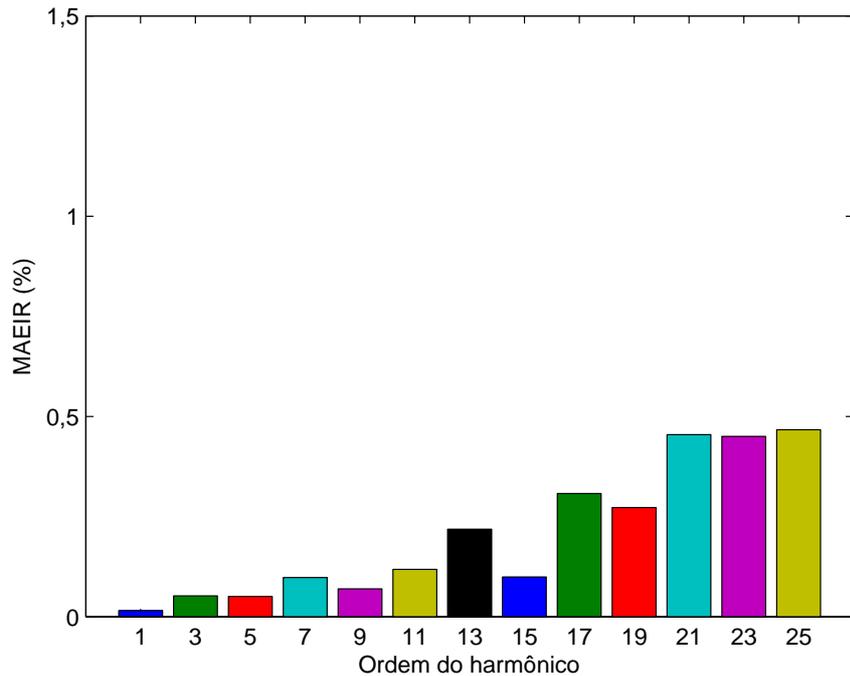


Figura 3.22: valores do MAEIR das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) quando a versão DEMOD 1C é utilizada.

considerando o sinal dado por (3.22) com SNR de 60 dB. Os valores do MAEIR, para amplitude e fase, são de 0,0077% e 0,0042% para a versão DEMOD 1C e 0,0950% e 0,0067% para a técnica introduzida em DJURIĆ *et al.* (1992), mostrando assim, que esta última, além de possuir maior atraso de estimação também apresenta erro de estimação maior. A magnitude da resposta em frequência do filtro de Bessel usado é mostrada na Fig. 3.24.

Para a comparação de desempenho com outras técnicas, a versão DEMOD 1C é comparada com as técnicas de estimação de harmônicos introduzidas em THORP *et al.* (1985), CHUDAMANI *et al.* (2009) e K.-GHARTEMANI e IRAVANI (2005). Para notação dos gráficos desta tese, as siglas adotadas para estas técnicas são DFT, LS e EPLL, respectivamente.

Na Fig. 3.25 são mostradas as estimativas temporais dos harmônicos de ordens 1, 3 e 25 quando ocorre uma queda de 50% na amplitude do sinal considerando a versão DEMOD 1C e as técnicas DFT, LS e EPLL. Com o intuito de ilustrar estimativas temporais para um sinal medido, um sinal de tensão foi adquirido no Laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicações (LAPTEL) da Universidade Federal de Juiz de Fora na rede de distribuição de baixa tensão de 127 volts. Sua forma de onda, em 3 ciclos do sinal, é mostrada na Fig. 3.26. As estimativas temporais da amplitude do componente fundamental e do 3º harmônico são mostrados nas Figs. 3.27 e 3.28, respectivamente.

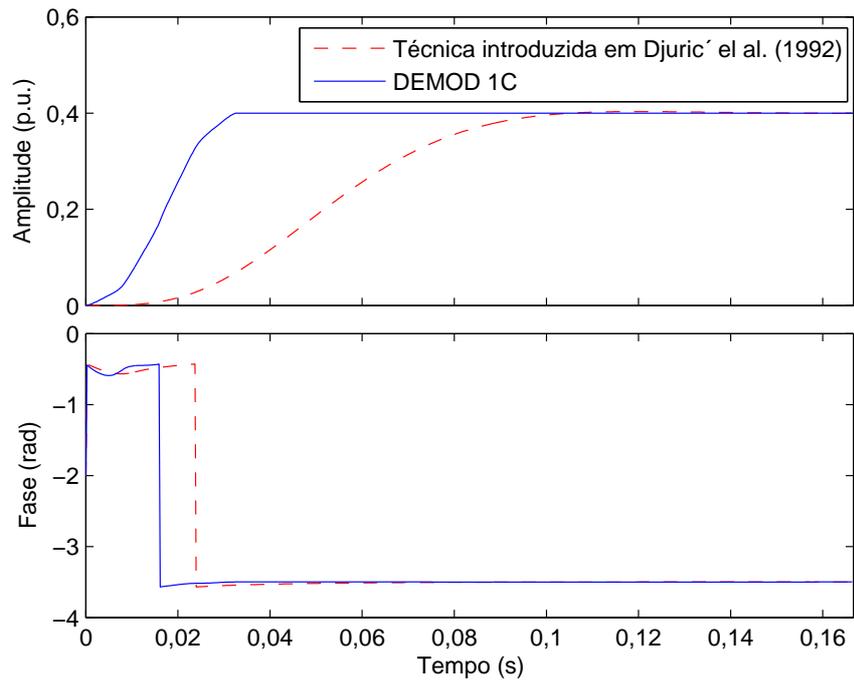


Figura 3.23: Estimativas temporais da amplitude do componente fundamental do sinal (3.22) considerando a versão DEMODO 1C e a técnica introduzida em DJURIĆ *et al.* (1992).

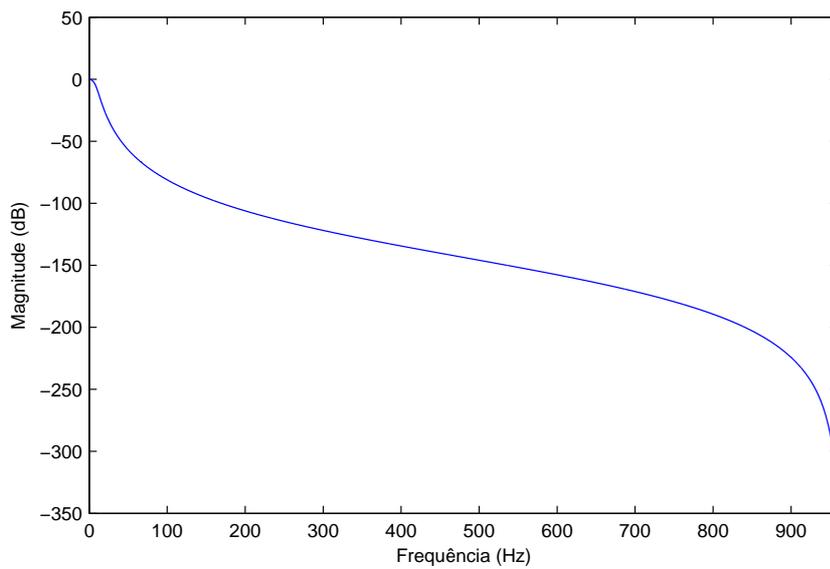


Figura 3.24: Magnitude da resposta em frequência do filtro de Bessel usado na técnica introduzida em DJURIĆ *et al.* (1992).

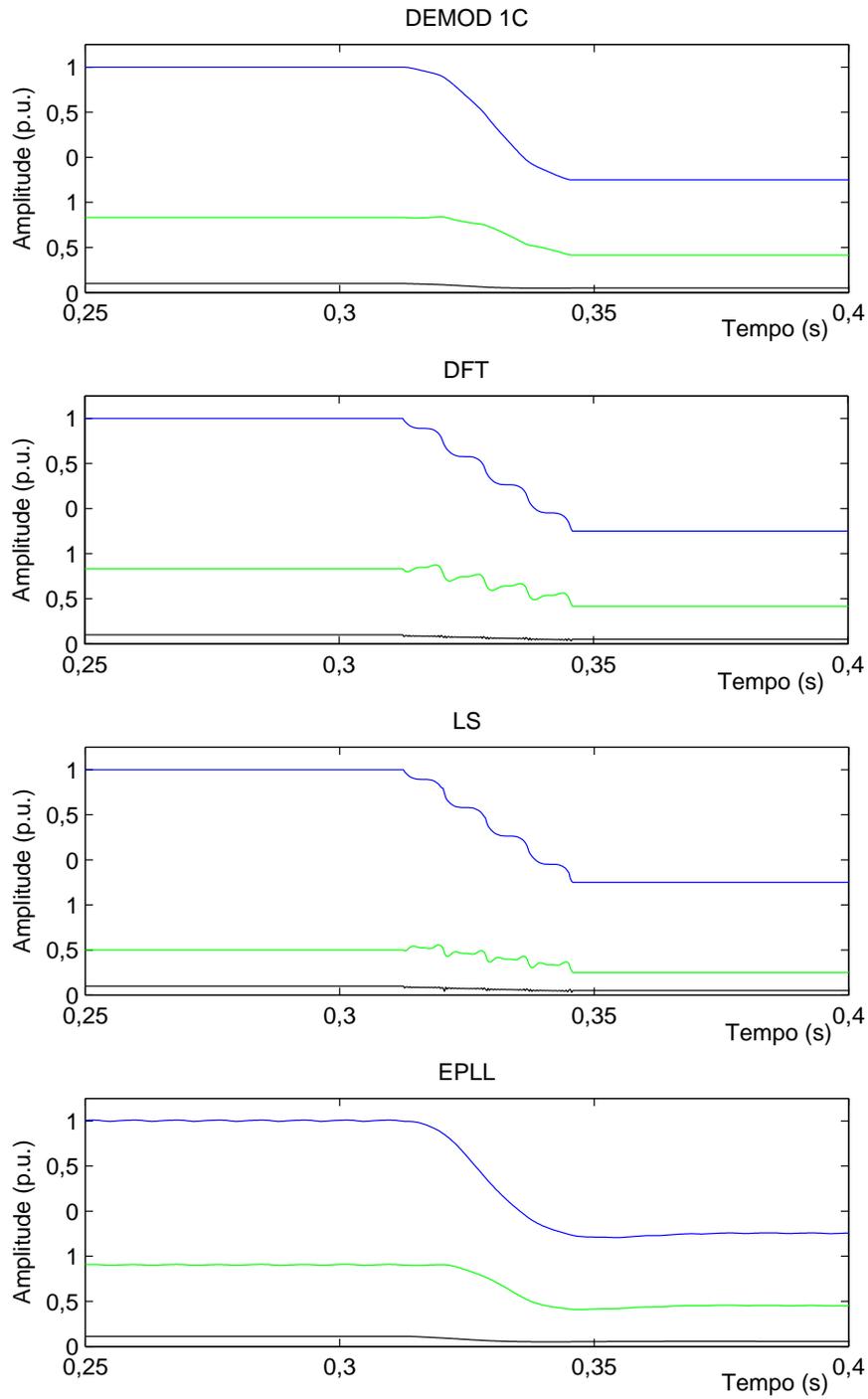


Figura 3.25: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (3.22) na ocorrência de uma queda de 50% na sua amplitude quando a versão DEMOD 1C e as técnicas DFT, LS e EPLL são utilizadas.

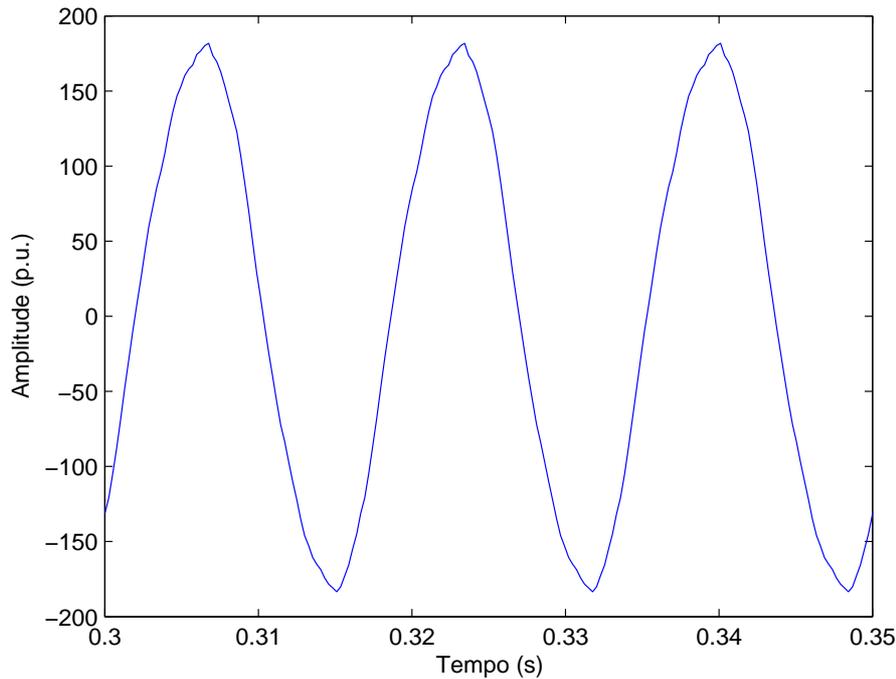


Figura 3.26: Três ciclos de um sinal de tensão aquisitionado no Laboratório de Processamento de Sinais e Telecomunicações (LAPTEL) da Universidade Federal de Juiz de Fora.

Tabela 3.3: Custo computacional da versão DEMOD 1C e das técnicas DFT, LS e EPLL para a estimação das amplitudes e fases dos 13 harmônicos do sinal 3.22

<b>Técnica</b>	<b>Número de adições</b>	<b>Número de Multiplicações</b>
<b>DEMOD 1C</b>	117	104
<b>DFT</b>	65	78
<b>LS</b>	211.341	213.044
<b>EPLL</b>	250	448

No intuito de fornecer uma comparação de desempenho de erro de estimativa e ao mesmo tempo verificar como desvios de frequência afetam a técnica usada, nas Figs. 3.29 e 3.30, são apresentados os valores do MAEIR calculados para as estimativas dos harmônicos de ordens 3 e 25. Nesse caso, foram consideradas diversas estimativas para o sinal (3.22) com frequência fundamental entre 59,5 Hz e 60,5 Hz. Em relação ao custo computacional, a Tabela 3.3 mostra o número de adições e multiplicações necessários para a versão DEMOD 1C e para as técnicas DFT, LS e EPLL estimarem as amplitudes e fases dos 13 componentes harmônicos do sinal dado em (3.22).

Pelos resultados apresentados, constata-se que a versão DEMOD 1C e as técnicas DFT e LS apresentam o mesmo atraso de estimação (2 ciclos), enquanto a técnica EPLL apresenta um atraso de estimação um pouco superior a 4 ciclos. Em relação ao erro de estimação, nota-se que a técnica proposta (DEMOD 1C) apresenta o melhor

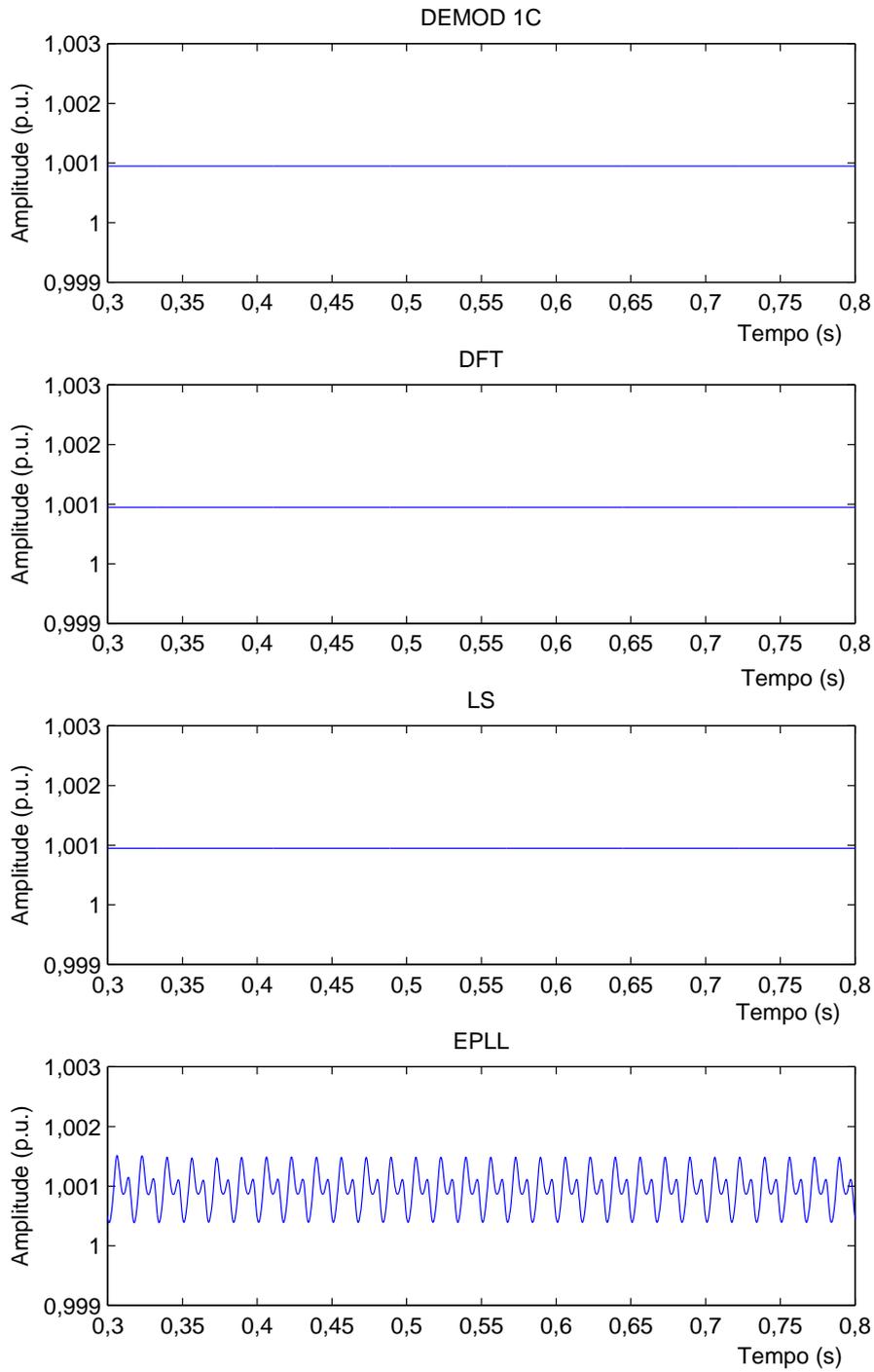


Figura 3.27: Estimativas temporais da amplitude do componente fundamental do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com versão DEMOD 1C e as técnicas DFT, LS e EPLL.

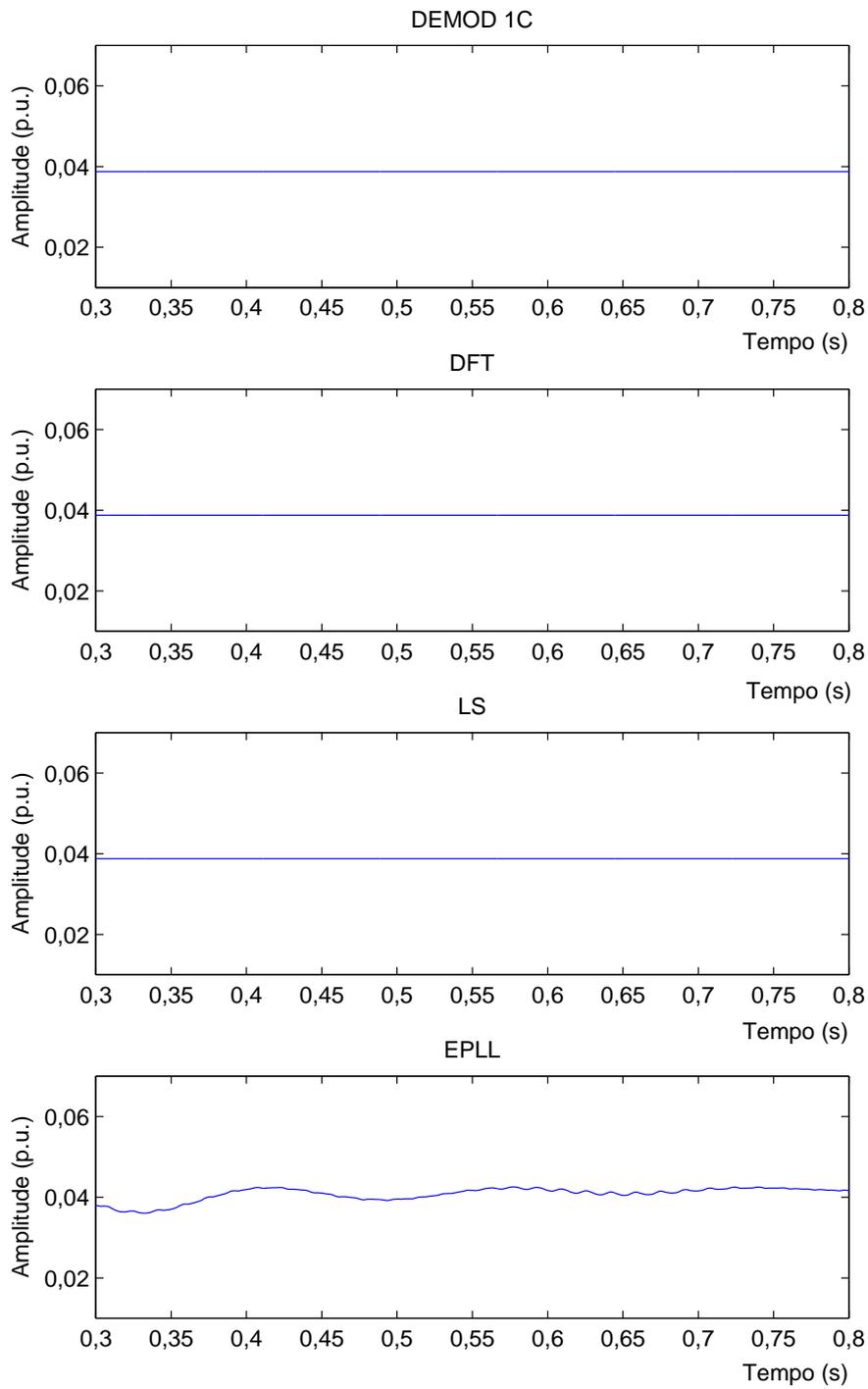


Figura 3.28: Estimativas temporais da amplitude do 3º harmônico do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com a versão DEMOD 1C e as técnicas DFT, LS e EPLL.

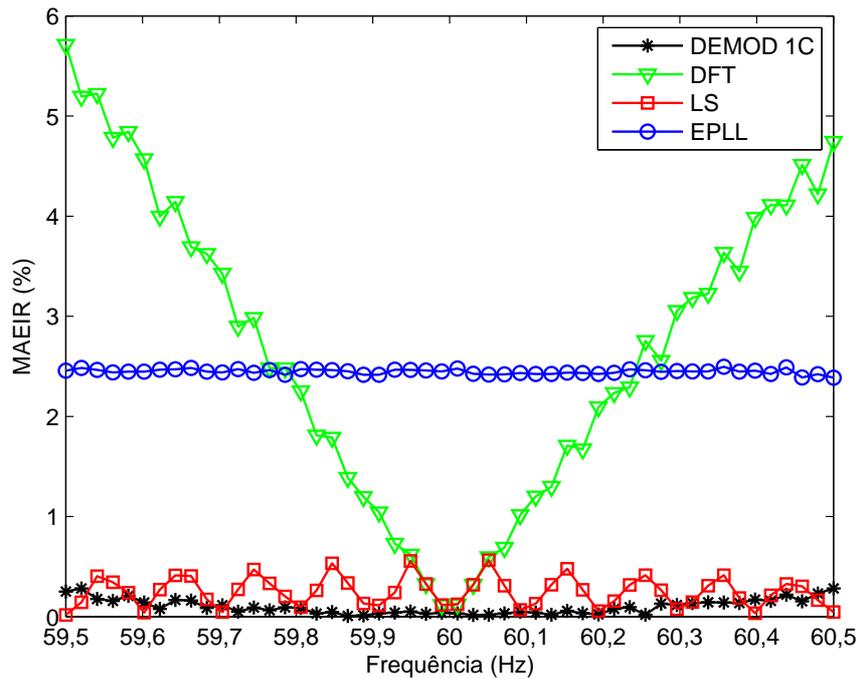


Figura 3.29: Valores do MAEIR das estimativas do harmônico de 3<sup>a</sup> ordem do sinal (3.22) quando a frequência fundamental varia de 59,5 Hz a 60,5 Hz.

desempenho próximo de 60 Hz para a estimativa do harmônico de ordem superior considerado. No entanto, as técnicas LS e EPLL apresentam resultados melhores para desvios de frequência maiores. Com respeito ao custo computacional, a técnica LS apresenta um custo muito superior às outras técnicas, sendo que a técnica DFT é a que apresenta o menor custo.

### 3.5 Conclusões

Neste capítulo, foi apresentada uma técnica de estimativa de harmônicos baseada em um método simples e eficiente de filtragem utilizando filtros média-móvel, o que a torna uma boa alternativa para implementação em *hardwares* de custo reduzido. A técnica proposta é capaz de estimar harmônicos com atraso de 1/2 ciclo, 1 ciclo e 2 ciclos do componente fundamental, fazendo com que seja atraente para aplicações em que uma estimativa rápida e razoável é necessária.

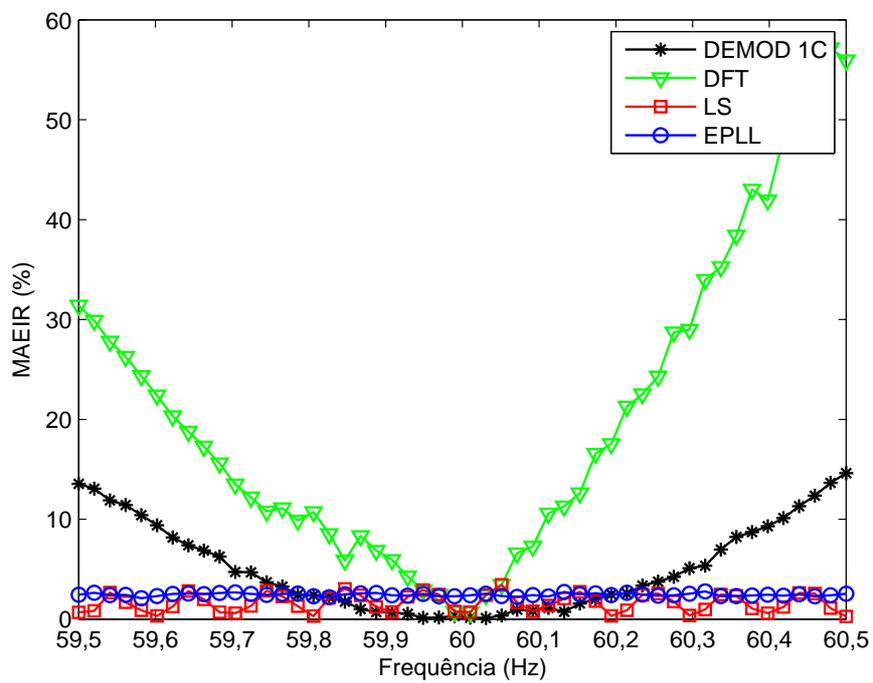


Figura 3.30: Valores do MAEIR das estimativas do harmônico de 25<sup>a</sup> ordem do sinal (3.22) quando a frequência fundamental varia de 59,5 Hz a 60,5 Hz.

# Capítulo 4

## Uma Técnica de Estimação de Harmônicos com Frequência Fundamental Variante

O Capítulo 3 introduziu uma técnica de demodulação para a estimação das amplitudes e fases de harmônicos considerando que não há variação da frequência fundamental. Apesar dessas técnicas também poder ser usada para fornecer uma estimativa grosseira de harmônicos com frequência fundamental variante, ela não se adapta às aplicações em que uma estimação precisa é requerida. Objetivando lidar com esse problema, uma nova abordagem de filtragem e o controle dos sinais demoduladores por um estimador de frequência são propostos neste capítulo. Com isso, harmônicos com desvios de frequência podem ser estimados com erro reduzido. Assim, neste capítulo, discute-se uma nova formulação para a técnica de demodulação, em que o conceito de desvio de frequência instantânea é inserido para, sobretudo, evidenciar a necessidade dessa nova abordagem. A técnica apresentada neste capítulo é denominada como DEMOD 2.

### 4.1 Formulação da Técnica

Considere que o sinal elétrico do SEP seja dado por (2.1), repetido aqui novamente. Assim,

$$x(t) = \sum_{m=1}^{N_h} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + \phi_m(t)] + \eta(t). \quad (4.1)$$

Como foi discutido no Capítulo 2, a frequência angular instantânea do  $m$ -ésimo harmônico pode ser definida como a derivada temporal do argumento da função

cossenoidal, ou seja

$$\psi_m(t) = \frac{d[m\Omega_0 t + \phi_m(t)]}{dt} = m\Omega_0 + \frac{d\phi_m(t)}{dt}. \quad (4.2)$$

Considerando  $\Omega_0$  constante, qualquer variação em  $\psi_m(t)$  é relacionada com o termo  $d\phi_m(t)/dt$ . Como  $\psi_m(t) = m\psi_1(t)$ , por indução, a partir de (4.2), tem-se

$$\begin{aligned} m\Omega_0 + \frac{d\phi_m(t)}{dt} &= m \left[ \Omega_0 + \frac{d\phi_1(t)}{dt} \right] \\ \therefore \frac{d\phi_m(t)}{dt} &= m \frac{d\phi_1(t)}{dt}. \end{aligned} \quad (4.3)$$

A seguir, considere que os sinais demoduladores sejam dados por

$$d_{c_k}(t) = \cos[k\Omega_0 t + \varphi_k(t)] \quad (4.4)$$

e

$$d_{s_k}(t) = \text{sen}[k\Omega_0 t + \varphi_k(t)], \quad (4.5)$$

em que  $k \in \{1, 2, \dots, N_h\}$  é a ordem do harmônico a ser estimado e  $\varphi_k(t)$  representa a fase instantânea de  $d_{c_k}(t)$  e  $d_{s_k}(t)$ . Utilizando a definição de desvio de frequência instantânea, a frequência instantânea de ambos os sinais demoduladores é dada por

$$v_k(t) = \frac{d[k\Omega_0 t + \varphi_k(t)]}{dt} = k\Omega_0 + \frac{d\varphi_k(t)}{dt}. \quad (4.6)$$

Definindo  $v_1(t)$  como a frequência angular fundamental de demodulação, a partir de (4.6) obtém-se

$$\frac{d\varphi_k(t)}{dt} = k \frac{d\varphi_1(t)}{dt}. \quad (4.7)$$

Multiplicando  $x(t)$  por  $d_{c_k}(t)$  e  $d_{s_k}(t)$  obtêm-se, respectivamente, os sinais  $y_{c_k}(t)$  e  $y_{s_k}(t)$ , os quais são expressos por

$$y_{c_k}(t) = \sum_{m=1}^{N_h} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + \phi_m(t)] \cos[k\Omega_0 t + \varphi_k(t)] + \eta(t) \cos[k\Omega_0 t + \varphi_k(t)] \quad (4.8)$$

e

$$y_{s_k}(t) = \sum_{m=1}^{N_h} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + \phi_m(t)] \text{sen}[k\Omega_0 t + \varphi_k(t)] + \eta(t) \text{sen}[k\Omega_0 t + \varphi_k(t)], \quad (4.9)$$

respectivamente. Após manipulações trigonométricas, (4.8) e (4.9) tornam-se

$$\begin{aligned}
y_{c_k}(t) &= \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + k\Omega_0 t + \phi_m(t) + \varphi_k(t)] \\
&+ \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t - k\Omega_0 t + \phi_m(t) - \varphi_k(t)] \\
&+ \eta(t) \cos[k\Omega_0 t + \varphi_k(t)]
\end{aligned} \tag{4.10}$$

e

$$\begin{aligned}
y_{s_k}(t) &= \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \text{sen}[m\Omega_0 t + k\Omega_0 t + \phi_m(t) + \varphi_k(t)] \\
&- \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \text{sen}[m\Omega_0 t - k\Omega_0 t + \phi_m(t) - \varphi_k(t)] \\
&+ \eta(t) \text{sen}[k\Omega_0 t + \varphi_k(t)],
\end{aligned} \tag{4.11}$$

respectivamente.

Utilizando o conceito de desvio de frequência instantânea, as frequências instantâneas do primeiro e do segundo termos de (4.10) e (4.11) são dadas, respectivamente, por

$$\Phi_k(t) = m\Omega_0 + k\Omega_0 + \frac{d\phi_m(t)}{dt} + \frac{d\varphi_k(t)}{dt} \tag{4.12}$$

e

$$\Psi_k(t) = m\Omega_0 - k\Omega_0 + \frac{d\phi_m(t)}{dt} - \frac{d\varphi_k(t)}{dt} \tag{4.13}$$

para  $m = 1, 2, \dots, N_h$  e  $k = 1, 2, \dots, N_h$ .

Substituindo (4.3) e (4.7) em (4.12)-(4.13), obtêm-se

$$\Phi_k(t) = (m + k)\Omega_0 + m \frac{d\phi_1(t)}{dt} + k \frac{d\varphi_1(t)}{dt} \tag{4.14}$$

e

$$\Psi_k(t) = (m - k)\Omega_0 + m \frac{d\phi_1(t)}{dt} - k \frac{d\varphi_1(t)}{dt} \tag{4.15}$$

para  $m = 1, 2, \dots, N_h$  e  $k = 1, 2, \dots, N_h$ .

Considerando que  $d\varphi_1(t)/dt$  seja uma estimativa de  $d\phi_1(t)/dt$  (i.e.,  $\varphi_1(t)$  será estimado com a utilização de um estimador de frequência tal que  $d\varphi_1(t)/dt \cong d\phi_1(t)/dt$ ), (4.14) e (4.15) tornam-se

$$\Phi_k(t) \cong (m + k) \left[ \Omega_0 + \frac{d\phi_1(t)}{dt} \right] = (m + k)\psi_1(t) \tag{4.16}$$

e

$$\Psi_k(t) \cong (m - k) \left[ \Omega_0 + \frac{d\phi_1(t)}{dt} \right] = (m - k)\psi_1(t) \quad (4.17)$$

para  $m = 1, 2, \dots, N_h$ . Uma vez que o termo  $(m - k)$  pode assumir valores negativos em (4.17),  $\Psi_k(t)$  também pode se tornar negativo. De forma a lidar somente com frequências positivas, adota-se  $|\Psi_k(t)|$  para representar as frequências dos sinais (4.10) e (4.11).

Finalmente, a partir de  $(m + k)\psi_1(t)$  e  $|(m - k)\psi_1(t)|$ , considerando  $m = 1, 2, \dots, N_h$ , pode-se concluir que ambos os sinais demoduladores, representados por  $y_{c_k}(t)$  e  $y_{s_k}(t)$ , possuem um CC (para  $m = k$ ) e componentes de frequência localizados em  $\psi_1(t), 2\psi_1(t), 3\psi_1(t), \dots, \max(k - 1, N_h - k)\psi_1(t), (k + 1)\psi_1(t), (k + 2)\psi_1(t), \dots, (N_h + 1)\psi_1(t)$ . Filtrando  $y_{c_k}(t)$  e  $y_{s_k}(t)$  por um filtro passa-baixas apropriado, os CC podem ser extraídas, resultando em

$$y_{cc_k}(t) = \frac{1}{2}A_k(t) \cos[\phi_k(t) - \varphi_k(t)] + \eta_c(t) \quad (4.18)$$

e

$$y_{ss_k}(t) = -\frac{1}{2}A_k(t) \text{sen}[\phi_k(t) - \varphi_k(t)] + \eta_s(t), \quad (4.19)$$

respectivamente, em que  $\eta_c(t)$  e  $\eta_s(t)$  denotam as versões passa-baixas de  $\eta(t) \cos[k\Omega_0 t + \phi_k(t)]$  e  $\eta(t) \text{sen}[k\Omega_0 t + \phi_k(t)]$ , respectivamente.

Supondo que o filtro passa-baixas é seletivo o suficiente ao redor de 0 Hz, os componentes  $\eta_c(t)$  e  $\eta_s(t)$  podem ser considerados desprezíveis e, assim sendo, a amplitude e a fase do  $k$ -ésimo componente harmônico podem ser estimadas por

$$\hat{A}_k(t) = 2\sqrt{y_{cc_k}^2(t) + y_{ss_k}^2(t)} \quad (4.20)$$

e

$$\hat{\phi}_k(t) = -\text{arctg} \left[ \frac{y_{ss_k}(t)}{y_{cc_k}(t)} \right] + \varphi_k(t), \quad (4.21)$$

respectivamente. Como em SEPs é interessante a estimação da diferença de fase de dois sinais (por exemplo,  $x_a(t)$  e  $x_b(t)$ ) e uma vez que os sinais demoduladores são assumidos iguais para todos os sinais em um mesmo sistema interconectado, as estimativas  $\varphi_k(t)$  são as mesmas para ambos os sinais  $x_a(t)$  e  $x_b(t)$  e, portanto,  $\Delta\hat{\phi}_k(t) = \hat{\phi}_{k_a}(t) - \hat{\phi}_{k_b}(t)$  é independente de  $\varphi_k(t)$ . Dessa forma,  $\varphi_k(t)$  pode ser subtraída da estimativa individual de fase sem que a diferença de fases a ser posteriormente obtida seja afetada, ou seja,

$$\hat{\phi}_k(t) = -\text{arctg} \left[ \frac{y_{ss_k}(t)}{y_{cc_k}(t)} \right]. \quad (4.22)$$

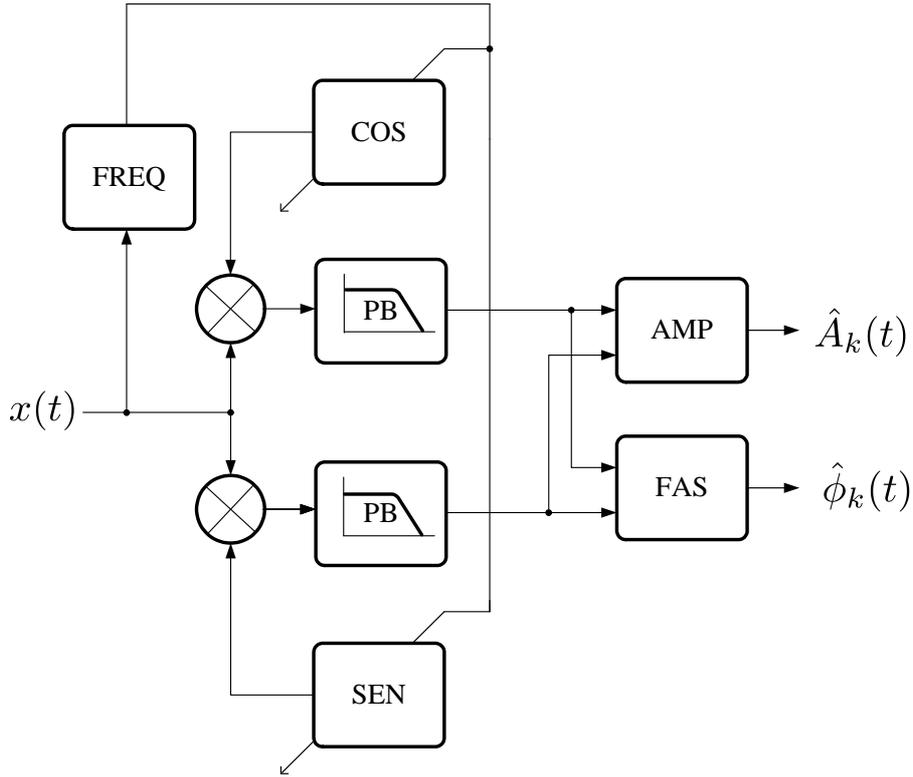


Figura 4.1: Diagrama de blocos da técnica proposta para a estimação de harmônicos com desvios de frequência com erro reduzido de estimação.

Baseado na formulação apresentada, o diagrama de blocos da técnica proposta é ilustrado na Fig. 4.1. Novamente, os blocos PB implementam filtros passa-baixas equivalentes. Já os blocos COS e SEN implementam os sinais demoduladores expressos por (4.4) e (4.5), respectivamente. Os blocos AMP e FAS implementam as expressões dadas por (4.20) e (?). E, finalmente, o bloco FREQ estima a frequência fundamental do sinal com o intuito de controlar os sinais demoduladores a partir da atualização de  $\varphi_k(t)$ .

É importante explicar que a função do ajuste nos sinais demoduladores (a partir de  $d\varphi_1(t)/dt \cong d\phi_1(t)/dt$ ) é tornar o espectro de interesse do sinal demodulado o mais próximo possível de CC (0 Hz), fazendo com que as especificações do filtro também possam ser mais próximas de CC no intuito de fornecer atenuação maior aos componentes de frequência de menor interesse do sinal demodulado. Note que, caso não seja utilizada tal estratégia, o espectro de interesse do sinal demodulado poderia estar consideravelmente afastado de 0 Hz e esse afastamento seria maior tanto maior quanto for o valor de  $k$ .

## 4.2 Implementação Digital da Técnica

A versão discreta do sinal (4.1), como foi apresentada no Capítulo 3, é dada por

$$x[n] = \sum_{m=1}^{N_h} A_m[n] \cos(mw_0n + \phi_m[n]) + \eta[n]. \quad (4.23)$$

Os sinais demoduladores (4.4) e (4.5) se tornam

$$d_{c_k}[n] = \cos(kw_0n + \varphi_k[n]) \quad (4.24)$$

e

$$d_{s_k}[n] = \text{sen}(kw_0n + \varphi_k[n]). \quad (4.25)$$

Utilizando a discretização do operador derivada

$$\frac{d\varphi_k(t)}{dt} \Leftrightarrow f_s(\varphi_k[n] - \varphi_k[n-1]), \quad (4.26)$$

a versão discreta da frequência (4.6) é dada por

$$v_k[n] = k\Omega_0 + f_s(\varphi_k[n] - \varphi_k[n-1]). \quad (4.27)$$

Assumindo que a frequência  $v_k[n] = kv_1[n]$  do sinal demodulador seja igual à  $k$ -ésima frequência harmônica  $k\psi_1[n]$  do sinal  $x[n]$ , de (4.27) tem-se

$$\varphi_k[n] = \varphi_k[n-1] + \frac{k}{f_s}(\psi_1[n] - \Omega_0). \quad (4.28)$$

Vale ressaltar que a frequência  $\psi_k[n]$  fornece diretamente  $\psi_k(t)$  na sua versão discreta em rad/s (não a versão digital normalizada por  $f_s$ ).

A equação (4.28) significa que se a frequência fundamental  $\psi_1[n]$  do sinal original  $x[n]$  é estimada, as estimativas de fase  $\varphi_k[n]$  de ambos os sinais demoduladores podem ser obtidas a cada período de amostragem. Conseqüentemente, a frequência  $v_k[n]$  de ambos os sinais demoduladores, que depende da diferença discreta de  $\varphi_k[n]$ , pode ser ajustada para que seja aproximadamente igual à frequência do  $k$ -ésimo harmônico  $\psi_k[n]$  a cada amostra. Para tanto, diversas estruturas de processamento de sinais podem ser utilizadas para obter  $\psi_1[n]$  (BEGOVIĆ *et al.* (1993); AKKE (1997); KAMWA *et al.* (2004); CHUDAMANI *et al.* (2009); TERZIJA (2003); K.-GHARTEMANI e IRAVANI (2003); DASH *et al.* (2000); ROUTRAY *et al.* (2002); SALCIC e MIKHAEL (2000)). Neste trabalho, o estimador de frequência introduzido em K.-GHARTEMANI e IRAVANI (2004) é utilizado para este fim devido a sua simplicidade e ao seu custo computacional reduzido.

Apesar de se fazer o ajuste nos sinais demoduladores, na prática, não se pode

garantir que o espectro de interesse dos sinais demodulados se localizem exatamente ou muito próximo de 0 Hz. Assim, para se especificar o filtro, é útil, primeiramente, conhecer o erro do estimador de frequência utilizado para também conhecer o quão distante de 0 Hz estará o componente demodulado de interesse. Isso porque, o filtro a ser projetado deve ter faixa de passagem plana até a máxima frequência demodulada considerada, para que não sejam introduzidas distorções no termo  $A_k(t)$  em (4.18) e (4.19). Além disso, a faixa de passagem do filtro deve ter fase linear ou quase linear para que erros significativos não ocorram nas estimativas das fases. Isso pode ser notado pelo aparecimento de termos indesejados adicionados ao termo  $\phi_k(t)$  em (4.18) e (4.19), caso o filtro seja de fase não-linear.

Baseado no exposto, este capítulo propõe o projeto de um filtro passa-baixas IIR (*infinite impulse response*) de Chebyshev do tipo 2 (DINIZ *et al.* (2002); SMITH (1999); PARKS e BURRUS), devido a esse filtro apresentar faixa de passagem plana e fase aproximadamente linear próxima a 0 Hz. Para determinar o erro máximo do estimador de frequência utilizado neste trabalho, foram realizadas 1000 estimativas de frequência, considerando sinais gerados aleatoriamente da seguinte forma: taxa de distorção harmônica (TDH) entre 5% a 20% e SNR entre 50 dB e 70 dB. Os valores das amplitudes  $A_m[n]$  dos sinais foram gerados aleatoriamente e uniformemente entre 0 e  $1/m$ . Já os valores das fases  $\phi_k[n]$  foram gerados aleatoriamente e uniformemente entre  $-\pi$  e  $\pi$ . Tais valores foram usados levando-se em conta valores típicos de sistemas elétricos apresentados em SOCIETY (1992), TOMIĆ *et al.* (2007) e SOCIETY (2008). É importante mencionar que a TDH aqui considerada se refere aos sinais de tensão pois, geralmente, a frequência é estimada a partir desses sinais, visto que eles apresentam menores distorções na forma de onda e são mais estável que sinais de corrente, proporcionando assim erro menor na estimativa.

Os erros máximos de cada estimativa em Hz (em valor absoluto), são mostrados na Fig. 4.2. Tais erros são obtidos considerando as últimas amostras estimadas, após a convergência do algoritmo, correspondente ao último ciclo do sinal estimado. Observando os erros na figura, nota-se que o valor do erro máximo  $\varepsilon_{max} = \max_n |\hat{f}_1[n] - f_1[n]|$ , em que  $f_1[n] = \psi_m[n]/2\pi$ , corresponde a 0,47 Hz. Baseado nesse valor e adotando uma estimação de harmônicos de ordem até  $N_h$ , assume-se o seguinte valor de desvio de frequência para projeto do filtro:

$$\varepsilon_{max, N_h} = N_h(\varepsilon_{max} + T), \quad (4.29)$$

em que  $T$  representa um critério de tolerância heurístico. Dessa forma, considerando  $N_h = 25$  e  $\varepsilon_{max} + T = 0,5$ , tem-se  $\varepsilon_{max, N_h} = 12,5$  Hz, que é o valor utilizado para especificar a banda em que o filtro deve ter resposta em frequência aproximadamente plana e fase aproximadamente linear. Observe que, uma vez o filtro apresentando faixa

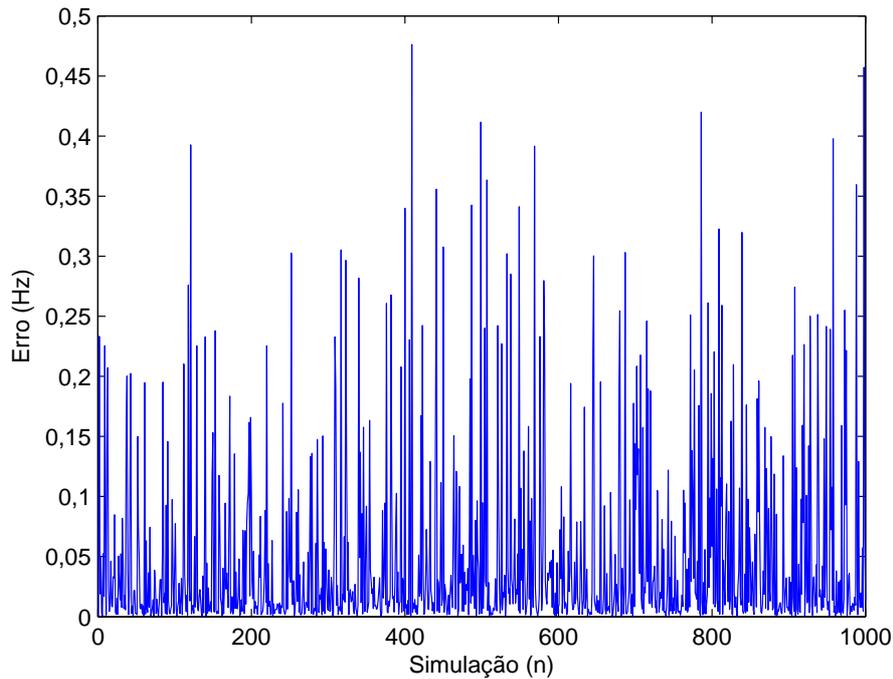


Figura 4.2: Erros  $\varepsilon_{max}$  do estimador de frequência utilizado para 1.000 realizações.

de passagem plana e fase quase linear até o valor de  $\varepsilon_{max, N_h}$ , o erro do estimador de frequência não interfere nas estimativas dos harmônicos desde que seu erro não ultrapasse  $\varepsilon_{max, N_h}$ .

De modo a se projetar o filtro digital passa-baixas de Chebyshev do tipo 2, deve-se especificar (no domínio analógico) a frequência da extremidade direita da banda de passagem  $\Omega_p$  e a frequência da extremidade esquerda da banda de rejeição  $\Omega_r$ . Além disso, a variação máxima  $A_p$  desejada na banda de passagem e a atenuação desejada  $A_r$  na banda de rejeição, ambas em dB, devem também ser especificadas. O protótipo do filtro desejado é mostrado na Fig. 4.3, o qual mostra os valores em questão. Para o projeto em questão, foram considerados os seguintes parâmetros de projeto: variação máxima na banda de passagem ( $A_p$ ) de 1 dB, atenuação na banda de rejeição ( $A_r$ ) de 100 dB, banda de passagem até a frequência de 12,5 Hz ( $\Omega_p = 2\pi 12,5$  rad/s) e frequência de corte em 120 Hz ( $\Omega_r = 2\pi 120$  rad/s). O valor  $\Omega_r$  foi escolhido de forma a se ter atenuação a partir do 2º harmônico. Já os valores  $A_p$  e  $A_r$  foram escolhidos devido a obtenção de resultados satisfatórios em testes experimentais. Desta forma, um filtro de ordem  $M = 5$  foi obtido. A função de

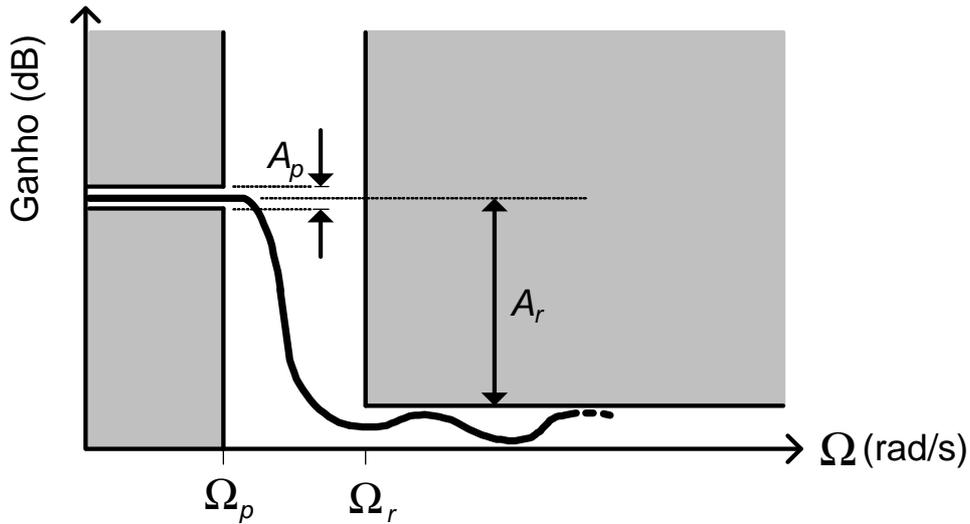


Figura 4.3: Protótipo do filtro passa-baixas a ser projetado.

$b_0$	0,0000048416891190906
$b_1$	-0,0000137906487841884
$b_2$	0,0000089714088935265
$b_3$	0,0000089714088935265
$b_4$	-0,0000137906487841884
$b_5$	0,0000048416891190906
$a_0$	1,000000000000000
$a_1$	-4,889345117629991
$a_2$	9,563478250876626
$a_3$	-9,354157234666660
$a_4$	4,575264503761448
$a_5$	-0,895240357442966

Tabela 4.1: Coeficientes do filtro digital projetado.

transferência do filtro projetado é dada por

$$H(z) = \frac{\sum_{l=0}^5 b_l z^{-l}}{\sum_{l=0}^5 a_l z^{-l}}, \quad (4.30)$$

em que os valores dos coeficientes do filtro,  $b_l$  e  $a_l$ , são mostrados na Tabela 4.1. A magnitude da resposta em frequência do filtro obtido através de  $H(z)$  é ilustrado na Fig. 4.4. Já na Fig. 4.5, são mostrados a magnitude e a fase da resposta em frequência do mesmo filtro, mas, considerando somente a faixa de frequência entre 0 e 12,5 Hz. Nota-se resposta consideravelmente plana para a magnitude (variação menor que 0,001 dB) e resposta quase linear para a fase.

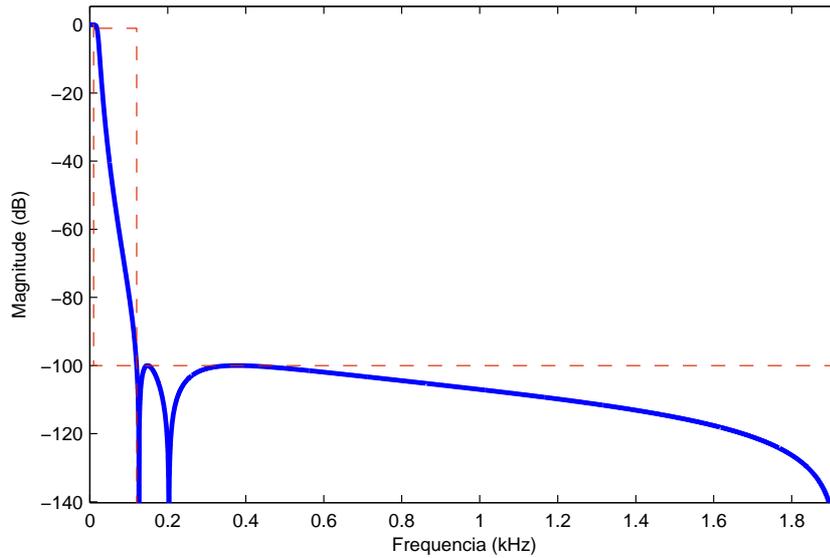


Figura 4.4: Magnitude da resposta em frequência do filtro de Chebyshev IIR passa-baixas projetado.

Tabela 4.2: Custo computacional da técnica DEMOD 2

Técnica	Número de adições	Número de Multiplicações
DEMOD 2	$2M + 10$	$2M + 16$

### 4.3 Custo Computacional

O custo computacional da técnica DEMOD 2 para a estimação da amplitude e fase de um determinado componente harmônico, por amostra, é dado na Tabela 4.2. Observe que o custo é função da ordem  $M$  do filtro.

## 4.4 Análise de Desempenho

Nesta seção, apresenta-se a análise de desempenho da técnica DEMOD 2. Em todas as simulações, a frequência de amostragem é  $f_s = 64 \times 60$  Hz.

### 4.4.1 Desempenho no Tempo

Estimativas temporais das amplitudes e fases, utilizando a técnica DEMOD 2, são apresentadas nas Figs. 4.6 e 4.7, respectivamente. O sinal teste é o mesmo dado

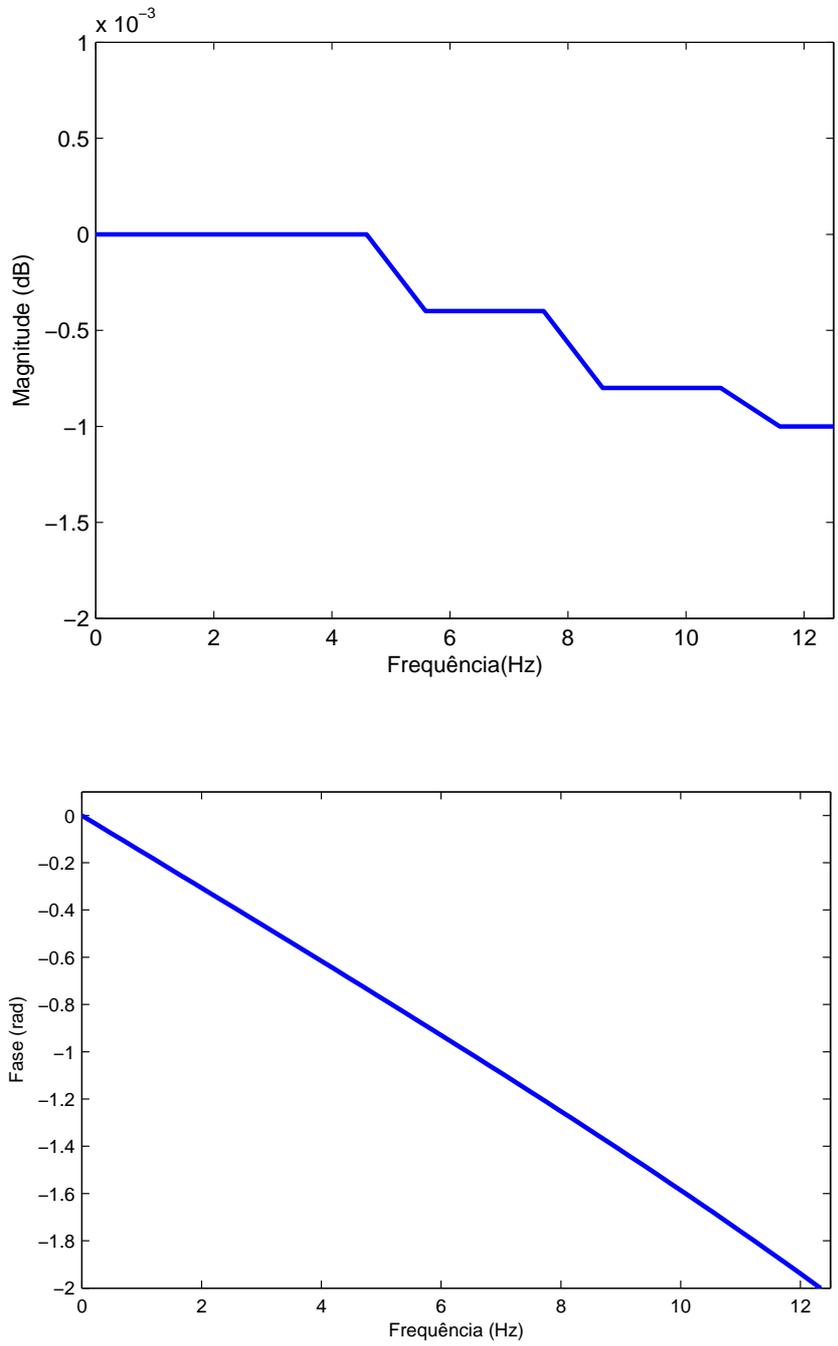


Figura 4.5: Magnitude e fase da resposta em frequência do filtro de Chebyshev IIR passa-baixas projetado entre 0 Hz a 12,5 Hz.

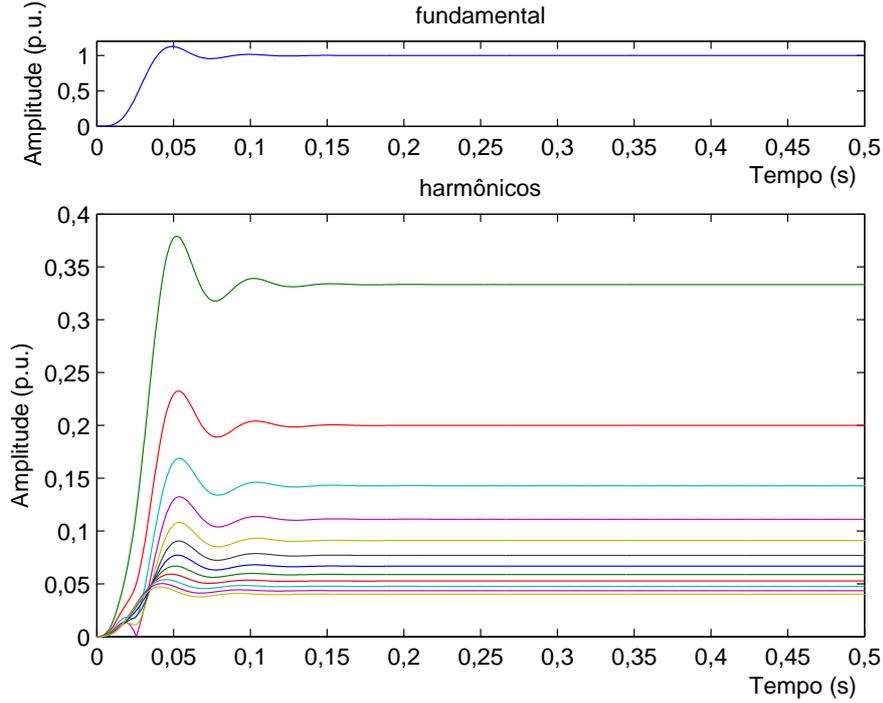


Figura 4.6: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (4.31), utilizando a técnica DEMOD 2.

por (3.22), repetido aqui por conveniência. Assim,

$$\begin{aligned}
 x[n] = & \cos(w_0n + \phi_1[n]) + \frac{1}{3} \cos(3w_0n + \phi_3[n]) \\
 & + \frac{1}{5} \cos(5w_0n + \phi_5[n]) + \frac{1}{7} \cos(7w_0n + \phi_7[n]) \\
 & + \frac{1}{9} \cos(9w_0n + \phi_9[n]) + \frac{1}{11} \cos(11w_0n + \phi_{11}[n]) \\
 & + \frac{1}{13} \cos(13w_0n + \phi_{13}[n]) + \frac{1}{15} \cos(15w_0n + \phi_{15}[n]) \\
 & + \frac{1}{17} \cos(17w_0n + \phi_{17}[n]) + \frac{1}{19} \cos(19w_0n + \phi_{19}[n]) \\
 & + \frac{1}{21} \cos(21w_0n + \phi_{21}[n]) + \frac{1}{23} \cos(23w_0n + \phi_{23}[n]) \\
 & + \frac{1}{25} \cos(25w_0n + \phi_{25}[n]) + v[n].
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

Na Fig. 4.8 são apresentadas as estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos quando ocorre uma variação abrupta de 50% na amplitude do sinal (4.31). O atraso de estimação corresponde a aproximadamente 8 ciclos do componente fundamental como pode ser observado. Tal atraso é aceitável para análise da QEE uma vez que até 12 ciclos é estabelecido por norma (COMMISSION (2002)). Note que, o atraso de estimação no tempo da técnica de demodulação corresponde exatamente ao comprimento do filtro apenas no caso do uso de filtros FIR, pois nesse caso, não há oscilação de filtragem na saída do filtro. No caso do uso de filtros IIR, tal como neste capítulo, a estimativa oscila até sua convergência e, esta oscilação é maior quanto maior for a ordem do filtro.

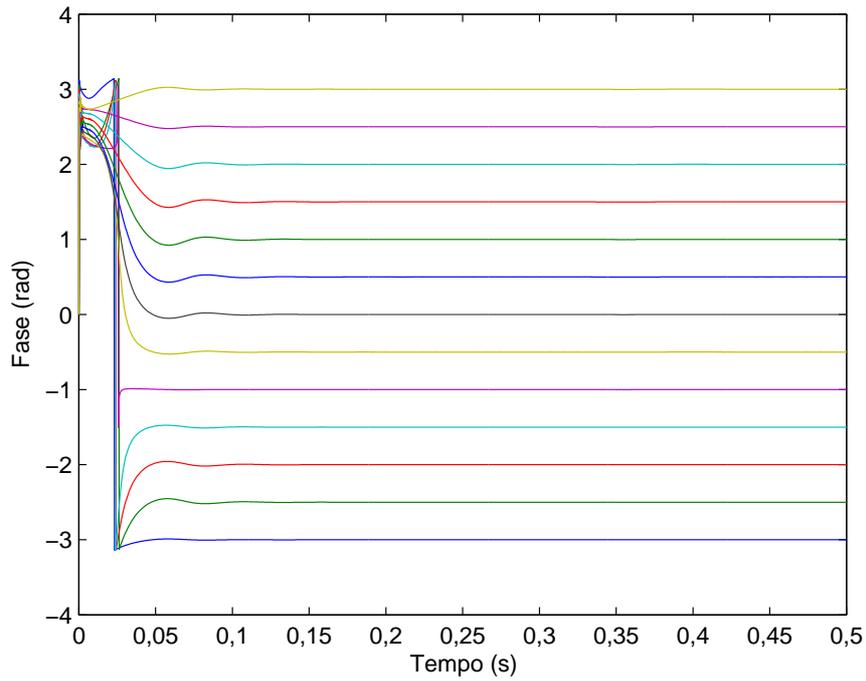


Figura 4.7: Estimativas temporais das fases dos harmônicos do sinal (4.31), utilizando a técnica DEMOD 2.

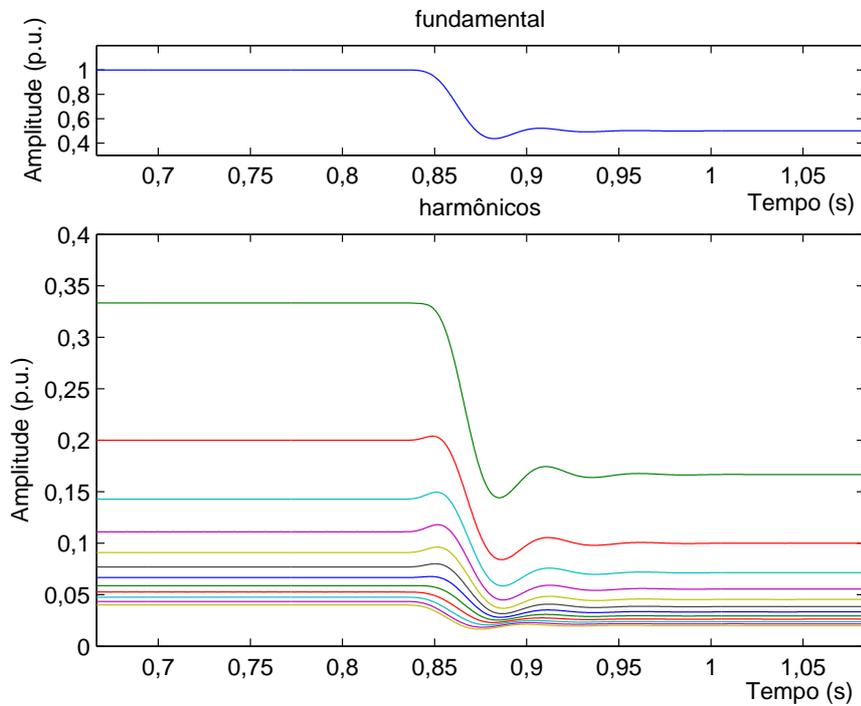


Figura 4.8: Estimativas temporais das amplitude dos harmônicos do sinal (4.31), quando ocorre uma variação abrupta de 50% no sinal utilizando a técnica DEMOD 2.

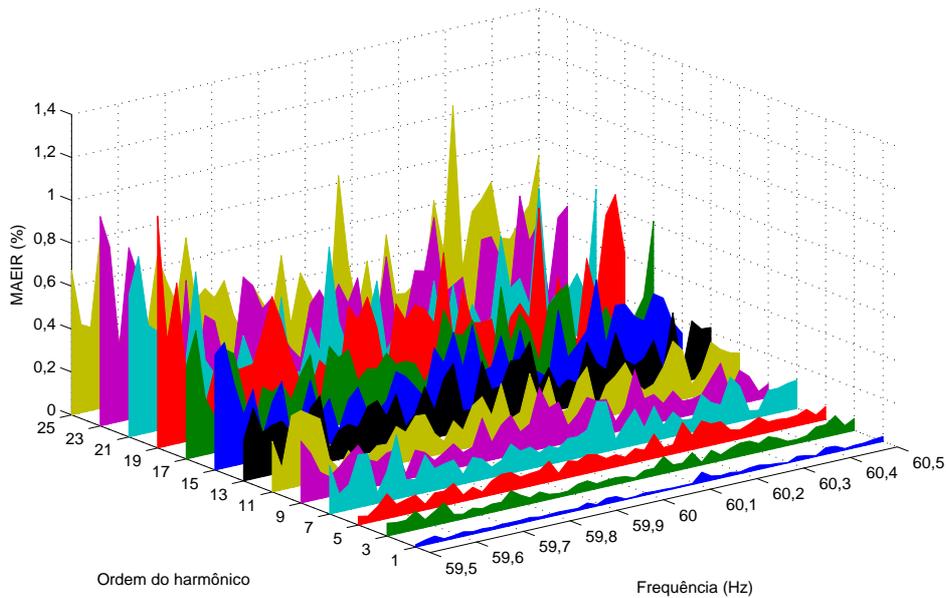


Figura 4.9: Valores do MAEIR das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal (4.31), utilizando a técnica DEMOD 2.

#### 4.4.2 Desempenho em Relação ao Erro

Para análise do erro de estimação, diversos sinais foram gerados por (4.31) considerando  $\phi_h[n] = hKn$ , em que  $h = 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25$  com  $K$  variando de  $-0.5$  and  $0.5$  (o que conduz a  $f_1[n]$  variando entre  $59,5$  Hz e  $60,5$  Hz). Os valores do MAEIR foram obtidos das estimativas de cada um desses sinais. Os valores do MAEIR são apresentados na Fig. 4.9 para todos os harmônicos estimados. Observa-se que os erros são menores do que  $1,5\%$ , não aumentando significativamente com o aumento dos desvios de frequência.

#### 4.4.3 Comparação de Desempenho

Nesta seção, as técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL são comparadas em termos de desempenho. Na Fig. 4.10 são apresentados os resultados das estimativas temporais para as amplitudes dos harmônicos de ordens 1, 3 e 25 do sinal em (4.31), com  $50\%$  de queda de amplitude, para as três técnicas. Para ilustrar estimativas de sinais medidos, as Figs. 4.12 e 4.11 mostram as estimativas temporais das amplitudes do componente fundamental e do  $3^\circ$  harmônico do sinal mostrado na Fig. 3.26. Essas estimativas de sinais medidos mostram que a técnica DEMOD 2 apresenta uma boa estimativa temporal.

Para comparação em termos de erro de estimação, os valores do MAEIR são mostrados nas Figs. 4.13 e 4.14 para as amplitudes do  $3^\circ$  e do  $25^\circ$  harmônicos,

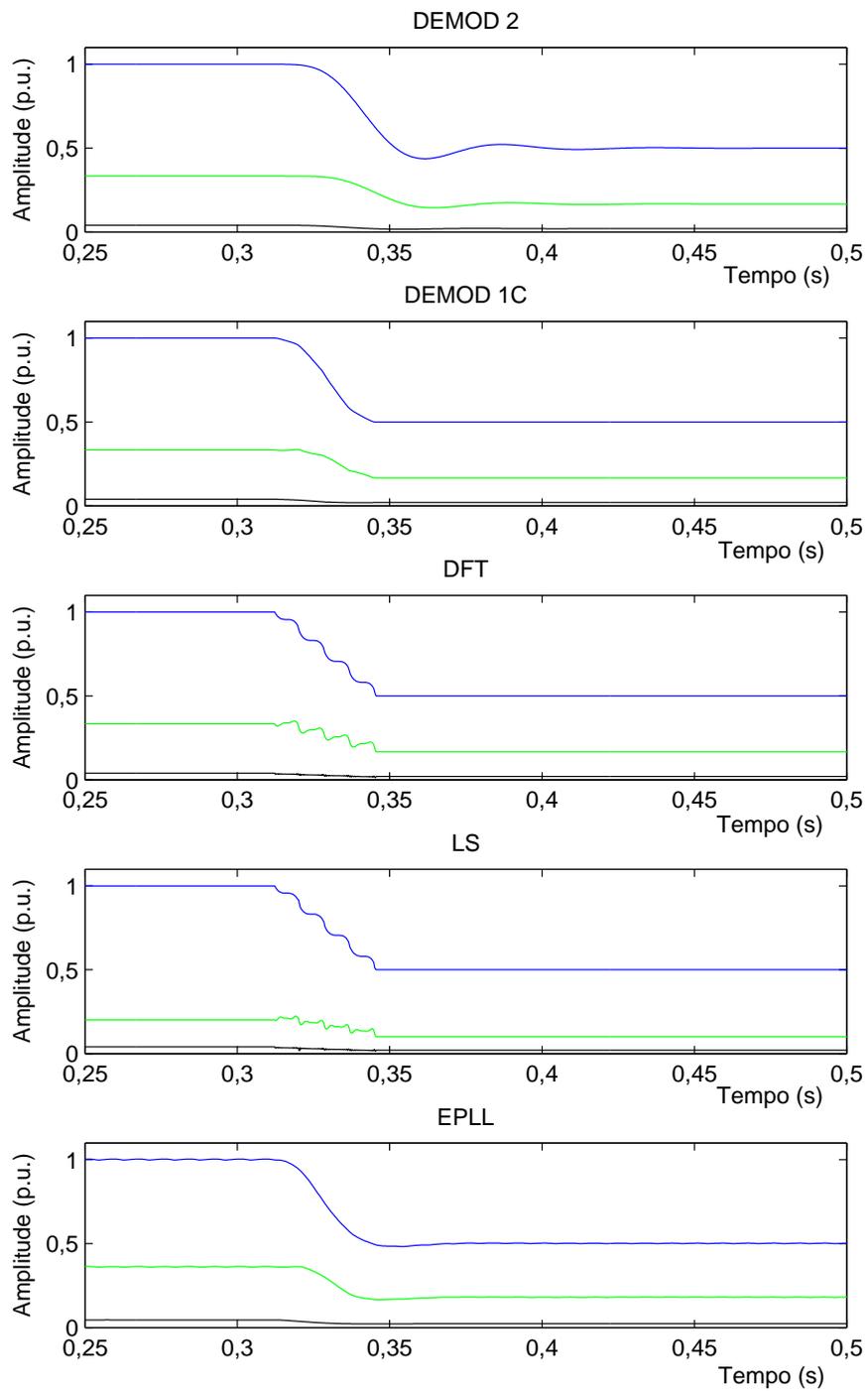


Figura 4.10: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos de ordens 1, 3 e 25 do sinal (4.31) com as técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL.

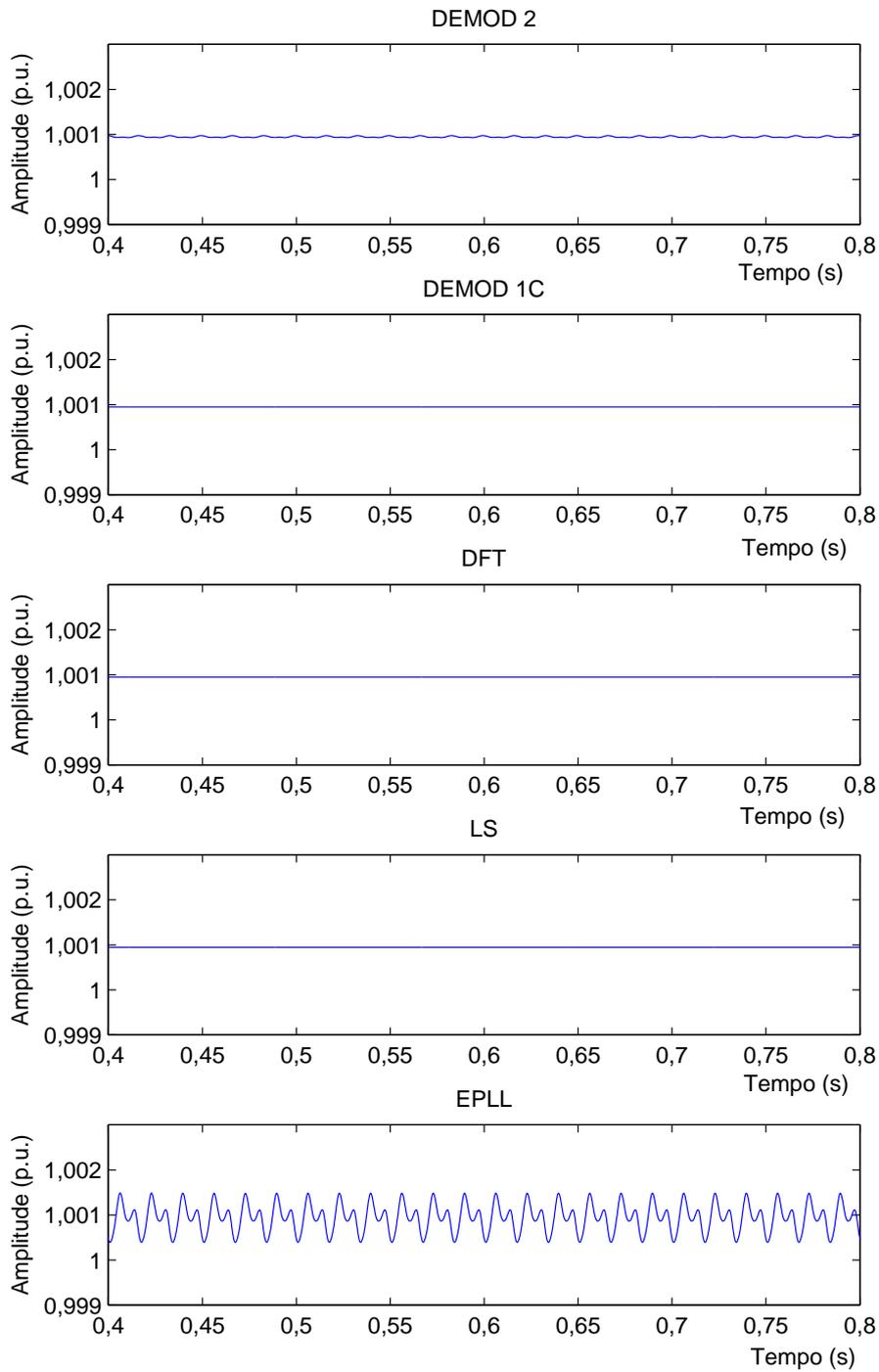


Figura 4.11: Estimativas temporais da amplitude do componente fundamental do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL são.

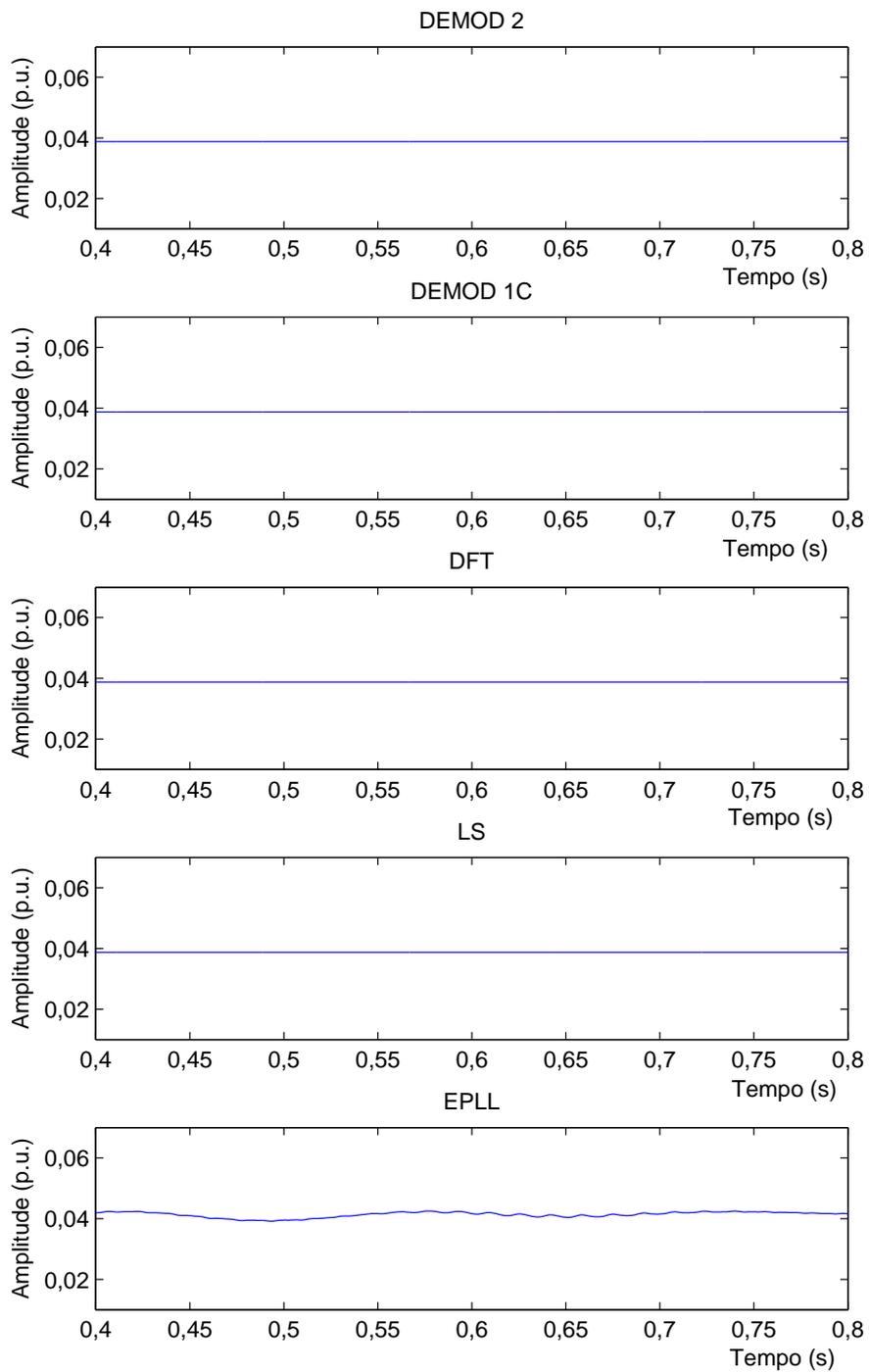


Figura 4.12: Estimativas temporais da amplitude do 3º harmônico do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL.

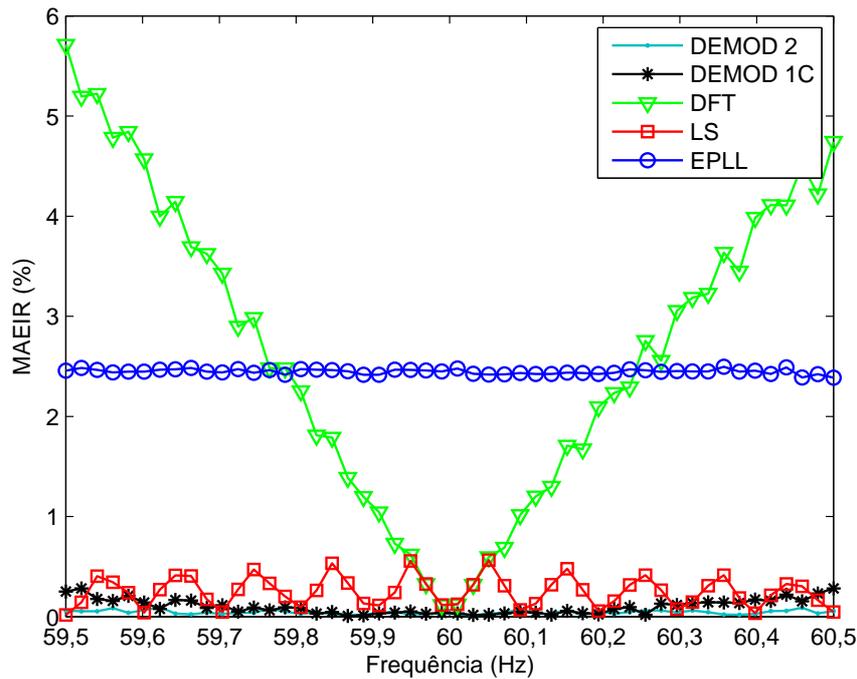


Figura 4.13: Valores do MAEIR da estimativa da amplitude do 3º harmônico do sinal (4.31) com as técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL.

Tabela 4.3: Custos computacionais das técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL para a estimação das amplitudes e fases dos 13 harmônicos do sinal dado em 4.31

<b>Técnica</b>	<b>Número de adições</b>	<b>Número de Multiplicações</b>
<b>DEMOD 2</b>	260	338
<b>DEMOD 1C</b>	117	104
<b>DFT</b>	65	78
<b>LS</b>	211.341	213.044
<b>EPLL</b>	250	448

respectivamente, do sinal (4.31), quando a frequência fundamental varia entre 59,5 Hz a 60,5 Hz. As Figs. 4.15 e 4.16 mostram os mesmos resultados de erro considerando somente as duas técnicas, dentre as técnicas comparadas, que apresentaram os erros menores: DEMOD 2 e LS.

A comparação em termos de custo computacional é apresentada na Tabela 4.3, considerando as técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL, para a estimação das amplitudes e fases dos 13 componentes harmônicos do sinal dado em (4.31).

Através dos resultados apresentados, observa-se um maior atraso de estimação para a técnica proposta neste capítulo (DEMOD 2). Por outro lado, erros menores de estimação são obtidos, principalmente, para o harmônico de ordem superior (25º). Em termos de custo computacional, a técnica DEMOD 2 apresenta um desempenho

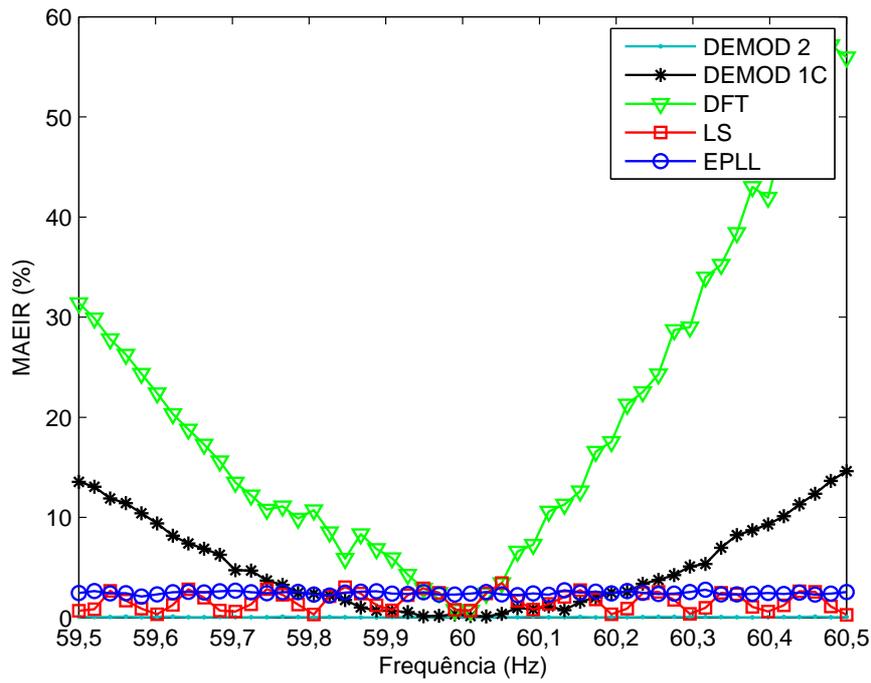


Figura 4.14: Valores do MAEIR da estimativa da amplitude do 25º harmônico do sinal dado em (4.31) com as técnicas DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL.

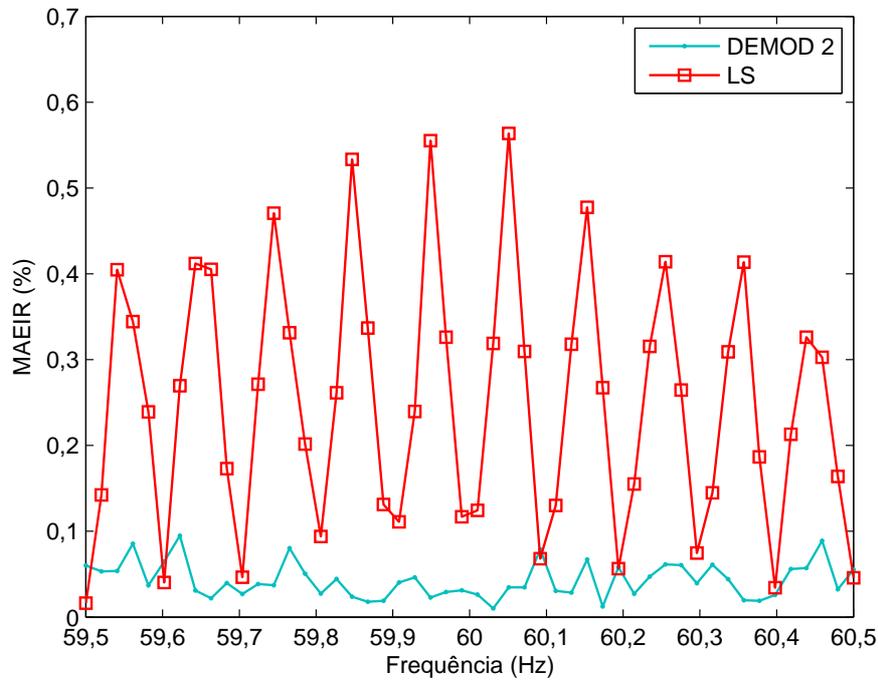


Figura 4.15: Valores do MAEIR da estimativa da amplitude do 3º harmônico do sinal dado em (4.31) com as técnicas DEMOD 2 e LS.

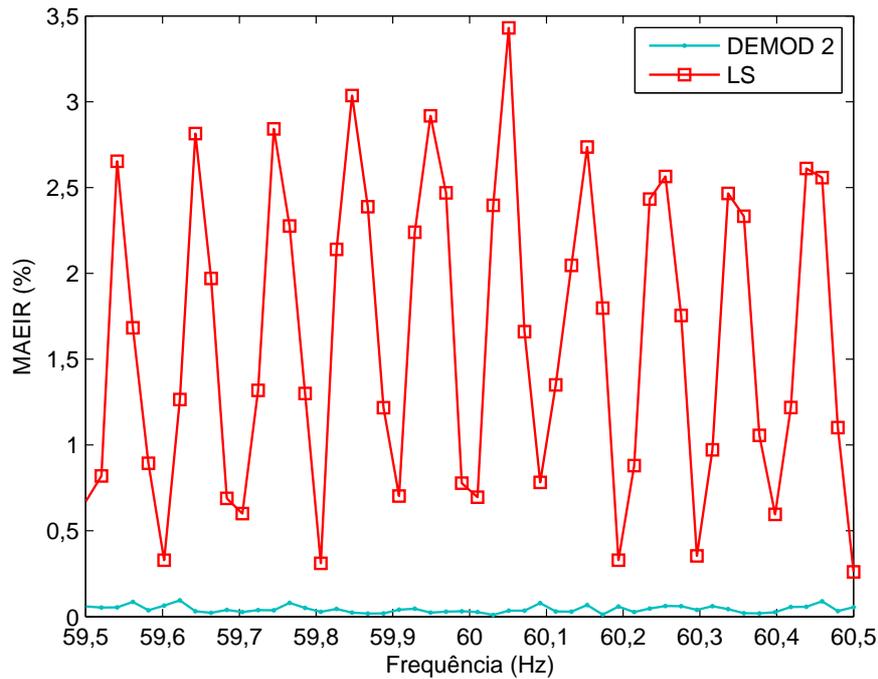


Figura 4.16: Valores do MAEIR da estimativa da amplitude do 25º harmônico do sinal dado em (4.31) com as técnicas DEMOD 2 e LS.

similar à técnica EPLL.

## 4.5 Conclusões

Neste capítulo, uma nova técnica para a estimação de harmônicos foi introduzida. A técnica proposta estima harmônicos com muito boa precisão quando ocorrem desvios da frequência fundamental no sinal. Os resultados indicam que a técnica é promissora, posto que apresenta custo computacional e erro de estimação reduzidos.

Apesar do uso de um filtro de 5ª ordem, a técnica proposta, neste capítulo, pode ser implementada usando filtros de maiores ou menores ordens, implicando estimações com maiores e erros menores, respectivamente. Contudo, o uso de um filtro de ordem superior acarretará maior atraso de estimação, já um filtro de ordem inferior proverá menor atraso.

## Capítulo 5

# Uma Técnica de Estimação de Harmônicos com Frequência Fundamental Variante com Atraso de Estimação Reduzido

O Capítulo 4 apresentou uma técnica de estimação de harmônicos que apresenta erro reduzido de estimação quando a frequência do componente fundamental varia, entretanto, seu atraso de estimação no tempo é de 8 ciclos do componente fundamental, o que pode ser um tempo significativamente elevado para algumas aplicações. Um exemplo onde uma rápida estimação no tempo é requerida é no controle de alguns equipamentos eletrônicos (ARRILLAGA e WATSON (2003)). Neste capítulo, além do controle dos sinais demoduladores, propõe-se uma nova abordagem de filtragem em que harmônicos com frequência fundamental variante possam ser estimados com atraso de estimação reduzido.

A técnica introduzida neste capítulo difere da apresentada no Capítulo 4 apenas no método de filtragem. Portanto, a formulação da técnica é a mesma descrita anteriormente no Capítulo 4. A técnica discutida neste capítulo é denominada como DEMOD 3.

No Capítulo 4, para o sinal  $x(t)$  dado em (4.1), foi indicado que o espectro do sinal demodulado apresenta componentes de frequência localizados em  $0, \psi_1(t), 2\psi_1(t), 3\psi_1(t), \dots, \max(k-1, N_h-k)\psi_1(t), (k+1)\psi_1(t), (k+2)\psi_1(t), \dots, (N_h+1)\psi_1(t)$  (veja (4.16)-(4.17), Seção 4.1). Assim, discutiu-se que um filtro com atenuação elevada a partir de  $\Omega_p$  (veja Fig. 4.3) seria capaz de eliminar todos os componentes de frequência acima de  $\Omega_p$ . Diferentemente do protótipo do filtro apresentado na Fig. 4.3, este capítulo propõe eliminar, não todos os componentes frequências acima de  $\Omega_p$ , mas, especificamente e de forma bastante

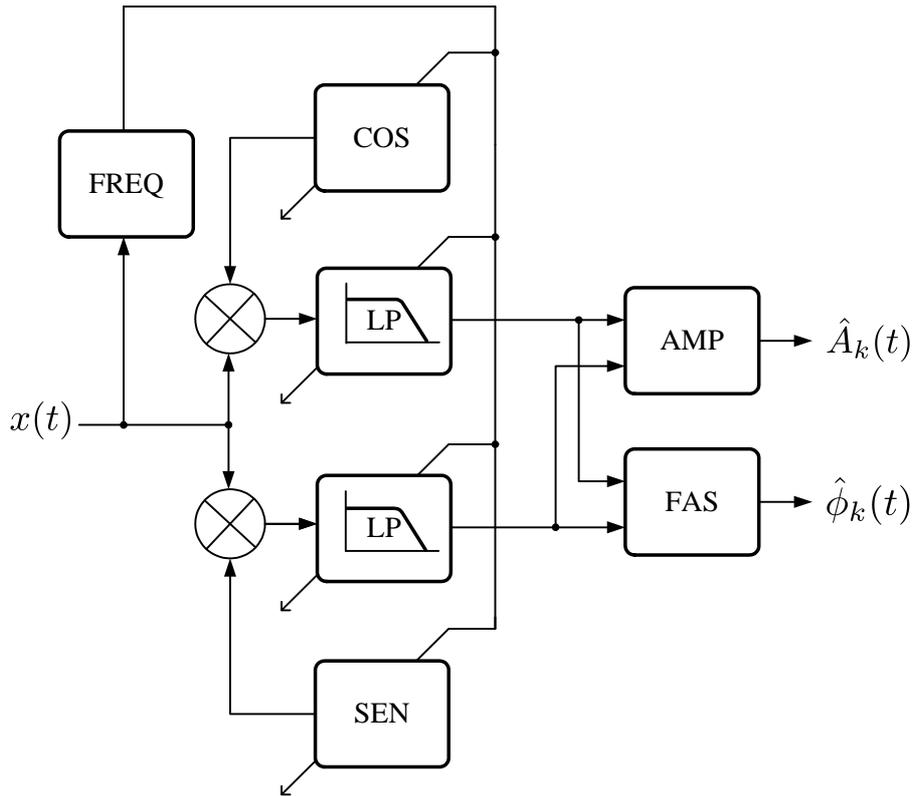


Figura 5.1: Diagrama de blocos da técnica DEMOD 3.

acentuada, os componentes de frequência  $\psi_1(t), 2\psi_1(t), 3\psi_1(t), \dots, \max(k-1, N_h - k)\psi_1(t), (k+1)\psi_1(t), (k+2)\psi_1(t), \dots, (N_h + 1)\psi_1(t)$ . Isso remete a um filtro com resposta em frequência semelhante aos filtros média móvel cujas respostas em frequência são mostradas na Fig. 3.6, mas que no caso, não tenham respostas em frequência fixas, e sim respostas que podem ser alteradas a cada amostra do sinal. Apesar de esta estratégia fornecer menor atenuação para componentes de frequências distintos de harmônicos (tal como sub-harmônicos e inter-harmônicos), ela fornece um ganho significativo no tempo (menor atraso de filtragem), o que é importante em muitas aplicações de SEPs. Como os componentes harmônicos do sinal demodulado variam de posição no espectro quando a frequência fundamental do sinal varia no tempo, torna-se também necessário que o filtro possua atenuações que possam acompanhar tais variações. Esse rastreamento pode ser comandado pela frequência fundamental do sinal  $x(t)$ . O diagrama de blocos da técnica proposta por este capítulo é mostrado na Fig. 5.1.

Em FARROW (1988), foi projetada uma estrutura que implementa um atraso digital variável controlado por um parâmetro escalar. Nesse trabalho a resposta em frequência do atraso digital pode ser controlada por este parâmetro. Baseada nesse resultado, esta tese utiliza uma generalização dessa estrutura para projetar um filtro FIR, cuja resposta ao impulso é controlada pela frequência fundamental do sinal elétrico. Parte da formulação apresentada desta generalização foi introduzida

em GUNZI (2008) para aplicação de áudio. A generalização proposta nesta tese difere da generalização apresentada GUNZI (2008) em dois aspectos: na obtenção dos coeficientes da estrutura e no tipo de controle utilizado. Como cada resposta ao impulso corresponde a uma determinada resposta em frequência, pode-se controlar a resposta em frequência do filtro a cada período de amostragem. Para o controle, cada coeficiente do filtro será comandado por um polinômio cuja variável é um parâmetro escalar controlável.

## 5.1 Implementação Digital da Técnica

Para melhor compreensão, inicialmente apresentam-se o resumo do desenvolvimento e do uso do filtro. Basicamente, no estágio de desenvolvimento, são projetados diferentes filtros FIR, cujas localizações das atenuações harmônicas de cada uma das respostas em frequência situam-se sobre as localizações das frequência  $f_1[n], f_2[n], \dots, f_{N_h+1}[n]$  (com  $f_1[n] = \psi_1[n]/2\pi$ ,  $f_2[n] = 2f_1[n], \dots, f_{N_h+1}[n] = (N_h+1)f_1[n]$ ) dos sinais demodulados. Note que, cada projeto considera um valor de  $f_1[n] \in [f_{1_{min}}, f_{1_{max}}]$ , em que  $f_{1_{min}}$  e  $f_{1_{max}}$  são, respectivamente, os valores mínimos e máximos assumidos para  $f_1[n]$ . Assim, de posse do conjunto dos filtros projetados (como sendo o conjunto de treinamento), são obtidos, por otimização, os coeficientes de cada polinômio utilizado para controlar cada coeficiente do filtro. Após a determinação dos coeficientes dos polinômios, obtêm-se um filtro FIR que pode ser controlado por uma variável escalar  $\alpha \in \mathbb{R}$ , a qual pode variar continuamente no intervalo  $[-1/2, 1/2]$  correspondente ao intervalo  $[f_{1_{min}}, f_{1_{max}}]$ .

Considerando a forma direta da estrutura de um filtro FIR, o diagrama de blocos do filtro controlado é ilustrado na Fig. 5.2. Cada coeficiente  $\hat{h}_n(\alpha)$  é dado por

$$\hat{h}_n(\alpha) = 1 + c_{1,n}\alpha + c_{2,n}\alpha^2 + \dots + c_{L,n}\alpha^L, \quad (5.1)$$

em que  $c_{1,n}, c_{2,n}, \dots, c_{L,n}$ , são os coeficientes calculados com a ajuda do conjunto de treinamento e  $L$  é a ordem do polinômio. A relação entre  $f_1[n]$  e  $\alpha$  é linear e dada por

$$\alpha = \frac{f_1[n] - f_{1_{max}}}{f_{1_{max}} - f_{1_{min}}} + \frac{1}{2}. \quad (5.2)$$

Observe que o objetivo do uso de expressões polinomiais para controle dos coeficientes do filtro é ajustar de forma suave sua resposta em frequência.

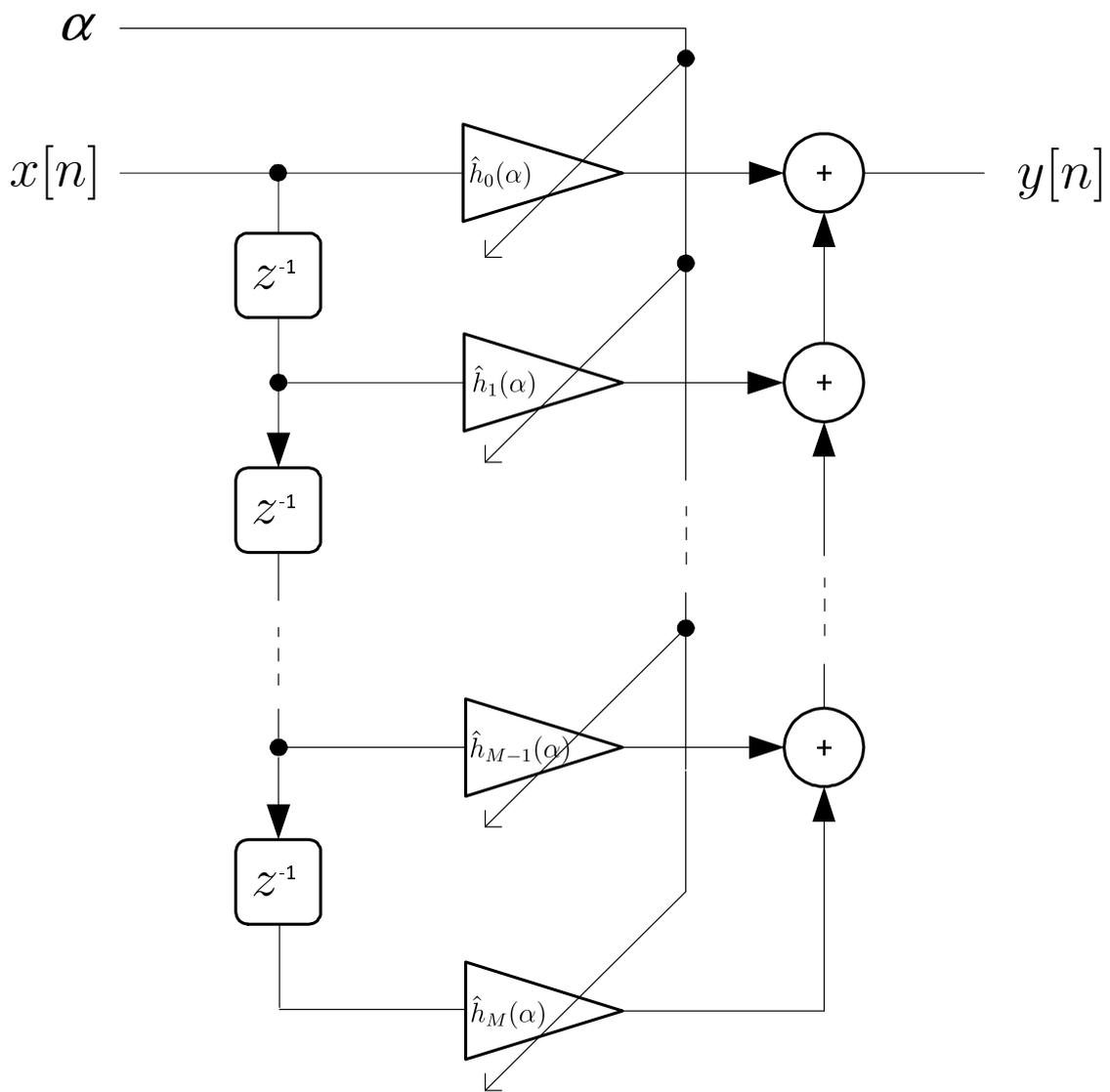


Figura 5.2: Estrutura do Filtro FIR controlado.

### 5.1.1 Projeto de Filtros para o Conjunto de Treinamento

De forma a selecionar os filtros para o conjunto de treinamento, aqui se propõe o seguinte método. Considere que uma seção de segunda ordem de um filtro FIR seja dada por

$$H_m(z) = (z^{-1} - z_m)(z^{-1} - z_m^*), \quad (5.3)$$

em que  $z_m = e^{j\theta_m}$ ,  $0 \leq \theta_m \leq \pi$ , é um zero no plano  $z$ , e  $*$  é o operador de conjugação complexa (DINIZ *et al.* (2002); OPPENHEIM *et al.* (1999)). Assim,

$$H_m(z) = 1 - 2 \cos(\theta_m)z^{-1} + z^{-2}. \quad (5.4)$$

Para o projeto de um filtro FIR com  $N_s$  zeros no plano  $z$  (correspondentes a  $N_s$  harmônicos ( $N_s > N_h$ )), considerando (5.4), basta utilizar o cascadeamento de  $N_s$  seções de segunda ordem, resultando em

$$H(z) = \prod_{m=1}^{N_s} H_m(z) \quad (5.5)$$

ou

$$H(z) = \prod_{m=1}^{N_s} (1 - 2 \cos(\theta_m)z^{-1} + z^{-2}), \quad (5.6)$$

em que

$$N_s = \frac{f_s}{2f_0}. \quad (5.7)$$

A relação entre o ângulo  $\theta_m$  e a ordem  $m$  do harmônico é expressa por

$$\theta_m = \frac{m2\pi f_1[n]}{f_s}. \quad (5.8)$$

Para uma atenuação maior nas frequências harmônicas, zeros duplos podem ser alocados, resultando no seguinte filtro:

$$H(z) = \prod_{m=1}^{N_s} (1 - 2 \cos(\theta_m)z^{-1} + z^{-2})^2. \quad (5.9)$$

Como é desejado que  $|H(1)| = 1$ , para prover ganho unitário em 0 Hz,  $H(z)$  é normalizado por  $|H(1)|$  resultando em

$$D(z) = \frac{1}{|H(1)|} \prod_{m=1}^{N_s} (1 - 2 \cos(\theta_m)z^{-1} + z^{-2})^2. \quad (5.10)$$

Como exemplo, a Fig. 5.3 mostra as magnitudes das respostas em frequência de dois projetos usando (5.10). Já a Fig. 5.4 mostra o detalhe próximo à 60 Hz. Neste

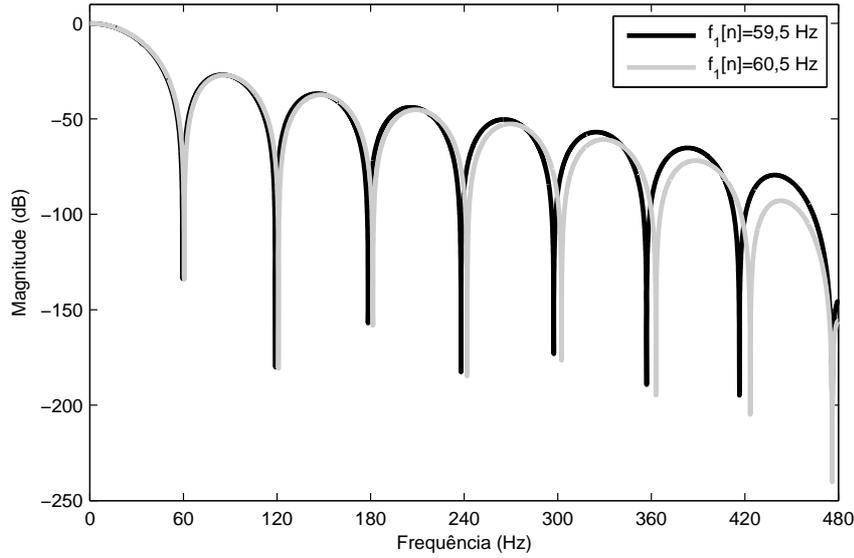


Figura 5.3: Magnitude da resposta em frequência de dois projetos-exemplo usando (5.10) considerando  $f_1[n] = 59,5$  Hz e  $f_1[n] = 60,5$  Hz.

projetos foram alocados zeros nas frequências  $mf_1[n]$ , em que  $m = 1, 2, \dots, 8$  para  $f_1[n] = 59,5$  Hz e  $f_1[n] = 60,5$  Hz, respectivamente. É importante mencionar que para qualquer valor de  $f_1[n]$ , na faixa de projeto, o filtro  $D(z)$  apresenta fase linear.

### 5.1.2 Obtenção dos Coeficientes do Filtro FIR Controlável

Considere que o filtro FIR desejado apresenta a seguinte função de transferência em sua formulação geral:

$$D(e^{jw}) = \sum_{n=0}^M h[n]e^{-jwn}. \quad (5.11)$$

Usando a notação  $h[n] = h_n$  e considerando que a resposta em frequência dada em (5.11) possa ser modificada por um valor escalar  $\alpha$ , tem-se

$$D(e^{jw}, \alpha) = \sum_{n=0}^M h_n(\alpha)e^{-jwn}. \quad (5.12)$$

Para se obter um controle gradual com o ajuste de  $\alpha$ ,  $h_n(\alpha)$  pode ser estimado por uma função polinomial em  $\alpha$  da forma

$$\hat{h}_n(\alpha) = 1 + c_{1,n}\alpha + c_{2,n}\alpha^2 + \dots + c_{L,n}\alpha^L = \sum_{l=0}^L c_{l,n}\alpha^l, \quad (5.13)$$

em que  $c_{l,n}, \alpha \in \mathbb{R}$ , são os coeficientes do polinômio.

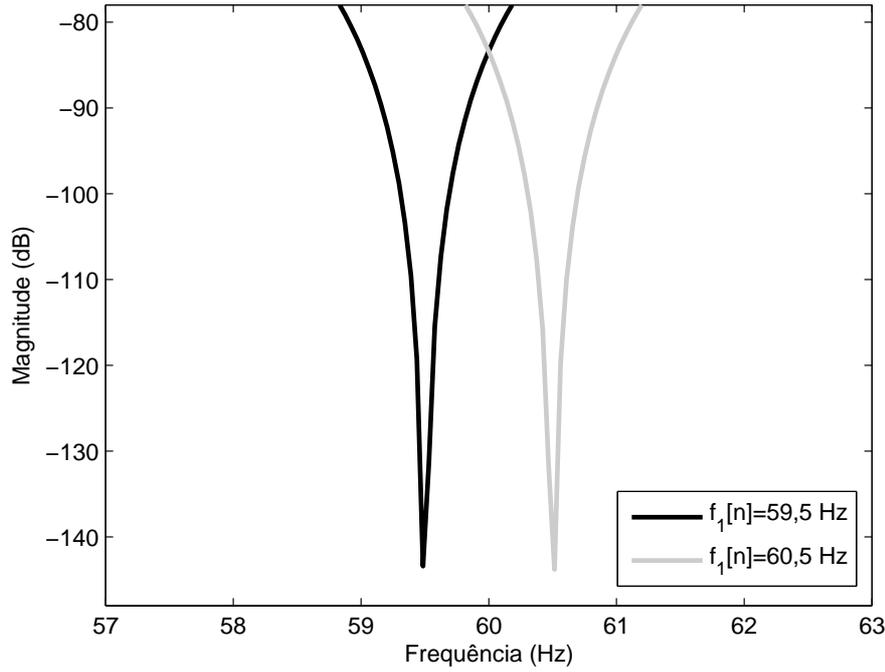


Figura 5.4: Detalhe da Fig. 5.3 em torno de 60 Hz.

Assim, uma versão aproximada de  $D(e^{jw}, \alpha)$  é dada por

$$F(e^{jw}, \alpha) = \sum_{n=0}^M \left[ \sum_{l=0}^L c_{l,n} \alpha^l \right] e^{-jwn}. \quad (5.14)$$

Supondo que  $\alpha$  varia no intervalo  $[-1/2, 1/2]$ , os coeficientes  $c_{l,n}$  podem ser obtidos pela minimização da seguinte função custo:

$$J = \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-1/2}^{1/2} |F(e^{jw}, \alpha) - D(e^{jw}, \alpha)|^2 d\alpha dw. \quad (5.15)$$

Aproximando as integrais por somatórios e discretizando uniformemente os intervalos contínuos  $-1/2 \leq \alpha \leq 1/2$  e  $-\pi \leq w \leq \pi$  nos vetores  $[\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_r \dots \alpha_R]^T$  e  $[w_0 w_1 w_2 \dots w_s \dots w_M]^T$ , respectivamente, obtêm-se

$$J = \sum_{s=0}^M \sum_{r=1}^R \left| F(e^{jw_s}, \alpha_r) - D(e^{jw_s}, \alpha_r) \right|^2. \quad (5.16)$$

Substituindo (5.12) e (5.14) em (5.16), obtêm-se

$$J = \sum_{s=0}^M \sum_{r=1}^R \left| \sum_{n=0}^M \left[ \sum_{l=0}^L \alpha_r^l c_{l,n} \right] e^{-jw_s n} - \sum_{n=0}^M h_n(\alpha_r) e^{-jw_s n} \right|^2 \quad (5.17)$$

ou

$$J = \sum_{s=0}^M \sum_{r=1}^R \left| \sum_{n=0}^M \left( \sum_{l=0}^L \alpha_r^l c_{l,n} - h_n(\alpha_r) \right) e^{-jw_s n} \right|^2. \quad (5.18)$$

Definindo

$$b_n = \sum_{l=0}^L \alpha_r^l c_{l,n} - h_n(\alpha_r), \quad (5.19)$$

tem-se

$$J = \sum_{s=0}^M \sum_{r=1}^R \left| \sum_{n=0}^M b_n e^{-jw_s n} \right|^2. \quad (5.20)$$

Note que  $\sum_{n=0}^M b_n e^{-jw_s n}$  é a DFT de  $b_n = b[n]$ , e pelo teorema de Parseval a seguinte relação é válida:

$$\sum_{n=0}^M |b_n|^2 = \frac{1}{M+1} \sum_{s=0}^M |B(w_s)|^2, \quad (5.21)$$

em que  $B(w_s) = \sum_{n=0}^M b_n e^{-jw_s n}$ .

Logo,

$$J = \sum_{s=0}^M \sum_{r=1}^R |B(w_s)|^2 = \sum_{r=1}^R \left[ \sum_{s=0}^M |B(w_s)|^2 \right] \quad (5.22)$$

$$\therefore J = \sum_{r=1}^R (M+1) \sum_{n=0}^M |b_n|^2 = (M+1) \sum_{r=1}^R \sum_{n=0}^M b_n^2,$$

devido ao fato de se considerar  $|b_n|^2 = b_n^2$ , visto que  $b_n \in \mathbb{R}$ .

Substituindo (5.19) em (5.22), obtêm-se

$$J = (M+1) \sum_{r=1}^R \sum_{n=0}^M \left( \sum_{l=0}^L \alpha_r^l c_{l,n} - h_n(\alpha_r) \right)^2. \quad (5.23)$$

Como  $n = 0, 1, 2, \dots, M$ , tem-se

$$J = (M+1)(J_0 + J_1 + J_2 + \dots + J_M) \quad (5.24)$$

com

$$J_n = \sum_{r=1}^R \left( \sum_{l=0}^L \alpha_r^l c_{l,n} - h_n(\alpha_r) \right)^2. \quad (5.25)$$

Desde que todos  $J_n$  são positivos, pode-se minimizar  $J$  através da minimização de cada parcela  $J_n$ . Consequentemente, considerando  $l = 0, 1, \dots, l_k, \dots, L$ , o gradiente

de  $J_n$  em relação a  $c_{l_k, n}$  é

$$\frac{\partial J_n}{\partial c_{l_k, n}} = 2 \sum_{r=1}^R \sum_{l=0}^L \alpha_r^l \alpha_r^{l_k} c_{l, n} - 2 \sum_{r=1}^R \alpha_r^{l_k} h_n(\alpha_r). \quad (5.26)$$

Assumindo que

$$\frac{\partial J_n}{\partial c_{l_k, n}} = 0, \quad (5.27)$$

então

$$\begin{aligned} \sum_{l=0}^L \sum_{r=1}^R \alpha_r^l \alpha_r^{l_k} c_{l, n} &= \sum_{r=1}^R \alpha_r^{l_k} h_n(\alpha_r) \\ \therefore \sum_{l=0}^L c_{l, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^l \alpha_r^{l_k} &= \sum_{r=1}^R \alpha_r^{l_k} h_n(\alpha_r). \end{aligned} \quad (5.28)$$

Assumindo  $l_k = l = 0, 1, \dots, L$  em (5.28), obtêm-se o seguinte conjunto de equações:

(equação para  $l_k = 0$ )

$$\begin{aligned} c_{0, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^0 \alpha_r^0 + c_{1, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^1 \alpha_r^0 + c_{2, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^2 \alpha_r^0 + \dots \\ \dots + c_{L, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^L \alpha_r^0 = \sum_{r=1}^R \alpha_r^0 h_n(\alpha_r). \end{aligned} \quad (5.29)$$

(equação para  $l_k = 1$ )

$$\begin{aligned} c_{0, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^0 \alpha_r^1 + c_{1, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^1 \alpha_r^1 + c_{2, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^2 \alpha_r^1 + \dots \\ \dots + c_{L, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^L \alpha_r^1 = \sum_{r=1}^R \alpha_r^1 h_n(\alpha_r). \end{aligned} \quad (5.30)$$

(equação para  $l_k = 2$ )

$$\begin{aligned} c_{0, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^0 \alpha_r^2 + c_{1, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^1 \alpha_r^2 + c_{2, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^2 \alpha_r^2 + \dots \\ \dots + c_{L, n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^L \alpha_r^2 = \sum_{r=1}^R \alpha_r^2 h_n(\alpha_r). \end{aligned} \quad (5.31)$$

⋮

(equação para  $l_k = L$ )

$$c_{0,n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^0 \alpha_r^L + c_{1,n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^1 \alpha_r^L + c_{2,n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^2 \alpha_r^L + \dots \quad (5.32)$$

$$\dots + c_{L,n} \sum_{r=1}^R \alpha_r^L \alpha_r^L = \sum_{r=1}^R \alpha_r^L h_n(\alpha_r).$$

Assim, as  $L + 1$  equações e os  $L + 1$  coeficientes  $c_{l,n}$  podem ser representados pelo seguinte sistema linear:

$$\mathbf{Q}_n \mathbf{c}_n = \mathbf{p}_n, \quad (5.33)$$

em que  $\mathbf{Q}_n \in \mathbb{R}^{(L+1) \times (L+1)}$  e  $\mathbf{c}_n, \mathbf{p}_n \in \mathbb{R}^{(L+1) \times 1}$ . Os elementos de  $\mathbf{Q}_n$  e  $\mathbf{p}_n$  são expressos por

$$q_{n_{i,j}} = \sum_{r=1}^R \alpha_r^j \alpha_r^i \quad (5.34)$$

e

$$p_{n_j} = \sum_{r=1}^R \alpha_r^j h_n(\alpha_r), \quad (5.35)$$

respectivamente.

Logo, cada vetor  $\mathbf{c}_n$  é finalmente obtido por

$$\mathbf{c}_n = \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{p}_n. \quad (5.36)$$

A Fig. 5.5 ilustra as magnitudes das respostas em frequência do filtro controlável quando  $\alpha$  varia de  $-1/2$  até  $1/2$ . Considerando apenas os casos extremos,  $\alpha = -1/2$  e  $\alpha = 1/2$ , os mesmos resultados são mostrados na Fig. 5.6. Na Fig. 5.7 é mostrado o detalhe da Fig. 5.6 em torno de 60 Hz. Neste projeto foi considerado os seguintes parâmetros:  $L = 12$ ,  $R = 100$ ,  $f_s = 16 \times 60$  Hz,  $f_{1_{min}} = 59,5$  Hz,  $f_{1_{max}} = 60,5$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz. O conjunto de filtros utilizado na etapa de projeto foi gerado por (5.10). O valores de  $R$  e  $L$  devem ser adotados, experimentalmente, a partir da análise numérica dos resultados.

É importante mencionar que, além da atenuação maior do filtro nas frequências harmônicas, uma atenuação razoável também é observada em outras frequências (principalmente nas altas frequências), o que proporciona uma razoável atenuação de possíveis distúrbios inter-harmônicos. Outra consideração também a ser feita é que a magnitude da resposta em frequência do filtro controlado é praticamente plana próxima a 0 Hz ( $z = 1$ ), fornecendo assim a característica desejada na banda de passagem. Isso é demonstrado pela veracidade da relação  $dD(z)/dz|_{z=1} = 0$  advinda de (5.10). No entanto, uma atenuação significativa pode ocorrer com o espectro

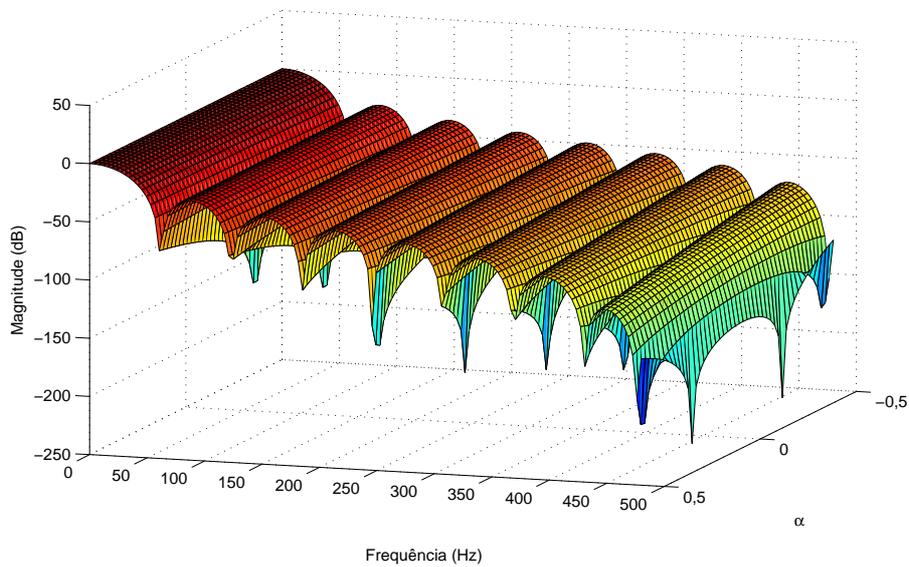


Figura 5.5: Magnitudes das respostas em frequência do filtro FIR controlável quando  $\alpha$  varia de  $-1/2$  até  $1/2$ .

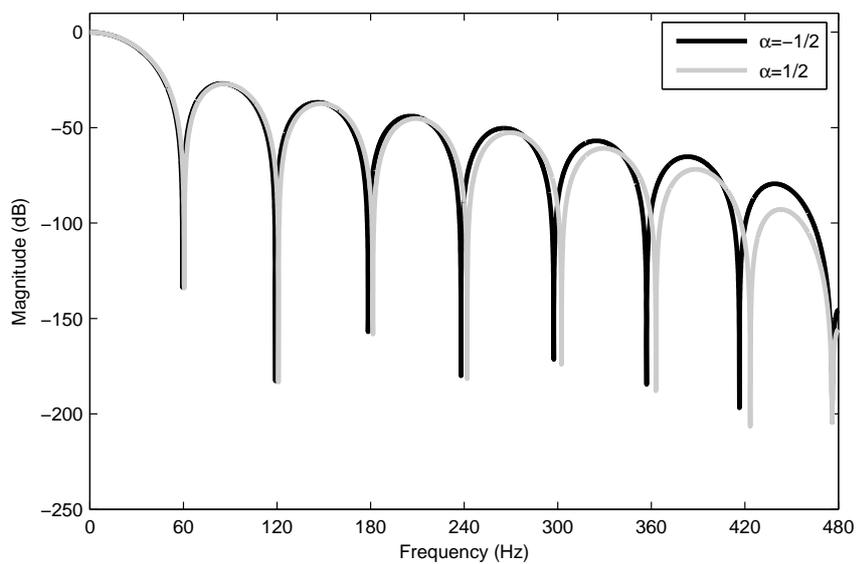


Figura 5.6: Magnitudes das respostas em frequência do filtro FIR controlável para  $\alpha = -1/2$  e  $\alpha = 1/2$ .

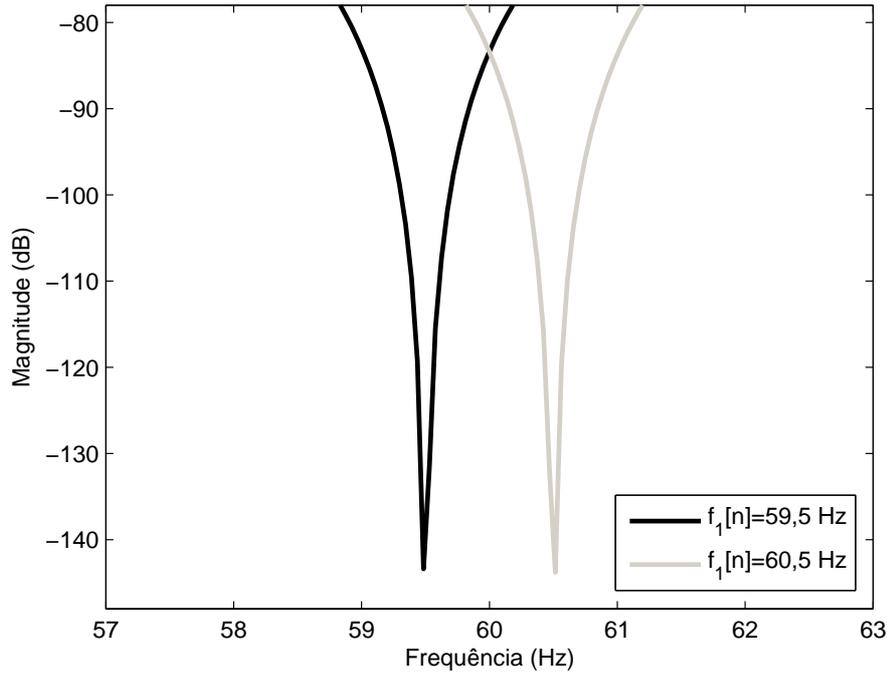


Figura 5.7: Detalhe da Fig. 5.6 em torno de 60 Hz.

Tabela 5.1: Custo computacional da técnica DEMOD 3.

Técnica	Número de adições	Número de Multiplicações
<b>DEMOD 3</b>	$M + L + ML + 10$	$\frac{1}{2}(34 + 2M + ML^2 + ML + L^2 + L)$

de interesse dos sinais demodulados caso esses sinais estejam significativamente afastados de 0 Hz, o que leva a um erro maior na estimação das amplitudes dos harmônicos de ordens superiores. Uma solução para esse problema é o uso de um estimador de frequência com maior precisão.

## 5.2 Custo Computacional

Os números de adições e multiplicações da técnica DEMOD 3 necessários para a estimação das amplitudes e fases de um componente harmônico são ilustrados na Tabela 5.1. Tal custo é dependente da ordem  $M$  do filtro controlável e da ordem  $L$  dos polinômios utilizados para o controle do filtro.

## 5.3 Análise de Desempenho

Nesta seção, apresenta-se a análise de desempenho da técnica DEMOD 3. Em todas as simulações, a frequência de amostragem é  $f_s = 64 \times 60$  Hz e, para o projeto do filtro (mostrado na Fig. 5.2), foram utilizados os parâmetros  $L = 12$ ,  $R = 1000$ ,

$f_{1_{min}} = 59,5$  Hz,  $f_{1_{max}} = 60,5$  Hz e  $f_0 = 60$  Hz. Como ilustração, os coeficientes obtidos são mostrados graficamente na Fig. 5.8. Nesse projeto, um filtro de ordem  $M = 128$  foi obtido.

### 5.3.1 Desempenho no Tempo

Estimativas temporais utilizando a técnica DEMOD 3 são apresentadas nas Figs. 5.9 e 5.10 para amplitude e fase, respectivamente, considerando o sinal dado por (3.22), repetido aqui por conveniência. Assim,

$$\begin{aligned}
x[n] = & \cos(w_0n + \phi_1[n]) + \frac{1}{3} \cos(3w_0n + \phi_3[n]) \\
& + \frac{1}{5} \cos(5w_0n + \phi_5[n]) + \frac{1}{7} \cos(7w_0n + \phi_7[n]) \\
& + \frac{1}{9} \cos(9w_0n + \phi_9[n]) + \frac{1}{11} \cos(11w_0n + \phi_{11}[n]) \\
& + \frac{1}{13} \cos(13w_0n + \phi_{13}[n]) + \frac{1}{15} \cos(15w_0n + \phi_{15}[n]) \\
& + \frac{1}{17} \cos(17w_0n + \phi_{17}[n]) + \frac{1}{19} \cos(19w_0n + \phi_{19}[n]) \\
& + \frac{1}{21} \cos(21w_0n + \phi_{21}[n]) + \frac{1}{23} \cos(23w_0n + \phi_{23}[n]) \\
& + \frac{1}{25} \cos(25w_0n + \phi_{25}[n]) + v[n].
\end{aligned} \tag{5.37}$$

Para avaliar o atraso de estimação da técnica DEMOD 3, a Fig. 5.11 mostra as estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (5.37) quando uma queda de 50% ocorre na amplitude do sinal. O atraso corresponde a 2 ciclos do componente fundamental, que também corresponde ao comprimento do filtro passa-baixas.

### 5.3.2 Desempenho em Relação ao Erro

De forma a analisar o erro em termos do parâmetro MAEIR, diversos sinais foram gerados por (5.37) para valores da frequência fundamental  $f_1[n]$  entre 59,5 Hz e 60,5 Hz. Tais resultados são apresentados na Fig. 5.12 para as amplitudes dos harmônicos presentes no sinal. É notado que os valores dos MAEIRs são menores que 1,5% e que os maiores valores correspondem aos componentes harmônicos de ordens superiores (assim como ocorreu para a técnica DEMOD 2). Isso é devido a dois fatores: razão sinal-ruído menor para harmônico de ordem menor, e o deslocamento maior do sinal demodulado de interesse em relação a 0 Hz para harmônicos de ordens maiores.

### 5.3.3 Comparação de Desempenho

Na Fig. 5.13, é apresentada uma comparação das estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos de ordens 1, 3 e 25 do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL. Nas Figs 5.14 e 5.15 são mostradas as estimativas temporais das amplitudes do componente fundamental e

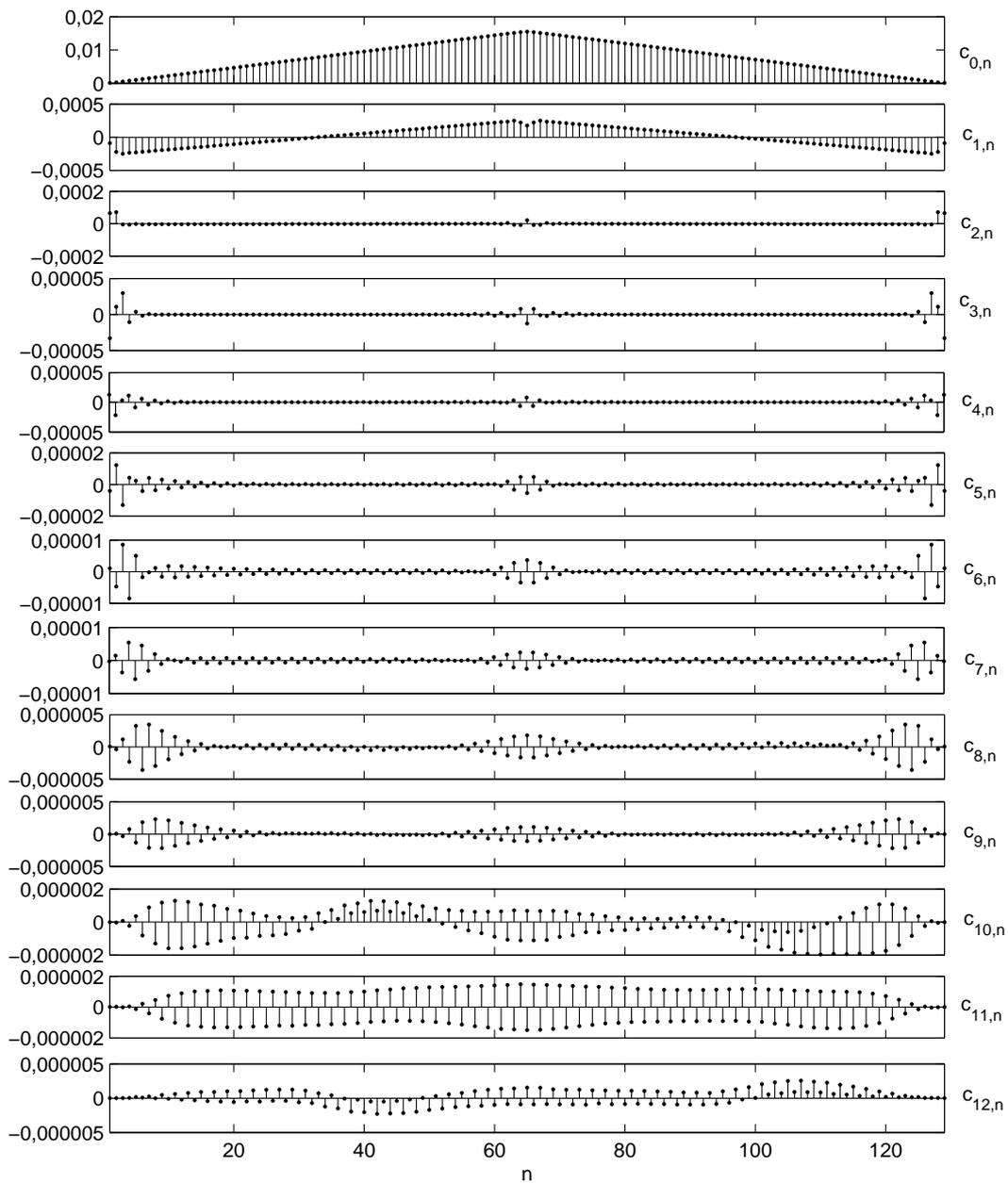


Figura 5.8: Coeficientes dos polinômios obtidos que controlam o filtro.

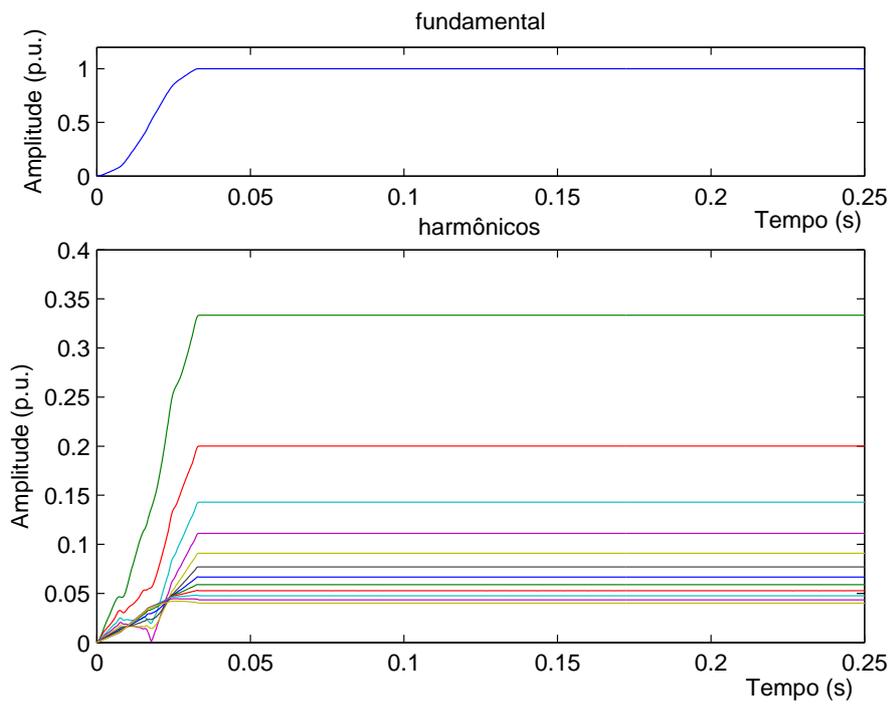


Figura 5.9: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (5.37) com a técnica DEMOD 3.

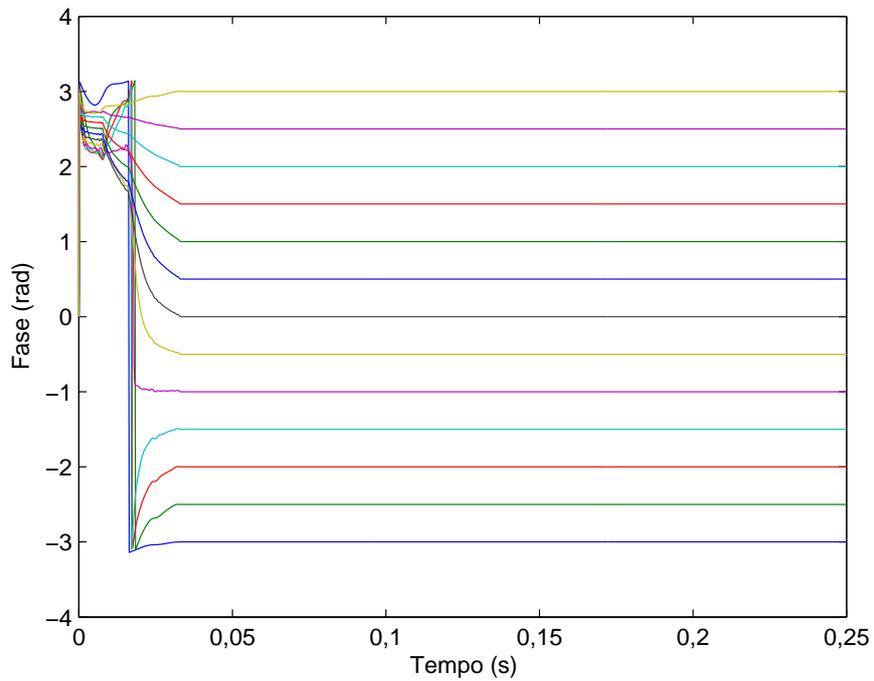


Figura 5.10: Estimativas temporais das fases dos harmônicos do sinal (5.37) com a técnica DEMOD 3.

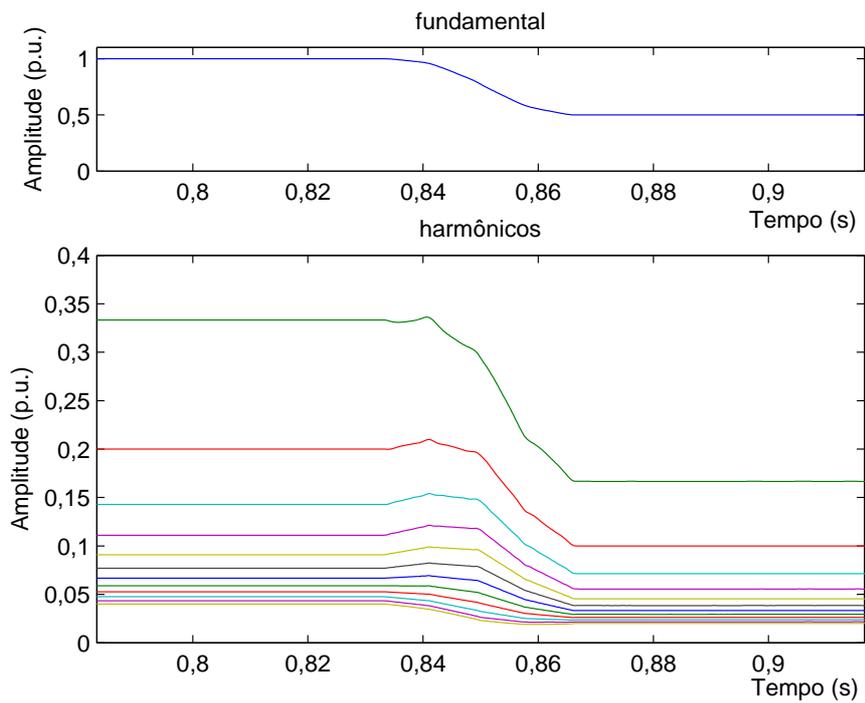


Figura 5.11: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos do sinal (5.37) com a técnica DEMOD 3, quando ocorre uma queda de 50% na amplitude do sinal.

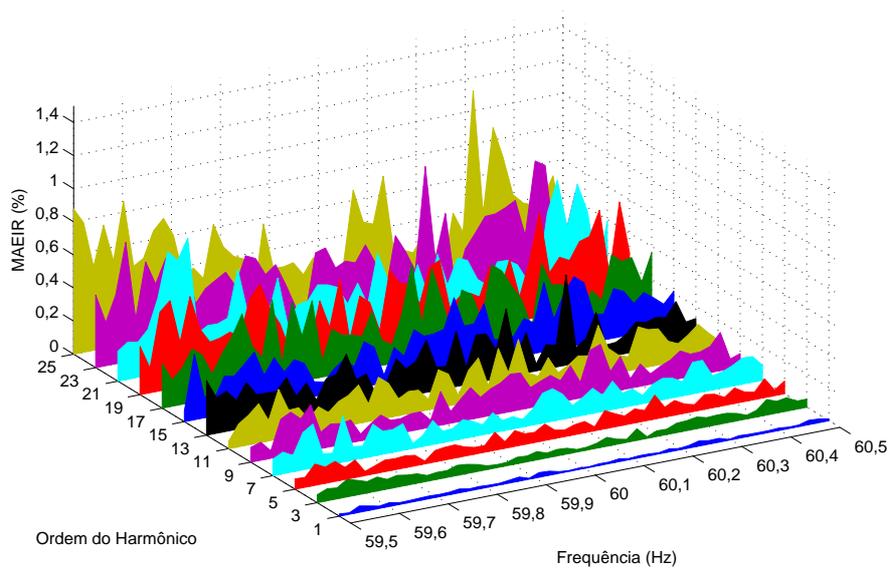


Figura 5.12: Valores do MAEIR das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal (5.37) utilizando a técnica DEMOD 3.

Tabela 5.2: Custo computacional das técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL para a estimação das amplitudes e fases dos 13 harmônicos do sinal dado em (5.37).

<b>Técnica</b>	<b>Número de adições</b>	<b>Número de Multiplicações</b>
<b>DEMOD 3</b>	21.918	132.691
<b>DEMOD 2</b>	260	338
<b>DEMOD 1C</b>	117	104
<b>DFT</b>	65	78
<b>LS</b>	211.341	213.044
<b>EPLL</b>	250	448

do 3º harmônico do sinal mostrado na Fig. 3.26. Já a comparação em relação ao erro, considerando o sinal (5.37), é mostrada nas Figs. 5.16 e 5.17. Para uma melhor comparação entre as técnicas DEMOD 2 e DEMOD 3, os resultados são apresentados nas Figs. 5.18 e 5.19 considerando apenas estas últimas.

Uma importante consideração a respeito da técnica DFT, é que ela pode ser implementada com o uso de janelamento. O objetivo do janelamento é reduzir o erro das estimativas em caso de eventuais desvios de frequência. Na Fig. 5.20 são apresentados os erros das estimativas fornecidas pelas técnica DEMOD 3 e DFT, sendo que esta última utiliza as janelas triangular e de *hanning*, as quais são as mais utilizadas. Apesar do uso de janelamento na DFT, não é observada qualquer melhora significativa para desvios de frequência elevados.

Outra consideração importante a respeito da DFT é sua recomendação pela norma IEC (COMMISSION (2002)), utilizando 12 ciclos do componente fundamental para monitoração da QEE. A razão para a utilização de 12 ciclos é que o algoritmo da DFT pode ser implementado pela transformada rápida de fourier (FFT - *fast Fourier transform*) com resolução de 5 Hz. Dessa forma, além de fornecer estimativas dos harmônicos, a DFT também fornece estimativas de inter-harmônicos equidistantes de 5 Hz. Apesar de ser uma boa alternativa, para a estimação de harmônicos e inter-harmônicos, caso a frequência fundamental do sinal seja igual a sua frequência nominal (60 Hz), as estimativas são degradadas ainda mais em casos de desvios da frequência fundamental. A Fig. 5.21 mostra os valores do MAEIR das estimativas das amplitudes do 25º harmônico do sinal (5.37) utilizando a DFT e suas versões janeladas, com comprimento correspondente a 12 ciclos do componente fundamental. Nota-se que os erros aumentam significativamente para desvios maiores da frequência fundamental.

Para comparação em termos de custo computacional, a Tabela 5.2 apresenta os números de adições e de multiplicações para as técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL para a estimação das amplitudes e fases de todos os componentes harmônicos do sinal dado em (5.37).

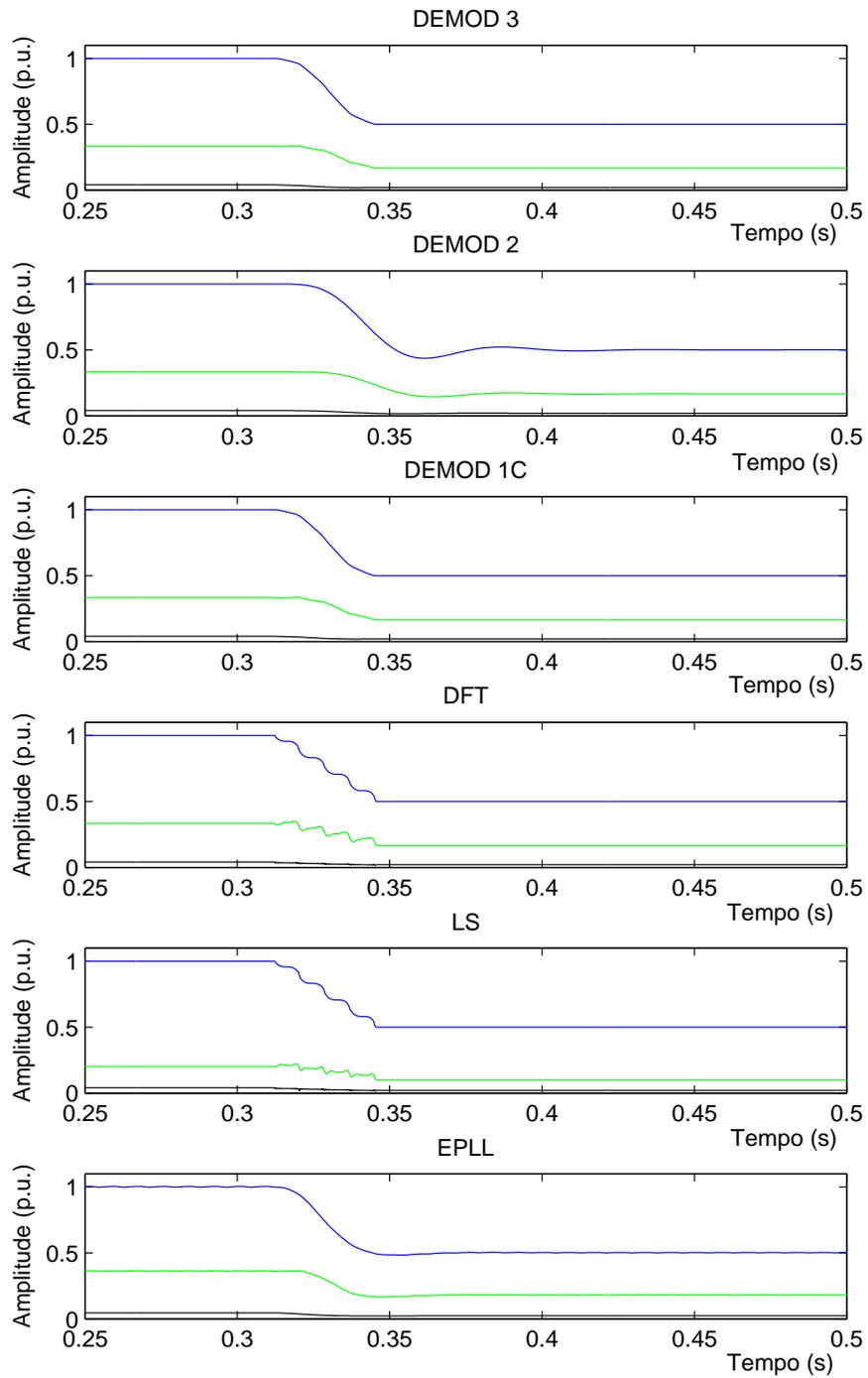


Figura 5.13: Estimativas temporais das amplitudes dos harmônicos de ordens 1, 3 e 25 do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL.

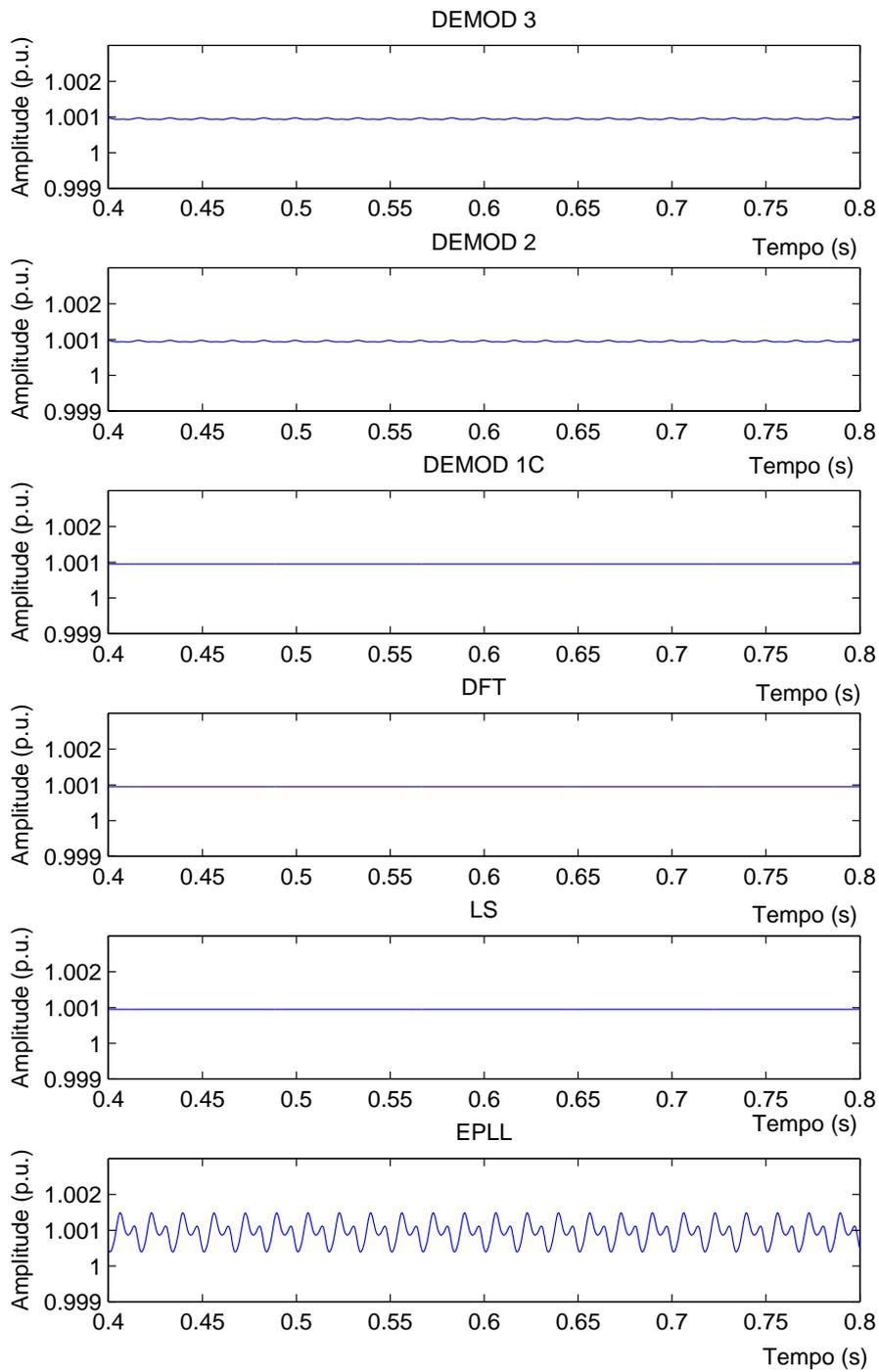


Figura 5.14: Estimativas temporais da amplitude do componente fundamental do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL.

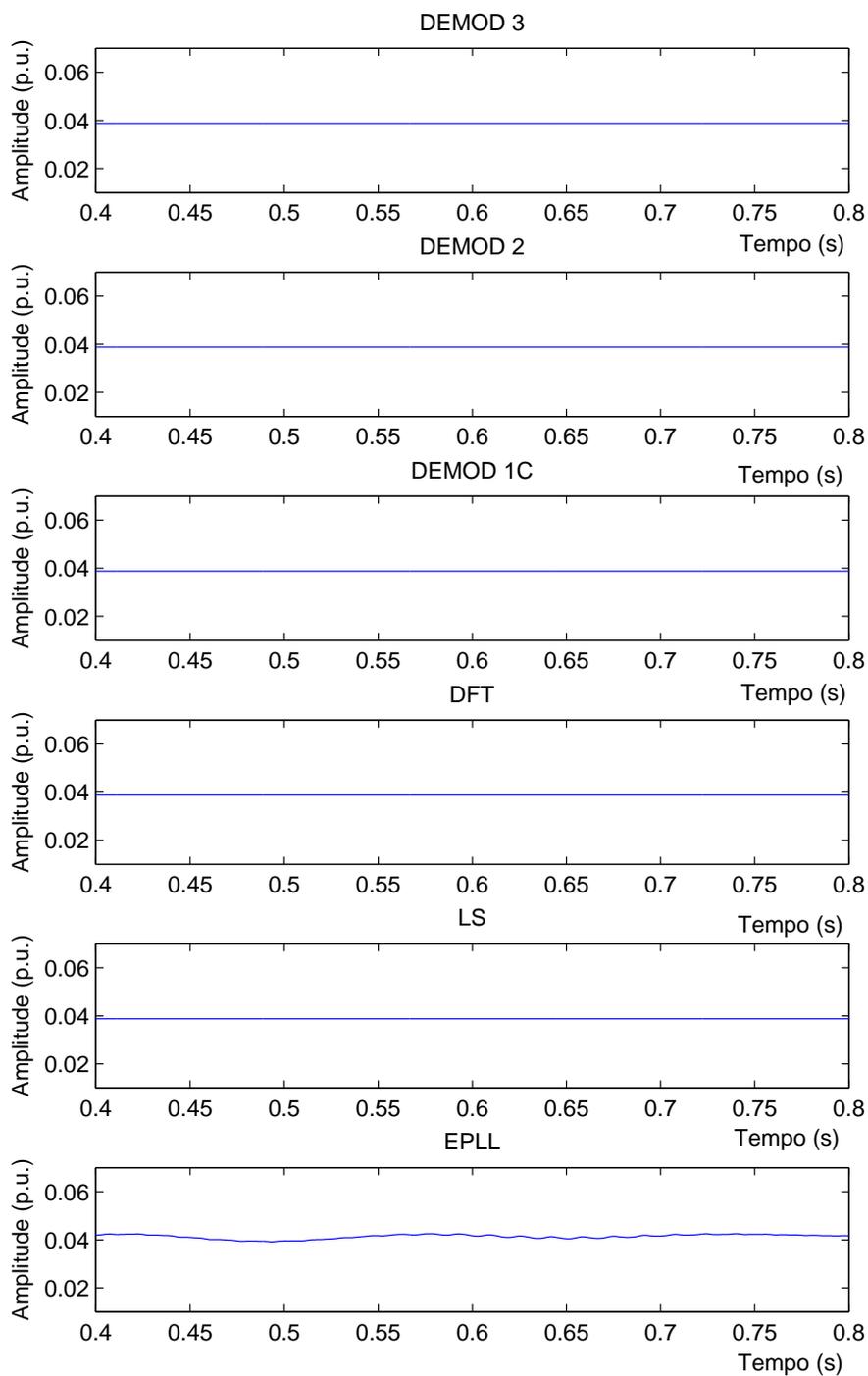


Figura 5.15: Estimativas temporais da amplitude do 3<sup>o</sup> harmônico no tempo do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL.

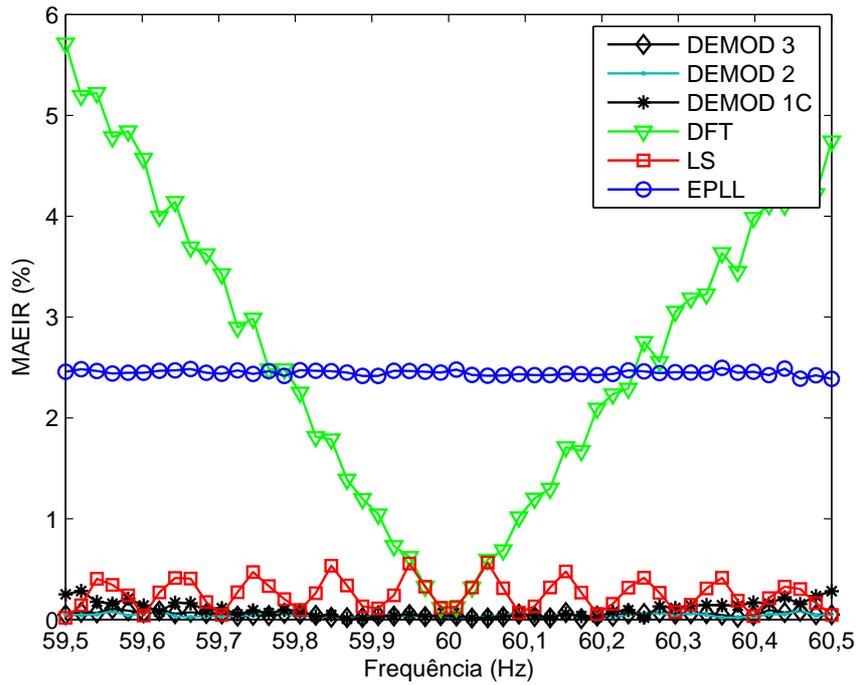


Figura 5.16: Valores do MAEIR das estimativas do 3º harmônico do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL.

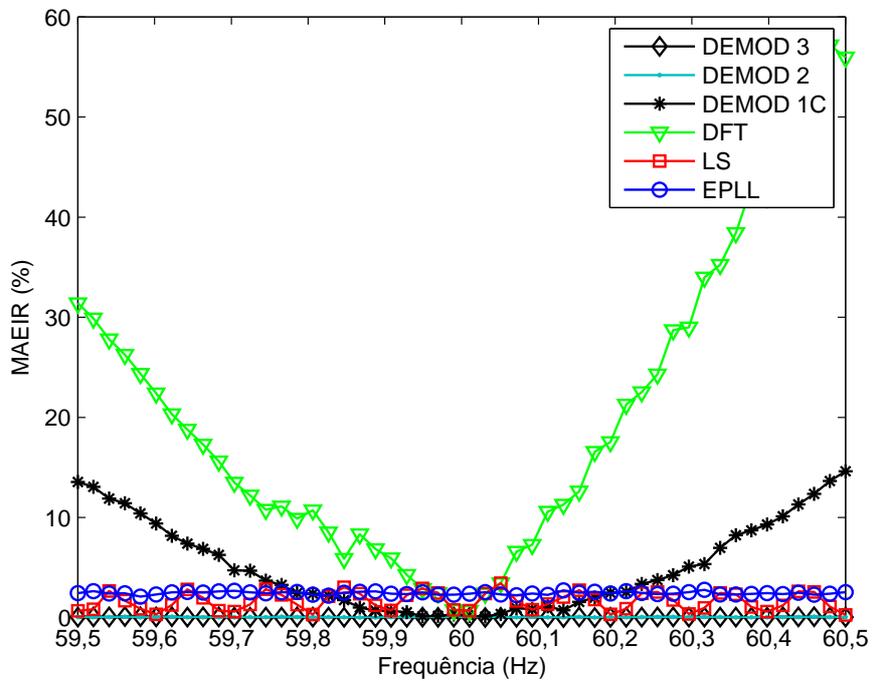


Figura 5.17: Valores do MAEIR das estimativas do 25º harmônico do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3, DEMOD 2, DEMOD 1C, DFT, LS e EPLL.

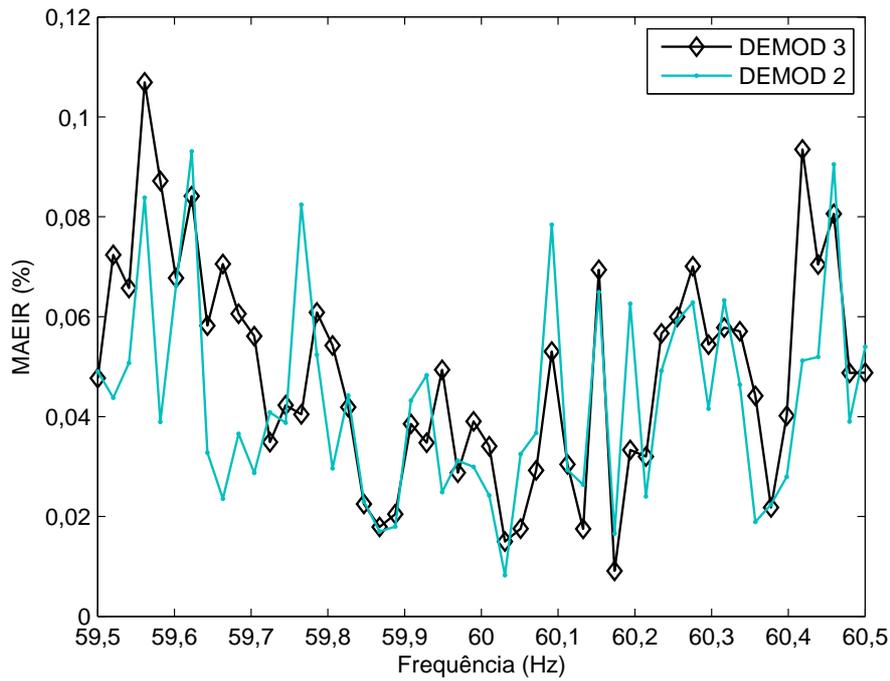


Figura 5.18: Valores do MAEIR das estimativas do 3º harmônico do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3 e DEMOD 2.

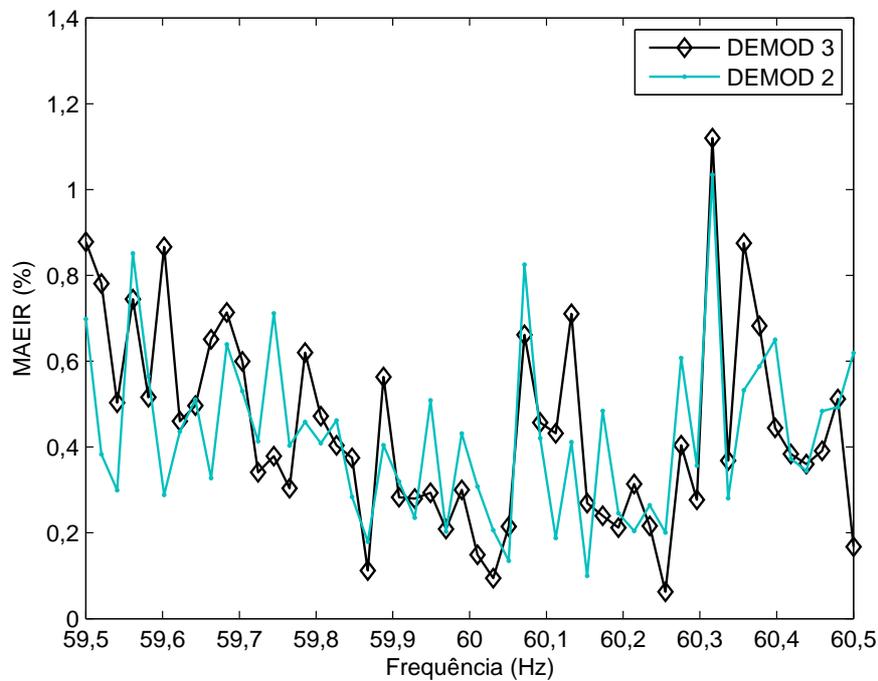


Figura 5.19: Valores do MAEIR das estimativas do 25º harmônico do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3 e DEMOD 2.

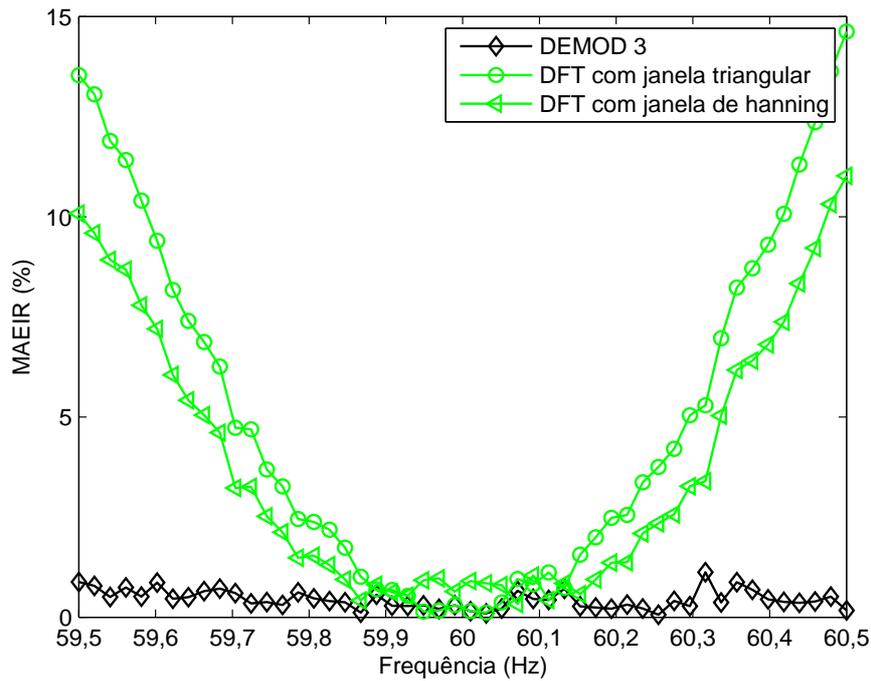


Figura 5.20: Valores do MAEIR das estimativas do 25º harmônico do sinal (5.37) com as técnicas DEMOD 3 e DFT, esta última usando as janelas triangular e de *hanning*.

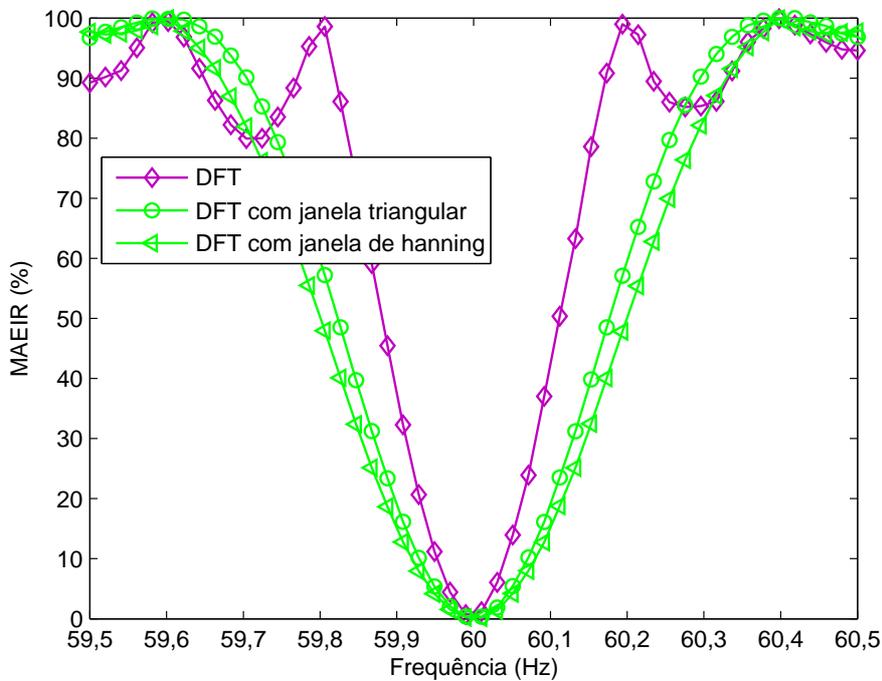


Figura 5.21: Valores do MAEIR das estimativas das amplitudes dos harmônicos do sinal (5.37) com a DFT e suas versões janeladas com comprimento correspondente a 12 ciclos do componente fundamental.

Através dos resultados apresentados, nota-se que a técnica DEMOD 3 apresenta erro reduzido de estimação quando há desvios na frequência do sinal. Além disso, ela é capaz de estimar harmônicos com atraso de estimação no tempo de 2 ciclos do componente fundamental. Observa-se também que os erros de estimação das técnicas DEMOD 3 e DEMOD 2 são bastante próximos. No entanto, vale mencionar que apesar de a técnica DEMOD 2 ter um atraso maior (8 ciclos) do que a técnica DEMOD 3 (2 ciclos), ela apresenta um custo computacional menor na etapa de filtragem. De fato, a técnica DEMOD 3 apresenta um maior custo em relação às outras técnicas, exceto à técnica LS.

## 5.4 Conclusões

Neste Capítulo, foi discutida uma técnica com atraso reduzido de estimação de harmônicos utilizando o método de demodulação. O uso de uma estrutura que corresponde a um filtro FIR controlado, forneceu uma técnica para a estimação de harmônicos com bom desempenho no tempo e erro reduzido de estimação, quando ocorrem desvios de frequência no sinal. Apesar de a técnica ser projetada para estimar harmônicos com atraso de estimação no tempo correspondente a 2 ciclos do componente fundamental, vale comentar que a mesma pode ser projetada para fornecer atrasos menores. Para fornecer uma técnica com atraso de estimação correspondente a 1 ciclo do componente fundamental, zeros simples podem ser usados em (5.10). Para fornecer tal atraso correspondente a 1/2 ciclo, zeros simples podem ser usados somente nos componentes harmônicos pares.

# Capítulo 6

## Uma Técnica para a Estimação do Componente Fundamental

### 6.1 Introdução

Nos capítulos 3, 4 e 5 foram introduzidas técnicas para a estimação das amplitudes e fases dos harmônicos. Apesar de se poder utilizar tais técnicas para a estimação da amplitude e fase do componente fundamental, estas são dependentes de um estimador de frequência. Neste capítulo, é introduzido uma nova versão da técnica de demodulação em que a frequência fundamental também pode ser estimada. Com uma estrutura similar às estruturas apresentadas anteriormente, a amplitude e a fase do componente fundamental também são estimadas. Essa técnica é denominada como DEMOD 4.

### 6.2 Formulação da Técnica

Considere novamente que o sinal elétrico seja expresso por

$$x(t) = \sum_{m=1}^{N_h} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + \phi_m(t)] + \eta(t). \quad (6.1)$$

Como a frequência fundamental não é conhecida, os sinais demoduladores são fixos e dados por

$$d_{c_1}(t) = \cos[\Omega_0 t] \quad (6.2)$$

e

$$d_{s_1}(t) = \sin[\Omega_0 t]. \quad (6.3)$$

Após a etapa de demodulação e filtragem, as frequências dos sinais demodulados podem ser obtidas fazendo-se  $k = 1$  e  $d\varphi_1(t)/dt = 0$  em (4.14) e (4.15), resultando em

$$\Phi_1(t) = (m + 1)\Omega_0 + m \frac{d\phi_1(t)}{dt} \quad (6.4)$$

e

$$\Psi_1(t) = (m - 1)\Omega_0 + m \frac{d\phi_1(t)}{dt} \quad (6.5)$$

para  $m = 1, 2, \dots, N_h$ .

Já as expressões dos sinais demodulados podem ser obtidas fazendo-se  $k = 1$  e  $\varphi_k(t) = 0$  em (4.10) e (4.11), as quais resultam em

$$y_{c_1}(t) = \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t + \Omega_0 t + \phi_m(t)] \\ + \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \cos[m\Omega_0 t - \Omega_0 t + \phi_m(t)] + \eta(t) \cos[\Omega_0 t]$$

e

$$y_{s_1}(t) = \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \text{sen}[m\Omega_0 t + \Omega_0 t + \phi_m(t)] \\ - \sum_{m=1}^{N_h} \frac{1}{2} A_m(t) \text{sen}[m\Omega_0 t - \Omega_0 t + \phi_m(t)] + \eta(t) \text{sen}[\Omega_0 t],$$

respectivamente.

Considerando  $0, \Omega_0, 2\Omega_0, 3\Omega_0, \dots$  como frequências harmônicas nominais, as frequências  $\Phi_1(t)$  e  $|\Psi_1(t)|$  podem ser organizadas na Tabela 6.1. Da Tabela 6.1, observa-se que existem dois componentes de frequência próximos a  $m\Omega_0$ :  $m\Omega_0 + (m - 1)d\phi_1(t)/dt$  e  $m\Omega_0 + (m + 1)d\phi_1(t)/dt$ . Sendo que  $m\Omega_0 + (m + 1)d\phi_1(t)/dt$  é o mais afastado de  $m\Omega_0$ . Sabendo que  $d\phi_1(t)/dt$  representa o desvio de frequência do componente fundamental e assumindo que esse desvio varia no intervalo  $[-\delta, \delta]$ , então, o desvio de frequência do componente  $m\Omega_0 + (m + 1)d\phi_1(t)/dt$  pode variar na seguinte faixa:

$$\Delta\Omega_m = [m\Omega_0 + (m + 1)\delta] - [m\Omega_0 + (m + 1)(-\delta)] \\ \therefore \Delta\Omega_m = 2(m + 1)\delta. \quad (6.6)$$

Assim, de (6.6) constata-se que se a frequência fundamental  $\Omega_0 + d\phi_1(t)/dt$  do sinal  $x(t)$  varia de  $\Omega_0 - \delta$  até  $\Omega_0 + \delta$ , então os componentes de frequência dos sinais demodulados estarão contidos em faixas de frequência com larguras  $2(m + 1)\delta$  centradas nas frequências  $m\Omega_0$ . Como ilustração, a Fig. 6.1 representa essas faixas ao longo do eixo  $\Omega$ .

Além disso, de acordo com a Tabela 6.1, observa-se que os componentes

Tabela 6.1: Localização das frequências  $\Phi_1(t)$  e  $|\Psi_1(t)|$

frequência central	componentes advindas de $\Phi_1(t)$	componentes advindas de $ \Psi_1(t) $
0	-	$d\phi_1(t)/dt$
$\Omega_0$	-	$\Omega_0 + 2d\phi_1(t)/dt$
$2\Omega_0$	$2\Omega_0 + d\phi_1(t)/dt$	$2\Omega_0 + 3d\phi_1(t)/dt$
$3\Omega_0$	$3\Omega_0 + 2d\phi_1(t)/dt$	$3\Omega_0 + 4d\phi_1(t)/dt$
$4\Omega_0$	$4\Omega_0 + 3d\phi_1(t)/dt$	$4\Omega_0 + 5d\phi_1(t)/dt$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$m\Omega_0$	$m\Omega_0 + (m - 1)d\phi_1(t)/dt$	$m\Omega_0 + (m + 1)d\phi_1(t)/dt$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$(N_h - 1)\Omega_0$	$(N_h - 1)\Omega_0 + (N_h - 2)d\phi_1(t)/dt$	$(N_h - 1)\Omega_0 + N_h d\phi_1(t)/dt$
$N_h\Omega_0$	$N_h\Omega_0 + (N_h - 1)d\phi_1(t)/dt$	-
$(N_h + 1)\Omega_0$	$(N_h + 1)\Omega_0 + N_h d\phi_1(t)/dt$	-

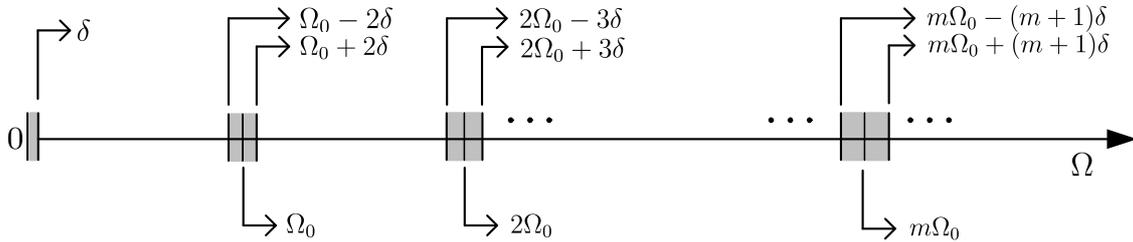


Figura 6.1: Localização do espectro dos sinais demodulados quando a frequência angular fundamental varia de  $\Omega_0 - \delta$  até  $\Omega_0 + \delta$ .

de interesse do sinal demodulado próximos a 0 Hz podem variar de 0 até  $\delta$  quando o desvio de frequência fundamental varia entre  $-\delta$  e  $\delta$ . Como o sinal é subsequentemente filtrado para a extração desses componentes, suas amplitudes não podem ser modificadas. Logo o filtro a ser projetado, além de atenuar as frequências pertencentes às faixas centradas em  $\Omega_0, 2\Omega_0, \dots, (N_h + 1)\Omega_0$ , deve possuir resposta em magnitude plana na faixa  $[0, \delta]$ .

Filtrando os sinais  $y_{c_1}(t)$  e  $y_{s_1}(t)$  com um filtro que tenha resposta plana na banda  $[0, \delta]$  e atenuações nas bandas centradas em  $\Omega_0, 2\Omega_0, \dots, (N_h + 1)\Omega_0$  (Fig. 6.1), obtêm-se

$$y_{cc_1}(t) = \frac{1}{2}A_1(t) \cos[\phi_1(t)] + \eta_c(t) \quad (6.7)$$

e

$$y_{ss_1}(t) = -\frac{1}{2}A_1(t) \text{sen}[\phi_1(t)] + \eta_s(t), \quad (6.8)$$

em que  $\eta_c(t)$  e  $\eta_s(t)$  denotam as versões passa-baixas de  $\eta(t) \cos[\Omega_0 t]$  e  $\eta(t) \text{sen}[\Omega_0 t]$ , respectivamente.

Supondo que o filtro tenha uma atenuação satisfatória em toda banda de passagem (além das faixas mostradas na Fig. 6.1), os componentes  $\eta_c(t)$  e  $\eta_s(t)$  podem ser desprezados e, finalmente, a amplitude e a fase do componente fundamental podem ser estimados por

$$\hat{A}_1(t) = 2\sqrt{y_{cc_1}^2(t) + y_{ss_1}^2(t)} \quad (6.9)$$

e

$$\hat{\phi}_1(t) = -\text{arctg} \left[ \frac{y_{ss_1}(t)}{y_{cc_1}(t)} \right], \quad (6.10)$$

respectivamente.

Adicionalmente, a frequência fundamental pode ser estimada utilizando a derivada da fase estimada adicionada ao valor constante  $\Omega_0$ . Assim,

$$\hat{\psi}_1(t) = \Omega_0 + \frac{d\hat{\phi}_1(t)}{dt}. \quad (6.11)$$

Baseado no exposto, o diagrama de blocos da técnica proposta neste capítulo é ilustrado na Fig. 6.2. Os blocos PB implementam filtros passa-baixas idênticos e os blocos COS e SEN implementam os sinais demoduladores expressos por (6.2) e (6.3), respectivamente. Já os blocos AMP, FAS E FREQ implementam as equações dadas por (6.9), (6.10) e (6.11), respectivamente. A frequência fundamental (em Hz) é calculada pela relação  $\hat{f}_1(t) = \hat{\psi}_1(t)/(2\pi)$ .

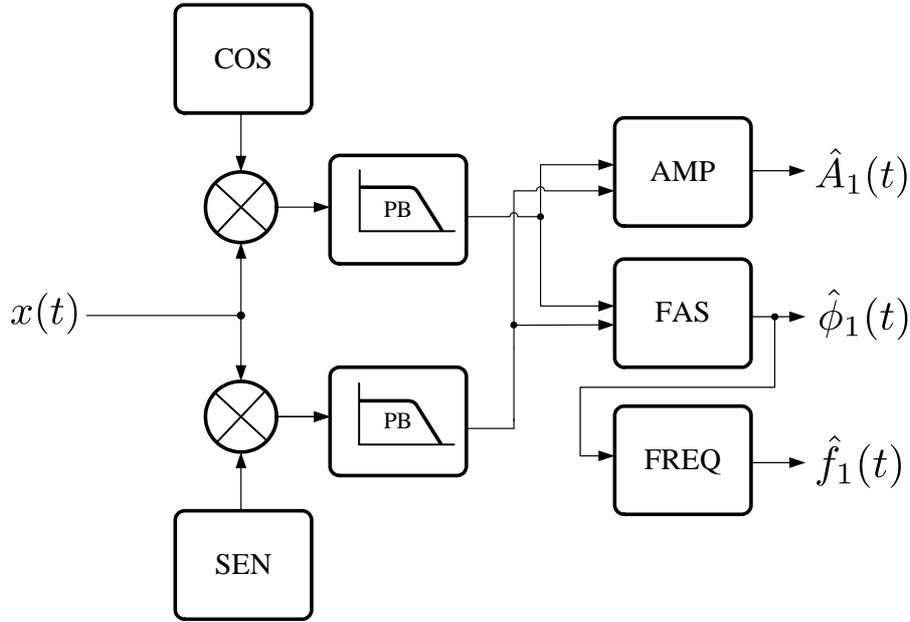


Figura 6.2: Diagrama de blocos da técnica DEMOD 4.

### 6.3 Implementação Digital da Técnica Proposta

A versão discreta do sinal (6.1), como já apresentada, é dada por

$$x[n] = \sum_{m=1}^{N_h} A_m[n] \cos(mw_0n + \phi_m[n]) + \eta[n]. \quad (6.12)$$

Os sinais demoduladores (6.2) e (6.3) se tornam

$$d_{c_1}[n] = \cos(kw_0n) \quad (6.13)$$

e

$$d_{s_1}[n] = \text{sen}(kw_0n), \quad (6.14)$$

respectivamente.

Para a remoção eficiente dos componentes harmônicos do sinal demodulado, uma boa alternativa é o uso de um filtro FIR passa-baixas com boa atenuação nas faixas de frequência descritas anteriormente (veja Fig. 6.1). Para o projeto de um filtro com tais características, nesse trabalho é utilizado o método de otimização WLS (*weighted-least-squares*)(DINIZ *et al.* (2002)).

Em resumo, as especificações do filtro passa-baixas para projeto com o algoritmo WLS são mostradas na Fig. 6.3. Nessa figura,  $A_p$  representa a máxima variação na banda de passagem e  $A_r$  representa a atenuação desejada nas bandas de rejeição centradas em  $\Omega_0, 2\Omega_0, 3\Omega_0, \dots$ . Neste trabalho, o projeto do filtro foi baseado em uma atenuação maior do que 90 dB nas faixas de rejeição de harmônicos e

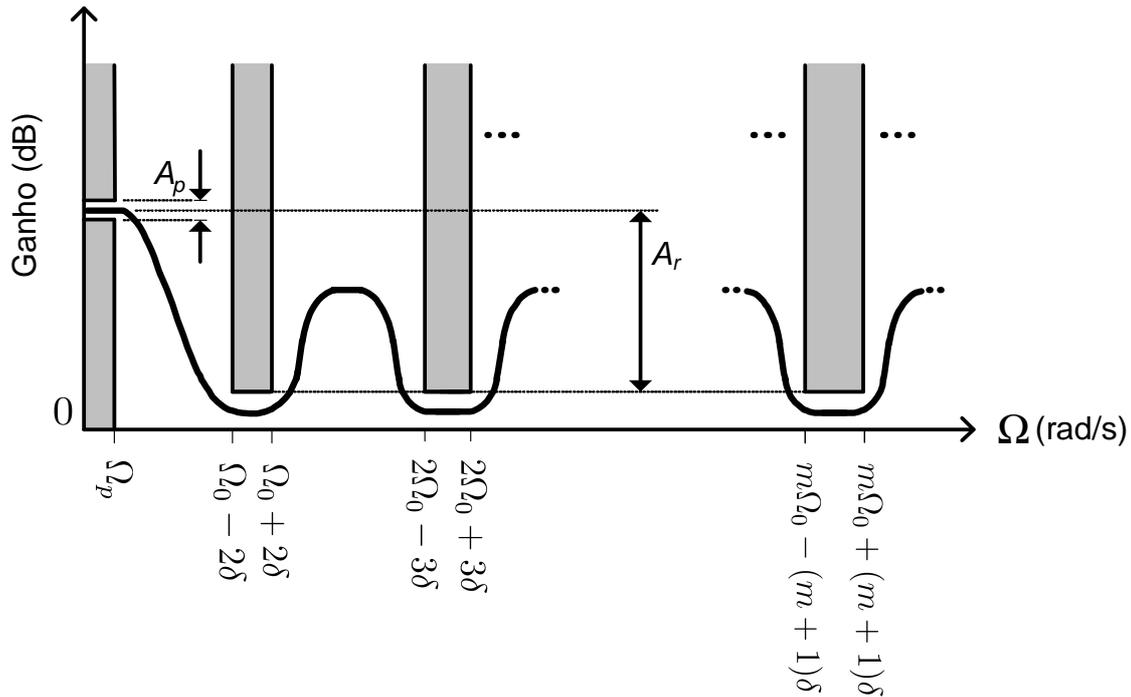


Figura 6.3: Especificações do filtro para projeto com o algoritmo WLS.

variação máxima de  $3 \times 10^{-5}$  dB na banda de passagem. De forma a satisfazer tais especificações, a ordem do filtro foi aumentada experimentalmente no algoritmo WLS até que as especificações fossem satisfeitas. Assim, um filtro de ordem  $M = 97$  foi obtido. A magnitude da resposta em frequência desse filtro é mostrada na Fig. 6.4. Já a Figura 6.5 mostra o detalhe da magnitude da resposta em frequência próximo a 180 Hz. Nessa figura, uma atenuação maior que 90 dB é observada próximo a 180 Hz. O comprimento do filtro corresponde a 3 ciclos do componente fundamental, o que também fornece o atraso de estimação e, dessa forma, determina a velocidade de convergência do algoritmo.

No algoritmo WLS, o eixo de frequência foi dividido em  $N$  conjuntos de pequenas bandas de frequência. Além disso, as bandas de frequência incidentes nas faixas de frequências, mostradas na Fig. 6.1, foram ponderadas para o processo de otimização. Note que a banda de passagem deve incluir a faixa  $[0, \delta]$ , visando acomodar o componente demodulado próximo a 0 Hz com a mínima alteração possível. Para a obtenção do filtro cuja resposta é mostrada nas Figs. 6.4 e 6.5 (usado nas subsequentes simulações); os seguintes parâmetros foram utilizados:  $N = 3.840$ ,  $\Omega_p = 2\pi 2$  rad/s (correspondendo a frequência de corte de 2 Hz),  $\Omega_0 = 2\pi 60$  rad/s,  $\delta = 2\pi 0,5$  rad/s (correspondendo ao desvio de frequência máximo de 0,5 Hz). Os pesos para as frequências menores ou iguais a  $\Omega_p$  foram 1000, já para as faixas de frequências em torno de  $m\Omega_0$ , os pesos foram 20. Esses valores foram determinados experimentalmente para satisfazer às especificações anteriormente descritas. Como

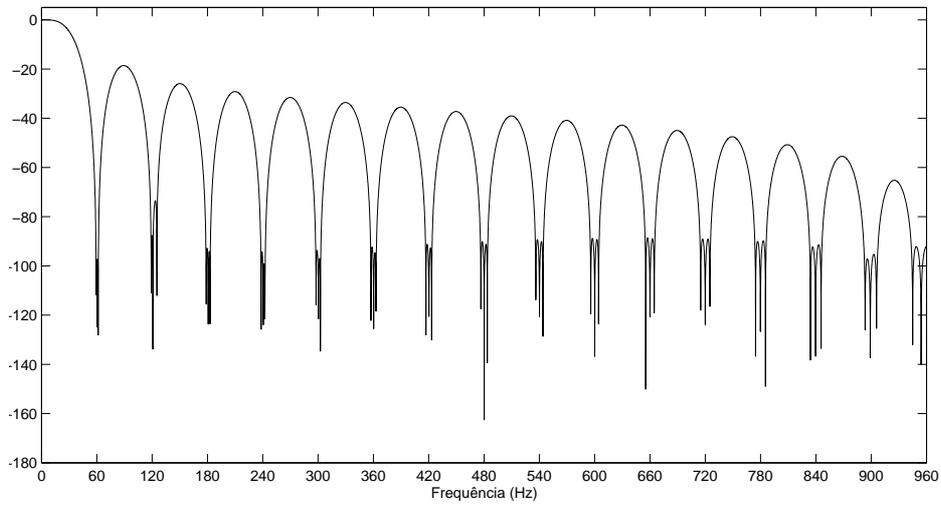


Figura 6.4: Magnitude da resposta em frequência do filtro projetado.

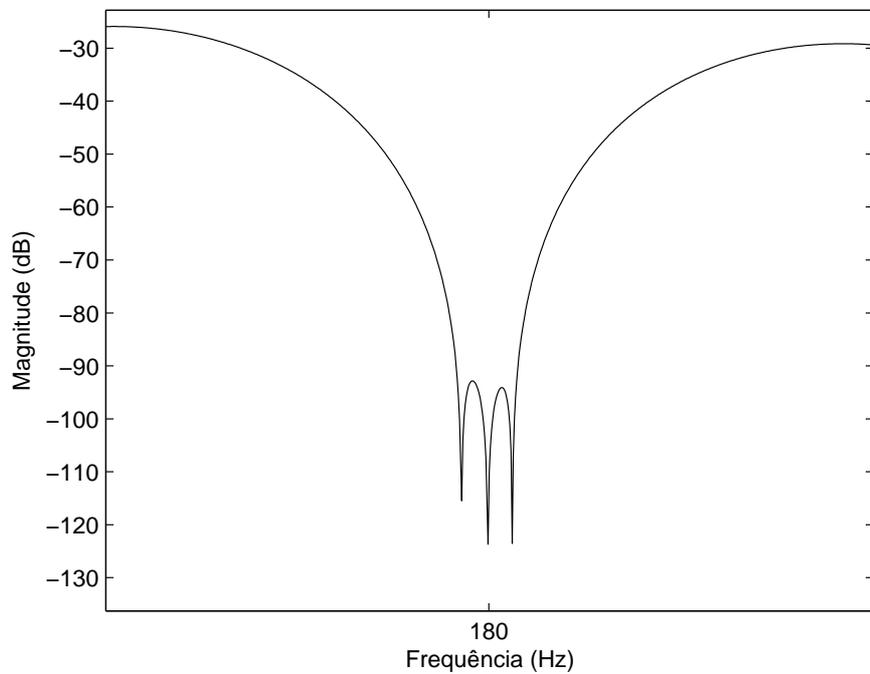


Figura 6.5: Detalhe da magnitude da resposta em frequência do filtro projetado próxima a 180 Hz.

Tabela 6.2: Custo computacional da técnica DEMOD 4

Técnica	Número de adições	Número de Multiplicações
DEMOD 4	$2M + 1$	$2M + 6$

o algoritmo WLS trabalha com frequências digitais, todas as frequências dadas em rad/s especificadas devem ser normalizadas pela frequência de amostragem  $f_s$ . Nesse caso, foi adotado  $f_s = 32 \times 60$  Hz.

Após a filtragem, os cálculos de amplitude e fase são realizados a cada período de amostragem pelas versões discretas (6.9) e (6.10), as quais são expressas por

$$\hat{A}_1[n] = 2\sqrt{y_{cc_1}^2[n] + y_{ss_1}^2[n]} \quad (6.15)$$

e

$$\hat{\phi}_1[n] = -\arctg\left(\frac{y_{ss_1}[n]}{y_{cc_1}[n]}\right), \quad (6.16)$$

respectivamente. Utilizando a versão discreta do operador derivada, a frequência fundamental, a cada período de amostragem, pode ser estimada por

$$\hat{\psi}_1[n] = \Omega_0 + f_s(\hat{\phi}_1[n] - \hat{\phi}_1[n-1]). \quad (6.17)$$

Uma vez que  $\hat{\psi}_1[n]$  é a versão discreta de (6.11).

## 6.4 Custo Computacional

A Tabela 6.2 apresenta o custo computacional por amostra da técnica DEMOD 4 para a estimação da amplitude, fase e frequência do componente fundamental. O custo computacional aumenta com o aumento da ordem  $M$  do filtro.

## 6.5 Análise de Desempenho

Nesta seção, uma análise de desempenho da técnica DEMOD 4 é apresentada. Em todas as simulações, a frequência de amostragem considerada é  $f_s = 32 \times 60$  Hz e o filtro passa-baixas utilizado é o mesmo descrito na Seção 6.3, cuja magnitude da resposta em frequência é mostrada na Fig. 6.4.

### 6.5.1 Desempenho no Tempo

A estimação temporal, utilizando a técnica proposta, é mostrada na Fig. 6.6 para amplitude, fase e frequência, considerando o sinal dado por

$$\begin{aligned} x[n] = & \cos(w_0n + \phi_1[n]) + \frac{1}{3} \cos(3w_0n + \phi_3[n]) + \frac{1}{5} \cos(5w_0n + \phi_5[n]) \\ & + \frac{1}{7} \cos(7w_0n + \phi_7[n]) + \frac{1}{9} \cos(9w_0n + \phi_9[n]) + \frac{1}{11} \cos(11w_0n + \phi_{11}[n]) \\ & + \frac{1}{13} \cos(13w_0n + \phi_{13}[n]) + \frac{1}{15} \cos(15w_0n + \phi_{15}[n]) + v[n], \end{aligned} \quad (6.18)$$

em que  $\phi_1[n] = \pi/4$ ,  $\phi_3[n] = \phi_5[n] = \phi_7[n] = \phi_9[n] = \phi_{11}[n] = \phi_{13}[n] = \phi_{15}[n] = 0$  e  $v[n]$  é um ruído gaussiano de média-zero tal que a SNR seja de 60 dB. Para a estimação de amplitude, uma momentânea interrupção é simulada nesse sinal. Para a estimação da fase, o componente fundamental sofre uma variação de fase de  $\pi/4$  rad para  $-\pi/4$  rad. Já para a estimação de frequência, uma variação abrupta de 60 Hz para 59,5 Hz é imposta. É observado um atraso de estimação de 3 ciclos do componente fundamental em todos os casos.

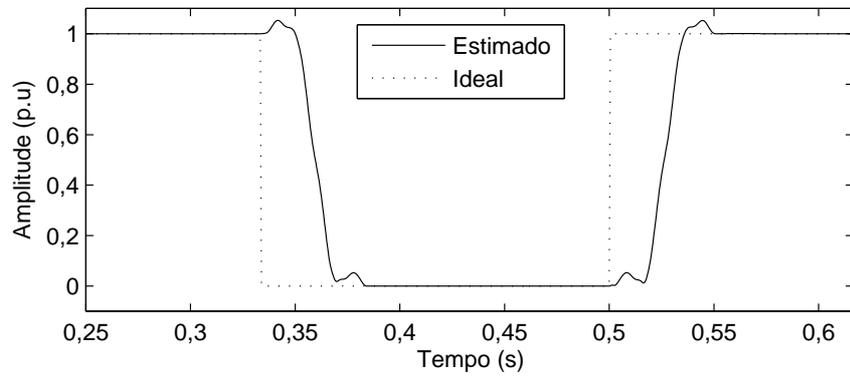
### 6.5.2 Desempenho em Relação ao Erro

Para analisar o erro de estimação, vários sinais foram gerados a partir de (6.18) com frequência fundamental entre 59,5 Hz e 60,5 Hz e o MAEIR foi calculado para cada estimativa. Esses resultados são apresentados na Fig. 6.7. Para esse caso, os erros são menores do que 0,05%, 0,09% e 0,8% para as estimativas de amplitude, fase e frequência, respectivamente.

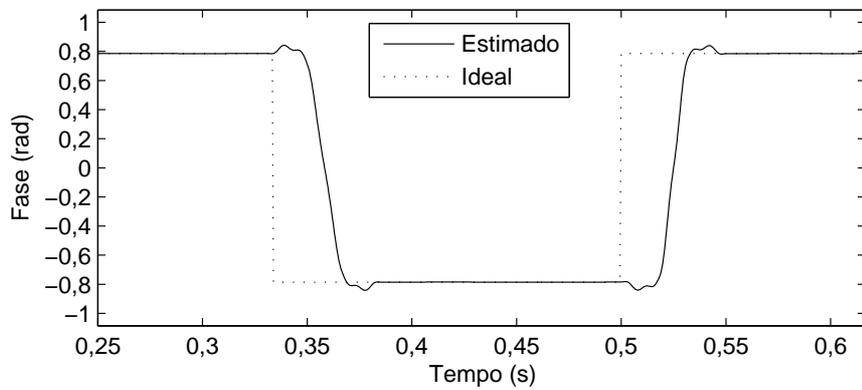
### 6.5.3 Comparação de desempenho

Visando proporcionar uma comparação de desempenho, a seguir faz-se uma análise comparativa da técnica DEMOD 4 com duas outras técnicas, a saber: a técnica introduzida em THORP *et al.* (1985) denominada DFT (a mesma utilizada nas simulações dos capítulos anteriores) e a técnica introduzida em K.-GHARTEMANI e IRAVANI (2004), chamada aqui de EPLL-F.

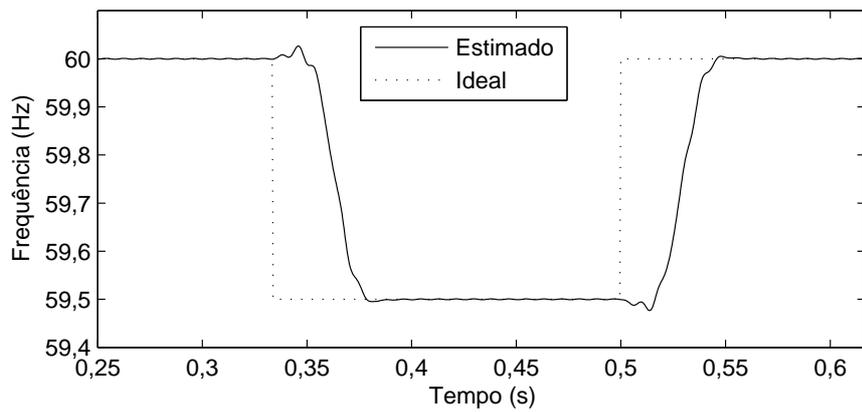
As Figs. 6.8-6.10 ilustram as estimativas no tempo considerando as três técnicas. Para a estimação de amplitude, uma interrupção momentânea é introduzida no sinal; para a estimação da fase, o sinal sofre uma variação de fase de  $\pi/4$  rad para  $-\pi/4$  rad e para a estimação de frequência, uma variação abrupta de 60 Hz para 59,5 Hz é considerada. O resultado de estimação de frequência com a técnica DFT não é apresentado devido a esta não suportar a estimação de frequência. As linhas tracejadas representam estimativas ideais. Considerando o sinal medido mostrado na Fig. 3.26, as estimativas são mostradas nas Figs. 6.11-6.13. Para o sinal dado por



(a)

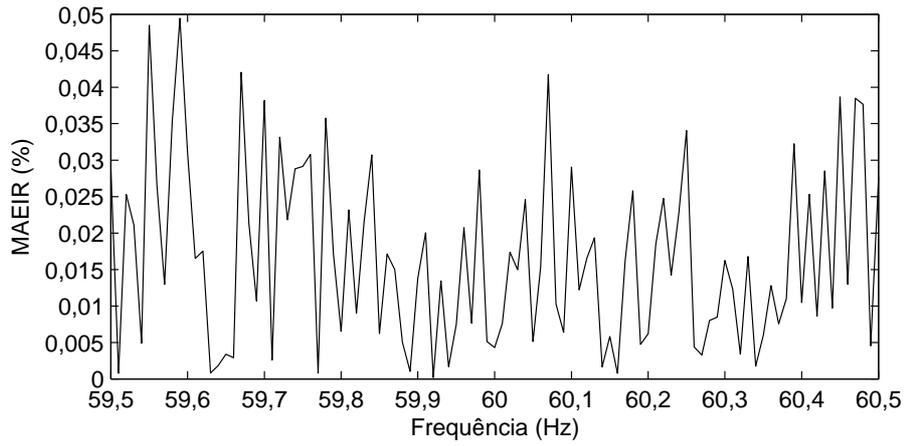


(b)

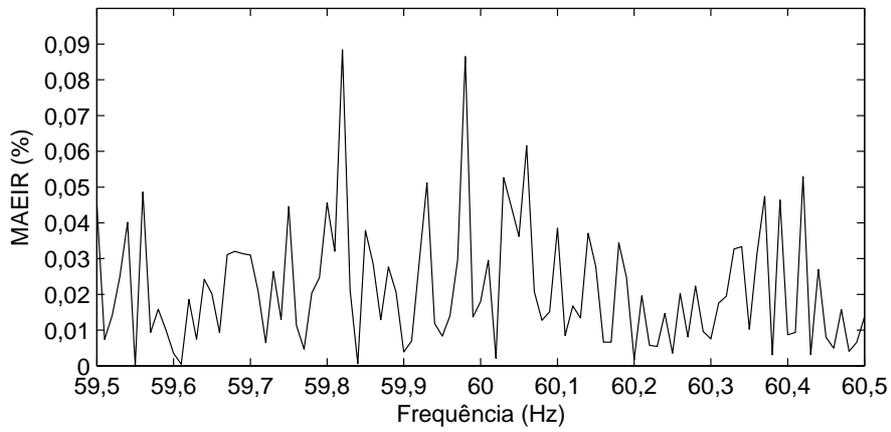


(c)

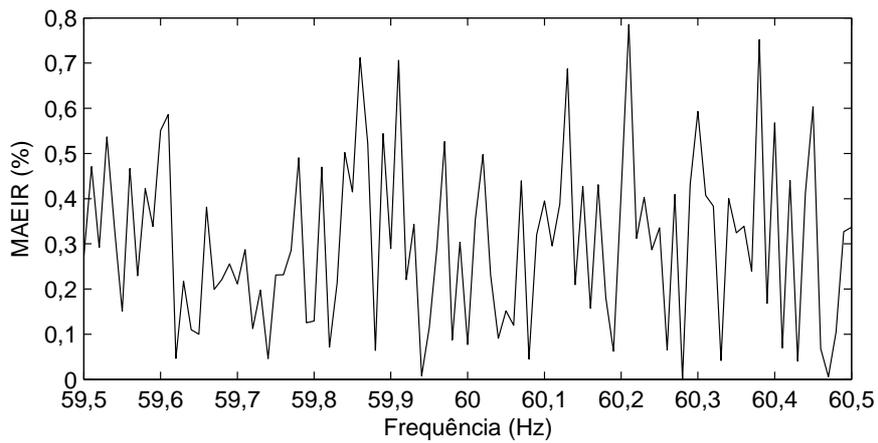
Figura 6.6: (a) Estimativa temporal da amplitude considerando uma interrupção momentânea. (b) Estimativa temporal da fase considerando uma variação de fase do sinal de  $\pi/4$  rad para  $-\pi/4$  rad. (c) Estimativa temporal da frequência considerando uma variação de 60 Hz para 59,5 Hz no sinal, utilizando a técnica DEMOD 4.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.7: Valores do MAEIR para as estimativas de (a) amplitude, (b) fase e (c) frequência do componente fundamental do sinal (6.18), quando a frequência fundamental do sinal se encontra entre os valores de 59,5 Hz a 60,5 Hz e a técnica DEMOD 4 é utilizada.

Tabela 6.3: Custo computacional das técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F para a estimação da amplitude, fase e frequência do componente fundamental

Técnica	Número de adições	Número de Multiplicações
DEMOD 4	195	200
DFT	5	6
EPLL-F	9	12

(6.18), os valores do MAEIR são apresentados nas Figs. 6.14-6.16. A comparação em termos de custo computacional, para a estimação da amplitude, da fase e da frequência, a cada amostra, é apresentada na Tabela 6.3 para as técnicas DEMOD 4 e EPLL-F. O custo da técnica DFT para estimar a amplitude e a fase, a cada amostra, também é fornecido nesta tabela.

Os resultados mostram que o EPLL-F exibe o maior atraso dentre as técnicas avaliadas, aproximadamente 5 ciclos. Com respeito a técnica DFT, observa-se rápida estimação e bom desempenho quando  $f_1[n] = 60$  Hz; entretanto, se desvios de frequência ocorrem no sinal, seu desempenho é degradado severamente. Já para a técnica proposta (DEMOD 4), apesar de apresentar um custo computacional superior, resultados mais satisfatórios são observados em termos de erro de estimação.

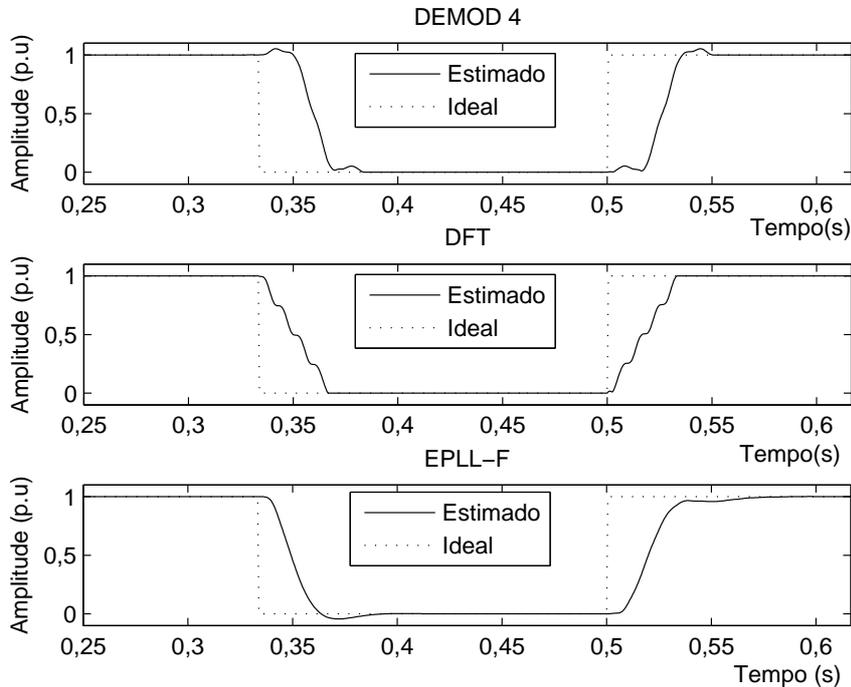


Figura 6.8: Estimativas temporais da amplitude do componente fundamental do sinal (6.18) com as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F.

É importante mencionar que os resultados apresentados foram obtidos usando

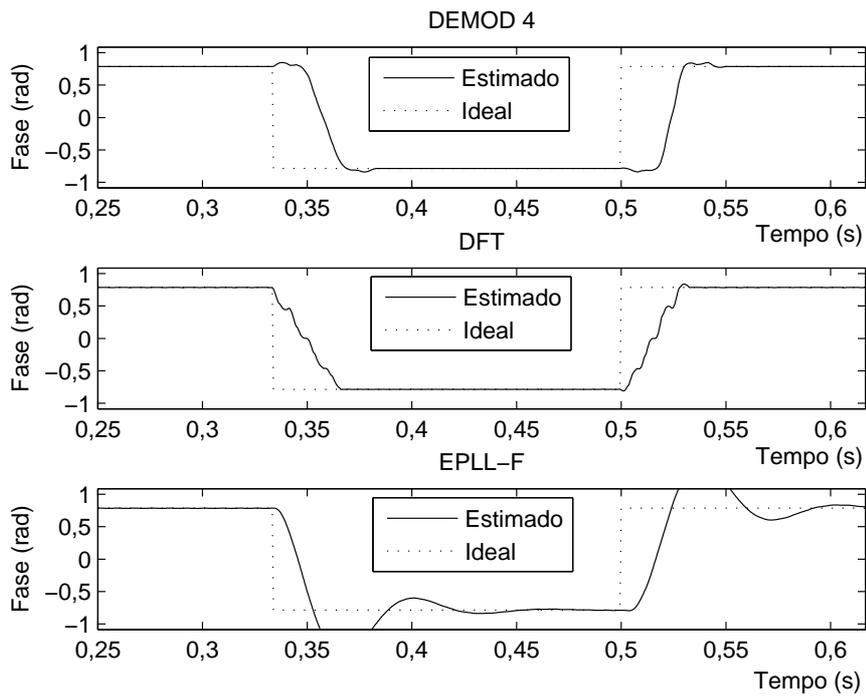


Figura 6.9: Estimativas temporais da fase do componente fundamental do sinal (6.18) com as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F.

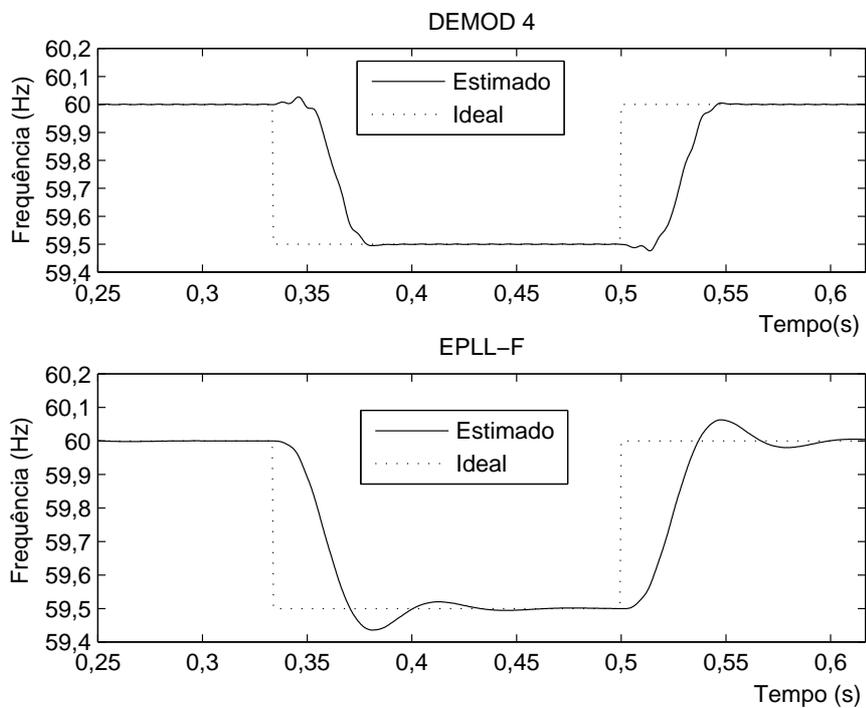


Figura 6.10: Estimativas temporais da frequência do componente fundamental do sinal (6.18) com as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F.

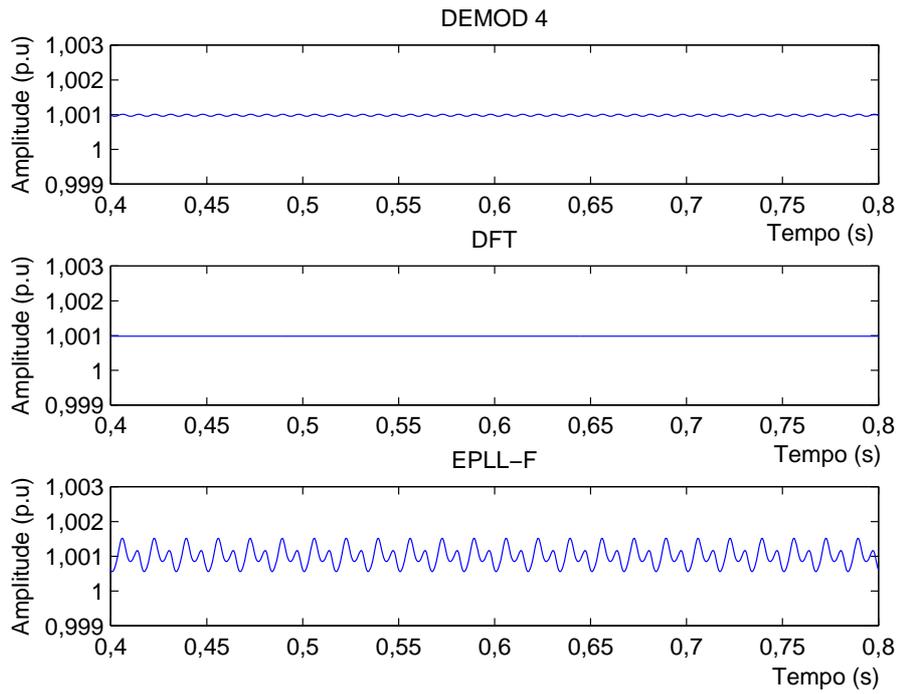


Figura 6.11: Estimativas temporais da amplitude do componente fundamental do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F.

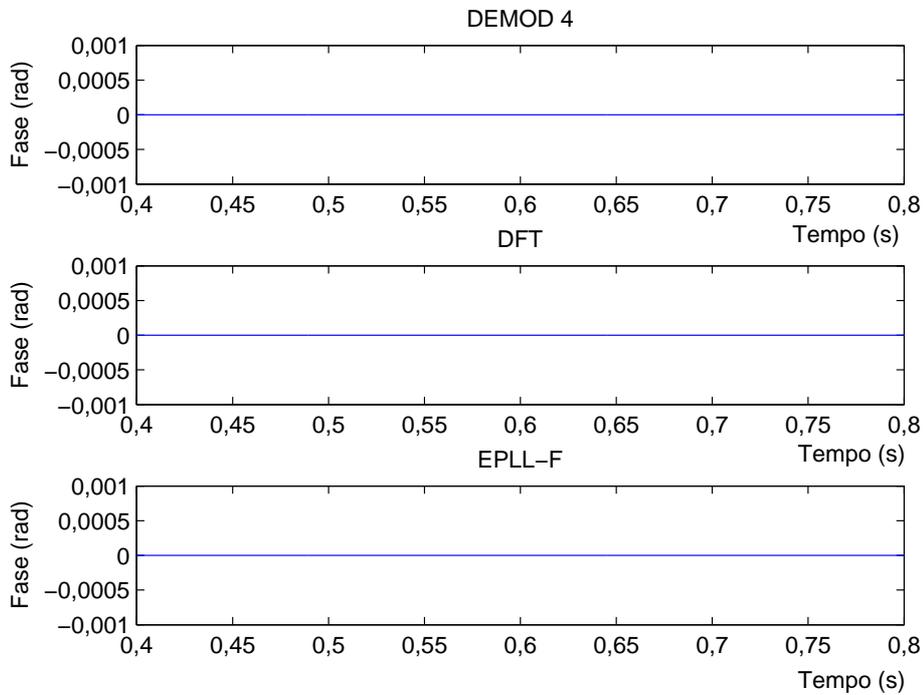


Figura 6.12: Estimativas temporais da fase do componente fundamental do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F.

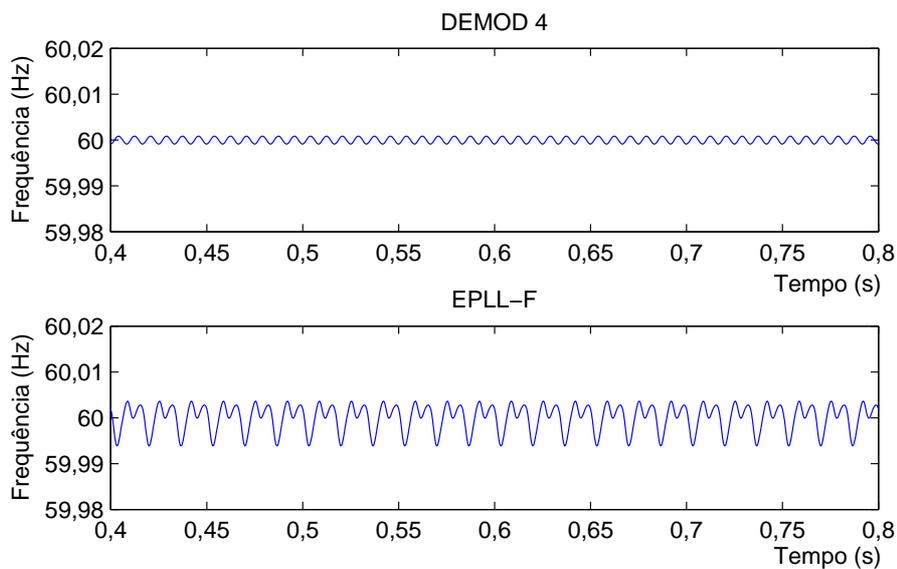


Figura 6.13: Estimativas temporais da frequência do componente fundamental do sinal medido mostrado na Fig. 3.26 com as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F.

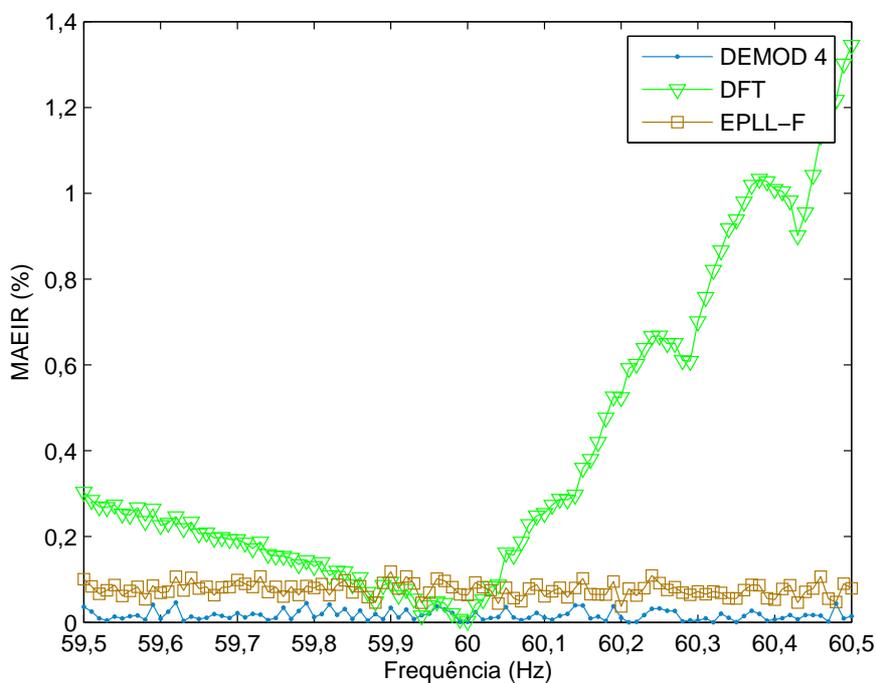


Figura 6.14: Valores do MAEIR das estimativas de amplitude do componente fundamental considerando as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F quando o sinal (6.18) assume frequências fundamentais de 59,5 Hz a 60,5 Hz.

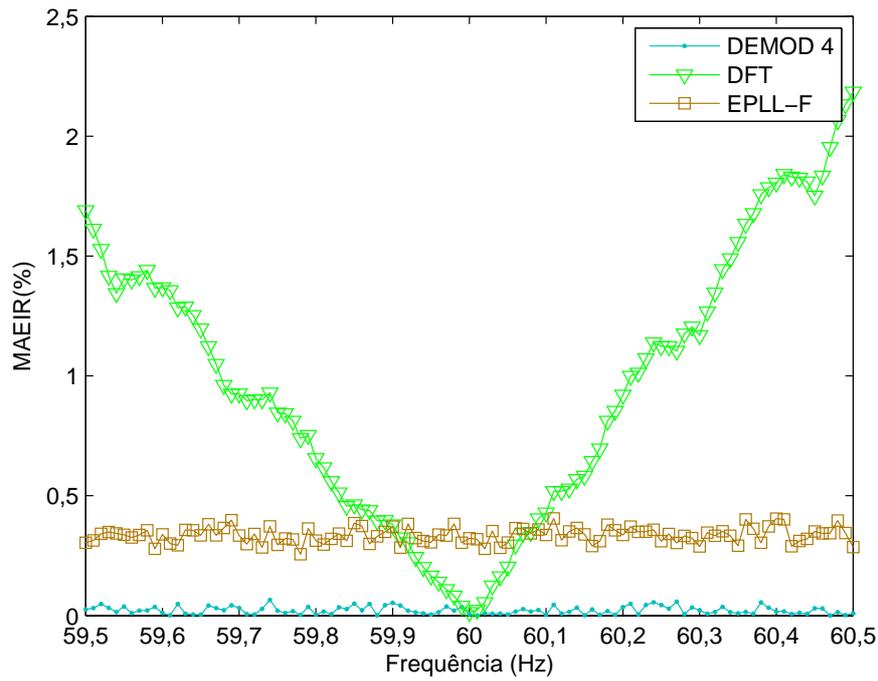


Figura 6.15: Valores do MAEIR das estimativas de fase do componente fundamental considerando as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F quando o sinal (6.18) assume frequências fundamentais de 59,5 Hz a 60,5 Hz.

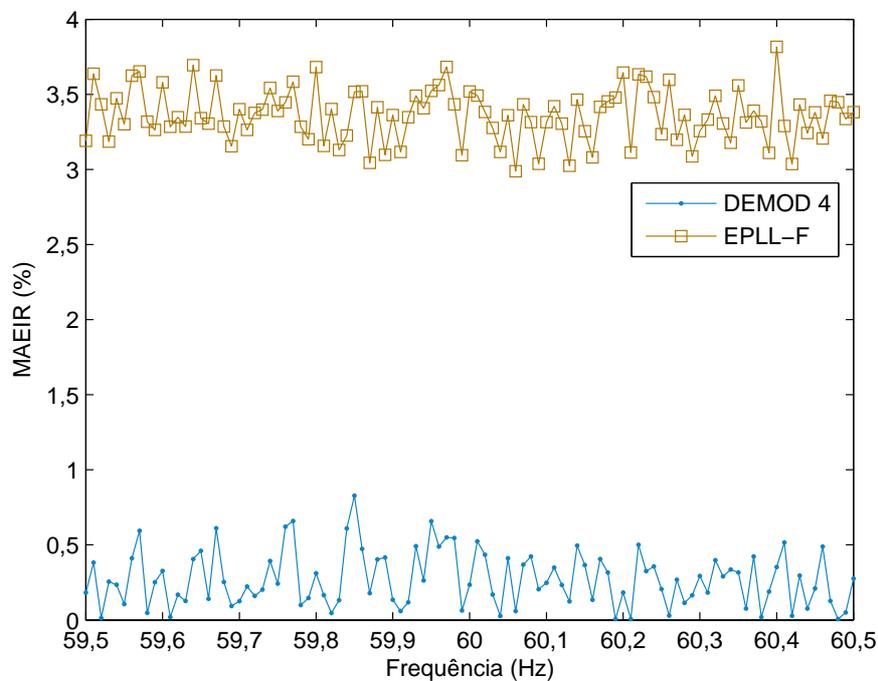


Figura 6.16: Valores do MAEIR das estimativas de frequência do componente fundamental considerando as técnicas DEMOD 4, DFT e EPLL-F quando o sinal (6.18) assume frequências fundamentais de 59,5 Hz a 60,5 Hz.

um filtro de ordem 97, como discutido na Seção 6.3. Entretanto, filtros com ordens superiores podem ser considerados para prover maior acurácia nas estimativas ou filtros com ordens inferiores, para prover menor atraso de estimação. Por exemplo, na Fig. 6.17 é apresentada a magnitude da resposta em frequência de um filtro com ordem 33 e frequência de amostragem  $f_s = 16 \times 60$  Hz, o que proporciona atraso de estimação correspondente a 2 ciclos do componente fundamental. Nesse caso, o atraso da estimação é reduzido ao custo de uma redução na acurácia da estimação.

Outra importante questão a ser mencionada é em relação ao número de harmônicos presentes no sinal de entrada  $x(t)$ . Geralmente, equipamentos com ênfase na medição do componente fundamental e de componentes de baixa frequência utilizam filtros analógicos (denominados filtros *anti-aliasing*) para atenuar altas frequências indesejadas do sinal, principalmente os harmônicos. Este filtro é utilizado anteriormente à amostragem do sinal. Desta forma, a técnica proposta neste capítulo, para a estimação do componente fundamental, não necessitaria ser projetado para atenuar harmônicos de ordens muito elevadas, devido à atenuação prévia desses pelo filtro *anti-aliasing*. Por outro lado, considerando a utilização da técnica proposta com um filtro FIR projetado para a atenuação de harmônicos até uma certa ordem específica, a frequência de corte do filtro *anti-aliasing* pode ser aumentada, fazendo com que componentes eletrônicos analógicos menores em tamanho sejam usados no equipamento. Outro benefício seria a menor influência no tempo do filtro *anti-aliasing*, tais como transitórios e atrasos da filtragem analógica.

## 6.6 Conclusões

Neste capítulo, um novo filtro para a estimação da amplitude, fase e frequência do componente fundamental, utilizando a técnica da demodulação, foi proposto. Com o uso do algoritmo WLS, foi projetado um filtro passa-baixas que atenua componentes harmônicos com desvios de frequência do sinal demodulado. Embora a técnica tenha sido projetada para ter atraso correspondente a 3 ciclos do componente fundamental, ela pode ser projetada para maiores ou menores atrasos, ao custo de menores e maiores erros de estimação, respectivamente.

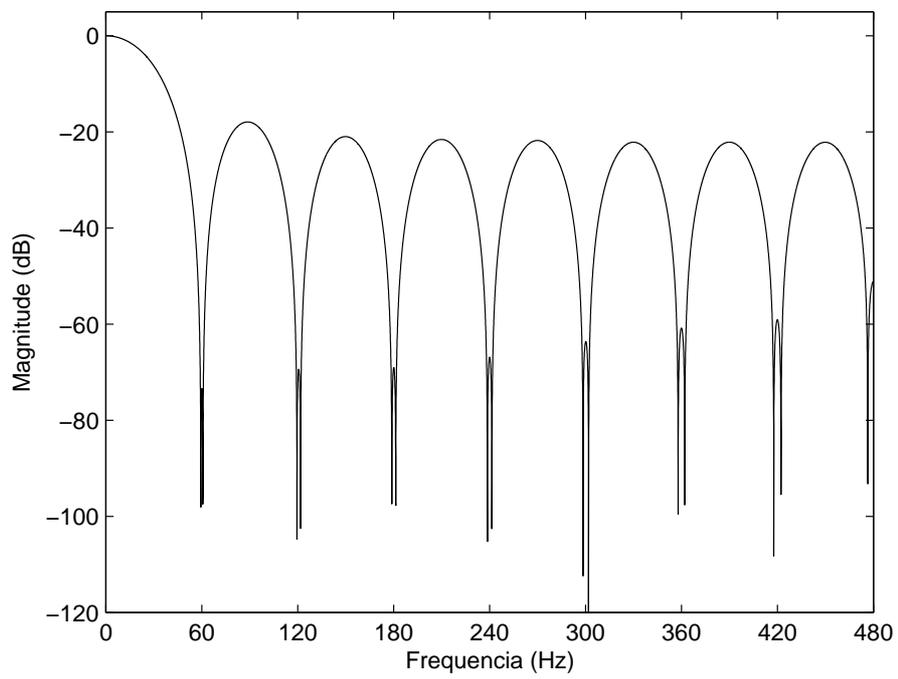


Figura 6.17: Magnitude da resposta em frequência de um filtro projetado com o método WLS considerando  $f_s = 16 \times 60$  Hz e atraso de estimação de dois ciclos do componente fundamental.

# Capítulo 7

## Uma Técnica para a Correção de Estimação da Frequência

O objetivo deste capítulo é propor uma estratégia, de custo computacional reduzido, para corrigir a estimativa da frequência fundamental durante o período transitório em uma dada técnica de estimação. A técnica de estimação de frequência escolhida para correção é a mesma introduzida em K.-GHARTEMANI e IRAVANI (2004), denominada aqui como EPLL-F. A técnica EPLL-F foi escolhida devido à sua simplicidade de implementação e à obtenção de resultados bastante satisfatórios na estimação de frequência. Basicamente, a técnica proposta monitora a energia do erro e a energia da diferença temporal da estimativa da frequência dada pela técnica EPLL-F, detectando assim o início e o fim do período transitório. Uma vez detectado tal período, ele é eliminado na estimativa final da frequência.

### 7.1 Descrição do Problema

O problema de estimação de frequência é evidenciado quando ocorre uma variação abrupta na amplitude do componente fundamental do sinal monitorado sem que ocorra, necessariamente, uma variação de frequência. Isso acontece devido às mudanças repentinas no patamar de tensão do sistema elétrico, usualmente conhecidos como variações de tensão de curta duração (VTDC) tais como *sags* e *swells*. Os VTDCs fazem com que os estimadores de frequência, que são baseados em filtragem, apresentem transitórios significativos em sua saída.

Para entender melhor esse fato, considere um sinal-exemplo que apresente um VTCD. Esse sinal e a estimativa de sua frequência pela técnica EPLL-F são mostrados na Fig. 7.1. Claramente, observa-se na Fig. 7.1, que o transitório degrada severamente a estimativa da frequência fundamental, o que pode fornecer uma informação errônea para os sistemas de controle, proteção ou monitoração da

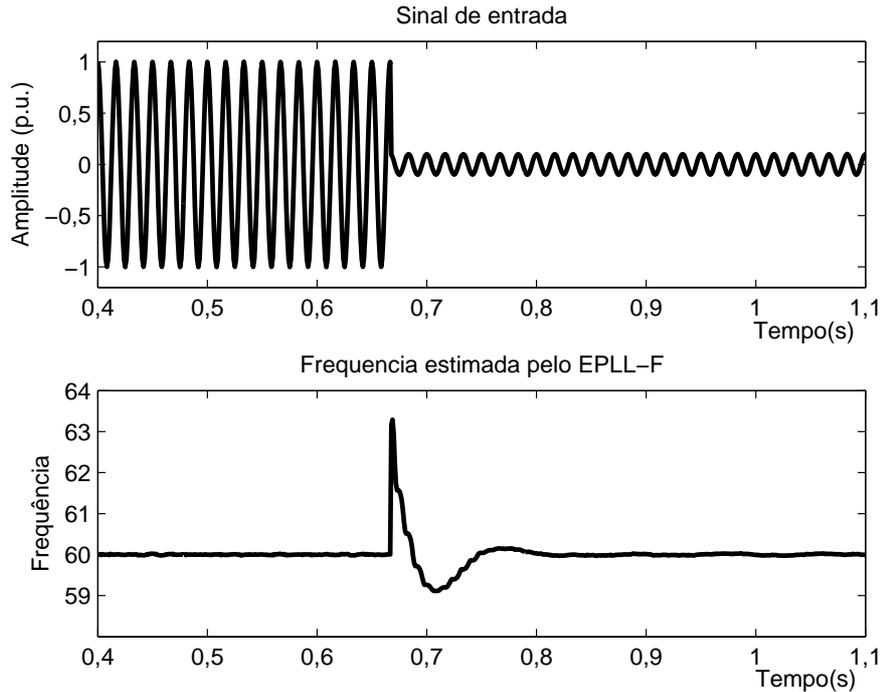


Figura 7.1: Sinal apresentando um VTCD e sua frequência fundamental estimada pela técnica EPLL-F.

QEE que utilizam a frequência fundamental como parâmetro. No caso de se utilizar um estágio de filtragem precedendo a estimação de frequência, o transitório em questão pode ainda apresentar maior duração devido à etapa de filtragem adicional. Um exemplo é mostrado na Fig. 7.2 utilizando-se um filtro passa-faixa IIR de Chebyshev de 4ª ordem como estágio inicial de filtragem.

Tendo em vista o problema considerado, a proposta do presente capítulo é introduzir uma estratégia simples e de custo computacional reduzido que possa adicionar à técnica EPLL-F uma estratégia inteligente o suficiente para reconhecer a ocorrência de um VTCD e tomar uma decisão capaz de resultar um comportamento estável da estimativa da frequência. Basicamente, o problema se resume em minimizar o erro  $|\hat{f}_1[n] - f_1[n]|$ , após um VTDC.

## 7.2 Descrição da Técnica

O diagrama de blocos do esquema de correção proposto é mostrado na Fig. 7.3. Uma vez obtida uma primeira estimativa de frequência pelo método EPLL-F, a técnica de correção atua visando detectar o início e o fim do transitório da estimativa dada pelo método EPLL-F e a seguir gerar uma nova estimativa de frequência, desconsiderando o período transitório. Para compreender melhor o funcionamento dessa estratégia de correção, a seguir, cada um dos blocos da Fig. 7.3 é descrito de forma detalhada.

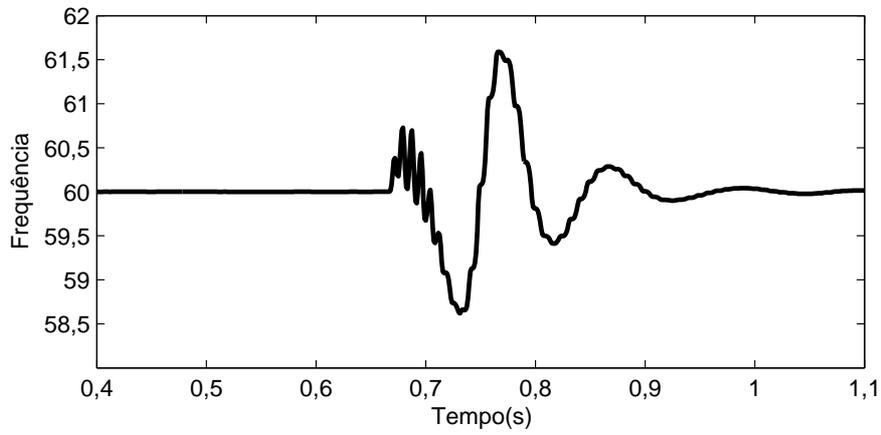


Figura 7.2: Frequência estimada pela técnica EPLL-F considerando um estágio inicial de filtragem, para um sinal de entrada apresentando um VTCD.

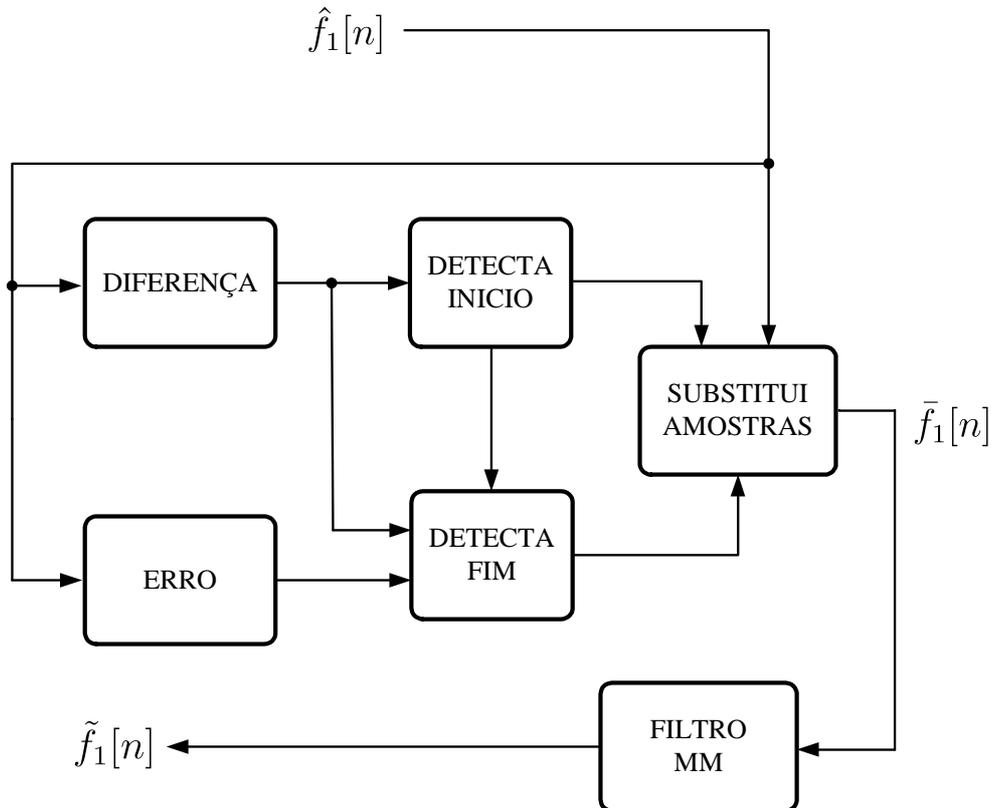


Figura 7.3: Diagrama de blocos do esquema de correção de estimação de frequência proposto.

### 7.2.1 Bloco DIFERENÇA

O bloco DIFERENÇA apenas calcula a diferença discreta dada por

$$d[n] = \hat{f}_1[n] - \hat{f}_1[n-1], \quad (7.1)$$

A razão para o uso da diferença dada por (7.1) é sua característica semelhante à derivada de um sinal contínuo, que apresenta variações significativas quando variações bruscas são ocorridas no sinal analisado, facilitando a subsequente detecção de variações.

### 7.2.2 Bloco DETECTA INICIO

Este bloco apenas calcula o valor absoluto do sinal  $d[n]$  e verifica se tal valor é maior do que um determinado limiar  $\mu_i$ . Sua função é detectar o início do transitório fornecido pelo método EPLL-F. O limiar é encontrado utilizando sinais simulados, com e sem VTCD.

### 7.2.3 Bloco ERRO

O bloco ERRO estima o erro presente no sinal  $\hat{f}_1[n]$ , ou seja, despolariza esse sinal de modo que apenas o transitório seja considerado. Matematicamente, a operação efetuada por esse bloco é

$$e[n] = \hat{f}_1[n] - E\{\hat{f}_1[n]\}, \quad (7.2)$$

em que  $E\{\bullet\}$  denota o operador valor esperado. Nesse trabalho, esse operador é aproximado pelo filtro média-móvel recursivo, dado por

$$m_e[n] = m_e[n-1] + \frac{1}{M_e + 1}(\hat{f}_1[n-1] - \hat{f}_1[n - M_e - 1]), \quad (7.3)$$

em que  $m_e[n]$  é a saída e  $M_e$  a ordem do filtro. Note que  $m_e[n]$  representa uma estimativa para o termo  $E\{\hat{f}_1[n]\}$ .

### 7.2.4 Bloco DETECTA FIM

O bloco DETECTA FIM tem a função de detectar o final do transitório obtido pelo EPLL-F. Para isso, energias são calculadas em janelas de  $J$  amostras dos sinais  $e[n]$  e  $d[n]$ . Tais energias são dadas por

$$\xi_e[n] = \sum_{i=0}^{J-1} e^2[n-i] \quad (7.4)$$

e

$$\xi_d[n] = \sum_{i=0}^{J-1} d^2[n-i], \quad (7.5)$$

respectivamente. Recursivamente, essas energias podem ser calculadas por

$$\xi_e[n] = \xi_e[n-1] + e^2[n-1] - e^2[n-J] \quad (7.6)$$

e

$$\xi_d[n] = \xi_d[n-1] + d^2[n-1] - d^2[n-J], \quad (7.7)$$

respectivamente.

Nota-se que o valor numérico destas energias aumentam na ocorrência de um transitório no método EPLL-F. Dessa forma, quando esses valores diminuem para patamares definidos, pode-se detectar o fim do transitório.

A detecção se faz através da seguinte forma:

$$D[n] = \begin{cases} 1, & \text{se } \xi_e[n] > \eta_e \text{ ou } \xi_d[n] > \eta_d, \\ 0, & \text{se } \xi_e[n] < \eta_e \text{ e } \xi_d[n] < \eta_d; \end{cases} \quad (7.8)$$

em que  $\eta_e$  e  $\eta_d$  representam, respectivamente, os limiares considerados para  $\xi_e[n]$  e  $\xi_d[n]$ . Assim, somente quando  $D[n] = 0$ , é detectado o final do transitório e o bloco DETECTA FIM é então desativado. Note que os limiares  $\eta_e$  e  $\eta_d$  também podem ser determinados estatisticamente através de simulações exaustivas considerando diversos sinais de tensão.

A motivação para o uso da energia  $\xi_d[n]$  deve-se ao fato de seus máximos ocorrerem nos pontos de mínimo da energia  $\xi_e[n]$  quando da ocorrência de um transitório. Assim, uma redução no valor da energia  $\xi_e[n]$  (caso em que  $\xi_e[n] < \eta_e$ ) não é confundida com o fim do transitório se o valor da energia  $\xi_d[n]$  for maior que  $\eta_d$ .

### 7.2.5 Bloco SUBSTITUI AMOSTRAS

Neste bloco estarão armazenados os instantes de tempo de início e fim do transitório, detectados pelos blocos DETECTA INICIO e DETECTA FIM, respectivamente. Se o tempo monitorado estiver entre esses instantes de tempo, as amostras de frequência estimadas pelo método EPLL-F são substituídas pela frequência anterior ao instante de detecção do transitório pelo bloco DETECTA INICIO. Dessa forma, a saída desse bloco é representada por  $\bar{f}_1[n]$ .

### 7.2.6 Bloco FILTRO MM

Este bloco tem a função de suavizar a nova estimativa de frequência. Para isso, devido ao custo computacional reduzido, é utilizado um filtro média-móvel recursivo dado por

$$\tilde{f}_1[n] = \tilde{f}_1[n-1] + \frac{1}{M_m + 1}(\bar{f}_1[n-1] - \bar{f}_1[n - M_m - 1]), \quad (7.9)$$

em que  $M_m$  é a ordem do filtro e  $\tilde{f}_1[n]$ , a frequência desejada.

Note que apesar de o sistema ser projetado para variações na amplitude do sinal, ele deve apresentar adequado desempenho para variações de frequência que possam ocorrer no momento de uma variação da amplitude, isto é, uma variação real de frequência não deve ser confundida como um transitório do estimador de frequência. Assim, é importante notar que se a detecção inicial ocorre para esse tipo de sinal, os valores de  $\xi_e[n]$  e  $\xi_e[n]$  diminuem abaixo dos limiares  $\eta_e$  e  $\eta_d$ , respectivamente, quando a frequência é estabilizada, permitindo assim a estimação da frequência do novo patamar.

## 7.3 Projeto do Sistema

Esta etapa consiste essencialmente em determinar os limiares  $\eta_i$ ,  $\eta_e$  e  $\eta_d$ , o tamanho da janela  $J$  utilizada para o cálculo das energias, e as ordens dos filtros média-móvel utilizados na geração do sinal de erro  $e[n]$  e na filtragem implementada pelo bloco FILTRO MM.

Para a determinação da ordem do filtro média-móvel visando a geração do sinal de erro  $e[n]$ , inicialmente foi observado para sinais simulados que a máxima duração de um transitório corresponde a aproximadamente 200 amostras, considerando a frequência de amostragem  $f_s = 16 \times 60$  Hz. Assim, adotou-se  $M_e=199$ . Já um filtro com ordem arbitrária de  $M_m=31$  foi adotado pelo bloco FILTRO MM.

No intuito de determinar os limiares, foram gerados 20.000 sinais, sendo 10.000 com VTCDs e 10.000 sinais sem qualquer tipo de variação abrupta de tensão. Os sinais foram gerados com os seguintes parâmetros variados aleatoriamente e uniformemente: SNR entre 50 dB a 70 dB, TDH típica entre 0% e 5% (SOCIETY (2003)) e frequência fundamental entre 58,8 Hz e 61,2 Hz. Para os sinais com VTCDs, foi simulado amplitudes de *sags* variando entre 0,1 p.u a 0,9 p.u. e amplitudes de *swells* variando entre 1,1 a 1,8 p.u. (ON POWER QUALITY (1995)). Os limites de frequência de 58,8 Hz e 61,2 Hz foram adotados, visto que esses são os limites máximos permitidos por norma para a frequência dos geradores síncronos que operam em 60 Hz (SOCIETY (2004)).

Também vale ressaltar que sinais de interrupção não foram considerados neste

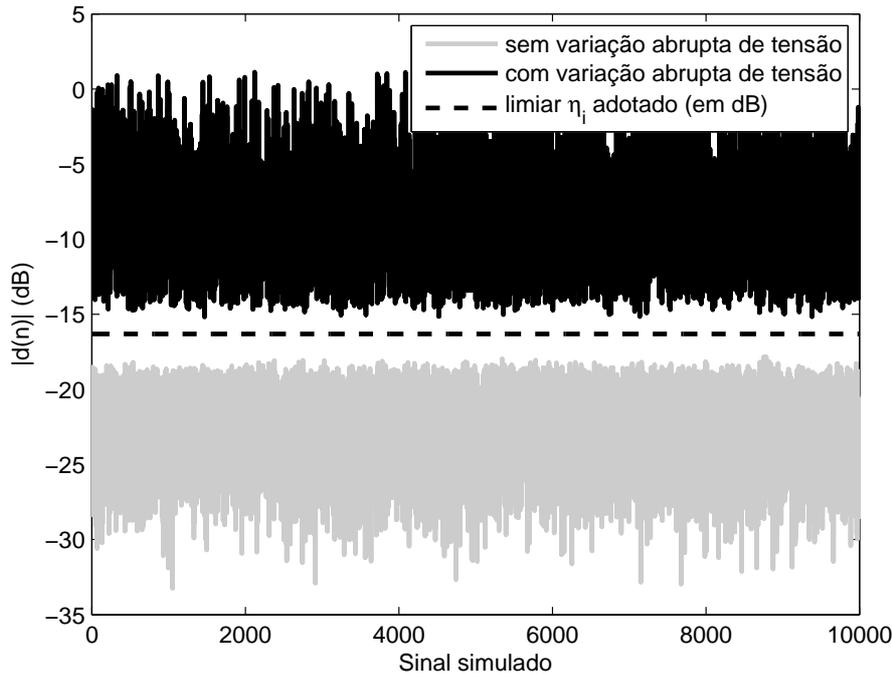


Figura 7.4: Valores máximos do valor absoluto de  $d[n]$  para a determinação do limiar  $\eta_i$ .

trabalho, visto que esses não são de interesse para a estimação da frequência por apresentarem amplitudes próximas a zero.

Para a determinação do limiar  $\eta_i$ , foi encontrado o máximo valor do valor absoluto de  $d[n]$  para cada sinal simulado nas condições de ocorrência e não-ocorrência de VTCDs. A Fig. 7.4 mostra esses valores em dB. O limiar adotado foi dado pela média entre o valor mínimo obtido com sinais com variação e o valor máximo obtido com sinais sem variação.

Para a determinação dos limiares  $\eta_i$  e  $\eta_d$  é necessário o conhecimento prévio do tamanho da janela  $J$  utilizada para o cálculo de  $\xi_e[n]$  e  $\xi_d[n]$ . Como foi observado que a máxima duração de um transitório correspondia a aproximadamente 200 amostras, decidiu-se calcular previamente os valores máximos de  $\xi_e[n]$  e  $\xi_d[n]$  para cada sinal, com e sem variação de tensão, para janelas  $J$  variando de 1 a 300 amostras. Assim, os limiares  $\eta_e$  e  $\eta_d$ , para cada janela, foram obtidos da mesma forma como realizada para a determinação do limiar  $\eta_i$ . Esses resultados estão mostrados na Fig. 7.5.

Com posse dos valores de limiares  $\eta_e$  e  $\eta_d$  encontrados para cada janela e o valor do limiar  $\eta_i$ , aplicou-se o algoritmo de correção utilizando todas as janelas nos sinais gerados com variação abrupta de tensão. Mediu-se o erro médio quadrático (MSE - *mean square error*) para cada sinal  $\hat{f}_1[n]$  e realizou-se a média desses valores formando um conjunto único com um valor de MSE para cada janela. A Fig. 7.6 ilustra os valores obtidos. A partir dessa figura, notou-se que menores valores de

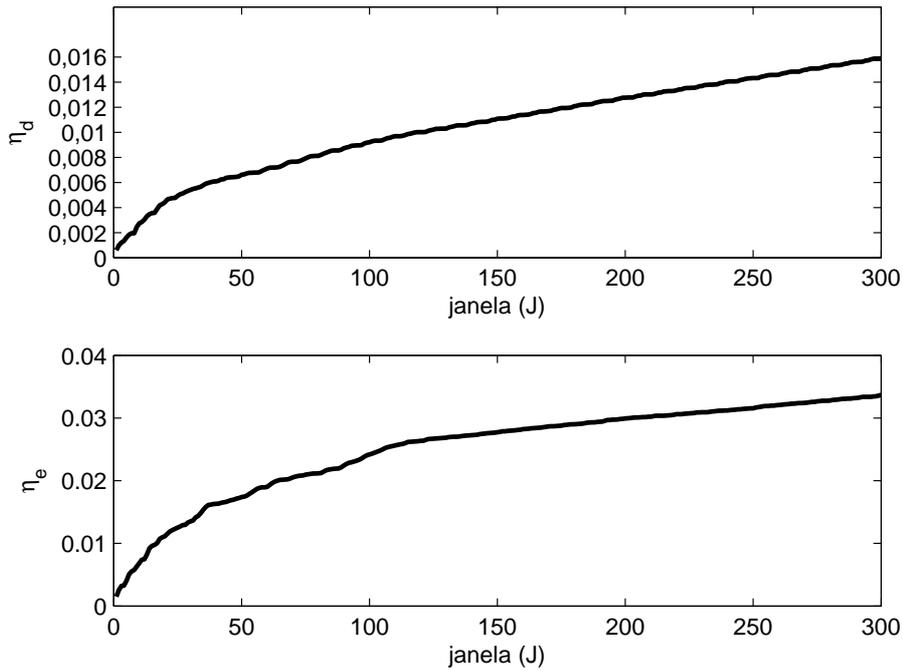


Figura 7.5: Limiaries  $\eta_d$  e  $\eta_e$  estimados para cada tamanho de janela  $J$ .

Tabela 7.1: Custo computacional do esquema de correção proposto para a correção de frequência.

Número de adições	Número de Multiplicações
10	6

MSE foram obtidos para  $J = 1$  amostra e para  $J = 260$  amostras, sendo este último associado ao valor mínimo de MSE.

## 7.4 Custo Computacional

O número de adições e multiplicações da técnica proposta neste capítulo para a correção de frequência são apresentados na Tabela 7.1. Note que o custo computacional independe de qualquer parâmetro do sinal  $\hat{f}_1[n]$  (os custos dos blocos EPLL-F e FILTRO PF não são aqui considerados).

## 7.5 Análise de Desempenho

Os resultados apresentados nesta seção foram obtidos com frequência de amostragem de  $f_s = 16 \times 60$  Hz e com os mesmos parâmetros de projeto obtidos na Seção 7.3. Para atenuar possíveis distúrbios dos sinais, tais como harmônicos e ruído de frequência elevada, um estágio inicial de filtragem é utilizado com um filtro passa-faixa IIR de

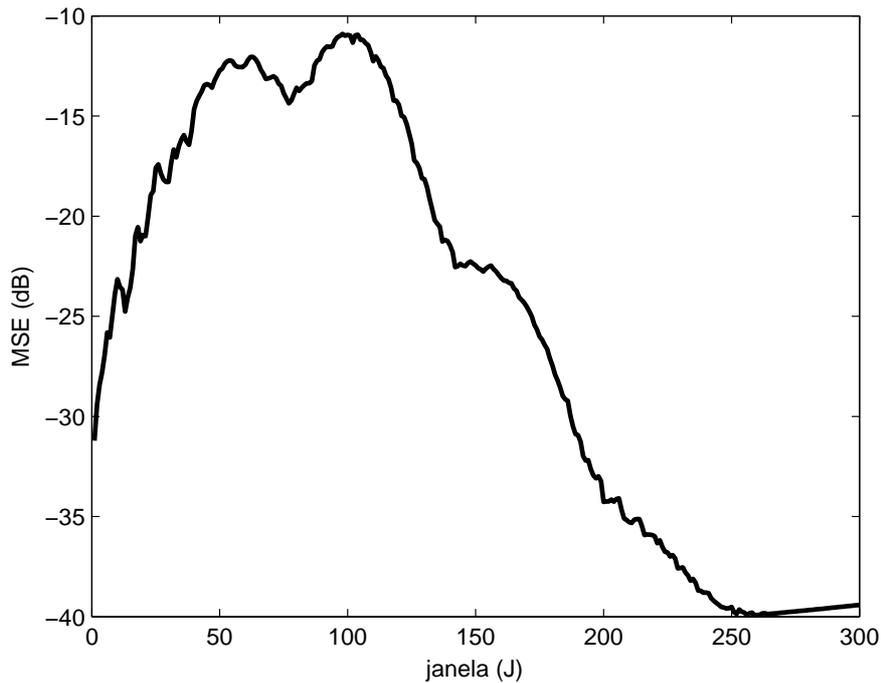


Figura 7.6: Valores de MSE da estimativa final da frequência em função da janela  $J$  utilizada.

Chebyshev de 4<sup>a</sup> ordem com frequências nas extremidades da banda de passagem de 50 Hz e 70 Hz.

A Fig. 7.7 mostra a estimação de frequência para um sinal com frequência de 60 Hz apresentando um VTCD de 0,1 p.u. ocorrido em um valor máximo do sinal (um pico da senóide). Nessa figura é mostrado o sinal de entrada, a estimativa de frequência pela técnica EPLL-F e a frequência corrigida pela técnica proposta, com janelas de  $J = 1$  e  $J = 260$  amostras. Já na Fig. 7.8 são mostrados os mesmos resultados de estimação para um sinal com frequência de 58,8 Hz corrompido por harmônicos e apresentando um VTCD de 1,5 p.u. em um ponto diferente de um máximo do sinal.

Um caso com variação de tensão e frequência simultâneos em um mesmo ponto também é considerado. Nesse caso, uma variação de frequência de 60 para 61,8 Hz é simulada no mesmo instante de ocorrência de um VTCD de amplitude de 0,1 p.u.. A Fig. 7.9 mostra esse exemplo.

Por fim, a estimativa da frequência de um sinal medido é também realizada pelo método EPLL-F e corrigida pelo sistema proposto. Tal estimativa é também realizada e pela técnica DEMOD 4 sem a utilização da correção. Essas estimativas são obtidas para um sinal real de tensão de um consumidor industrial que apresenta uma *sag* em um determinado instante de tempo. Tais resultados são mostrados na Fig. 7.10.

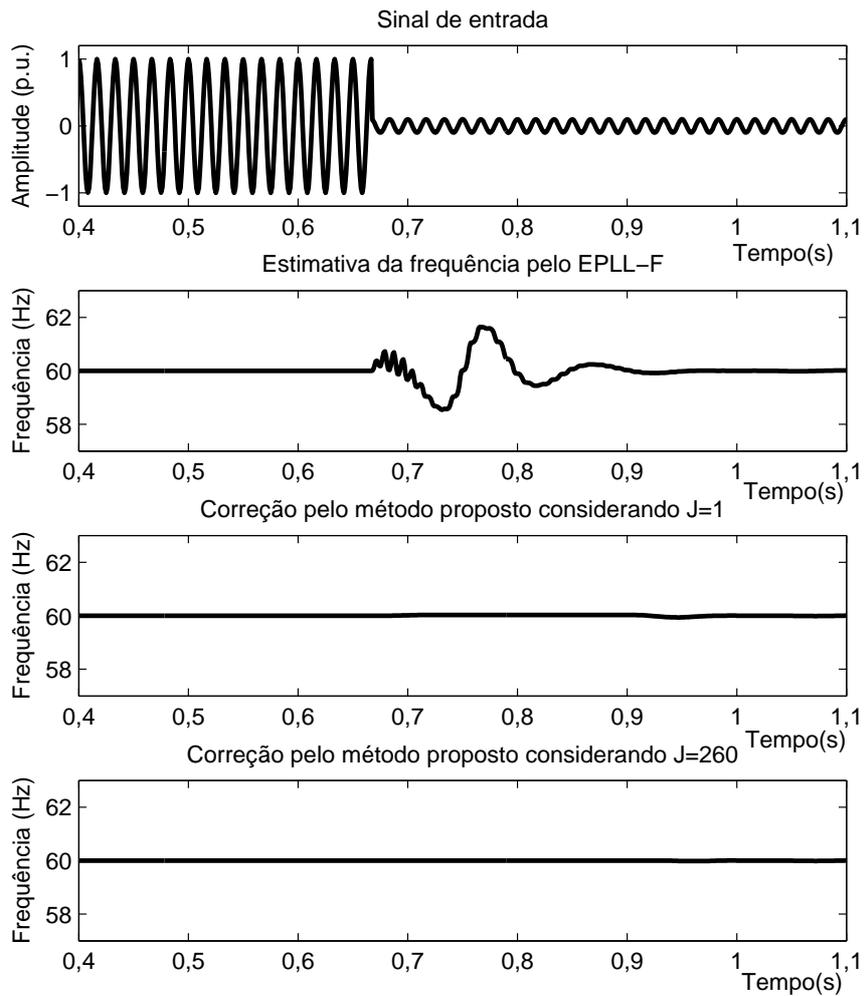


Figura 7.7: Estimação da frequência para um sinal apresentando um VTCD de 0,1 p.u.

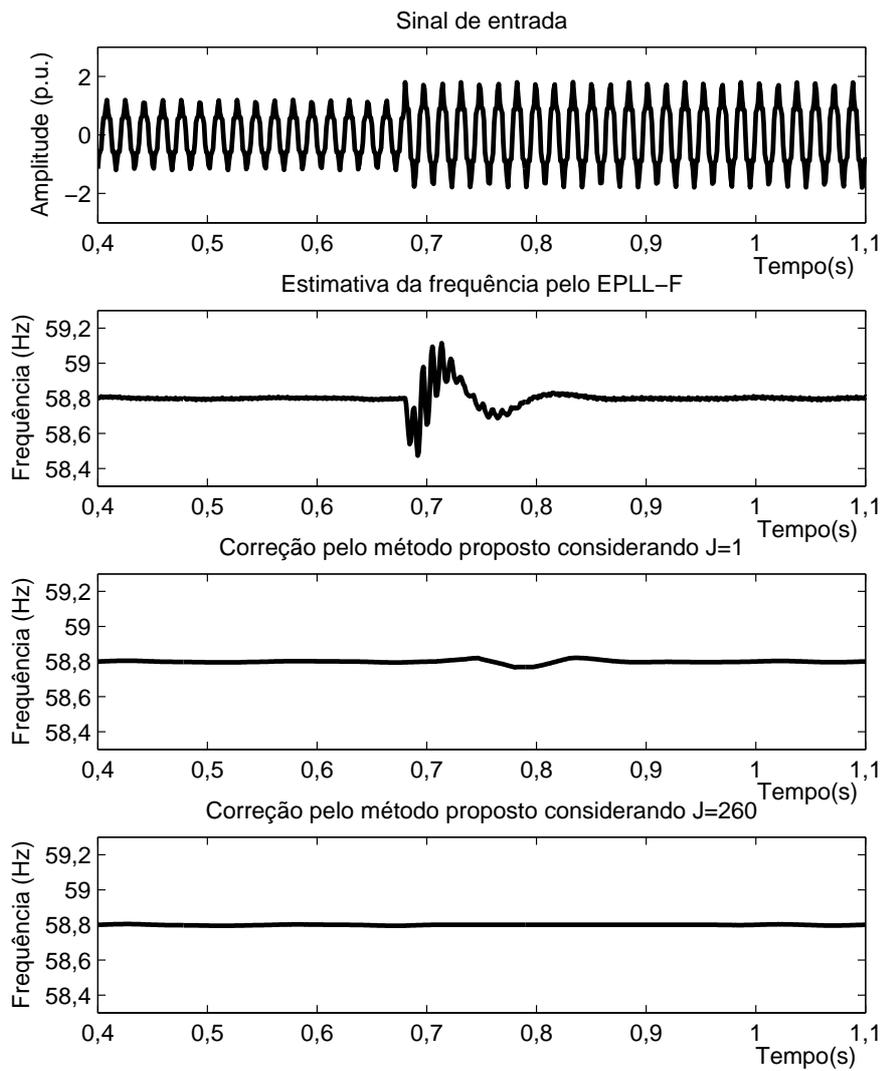


Figura 7.8: Estimação da frequência de um sinal corrompido por harmônicos e apresentando um VTCD de 1,5 p.u..

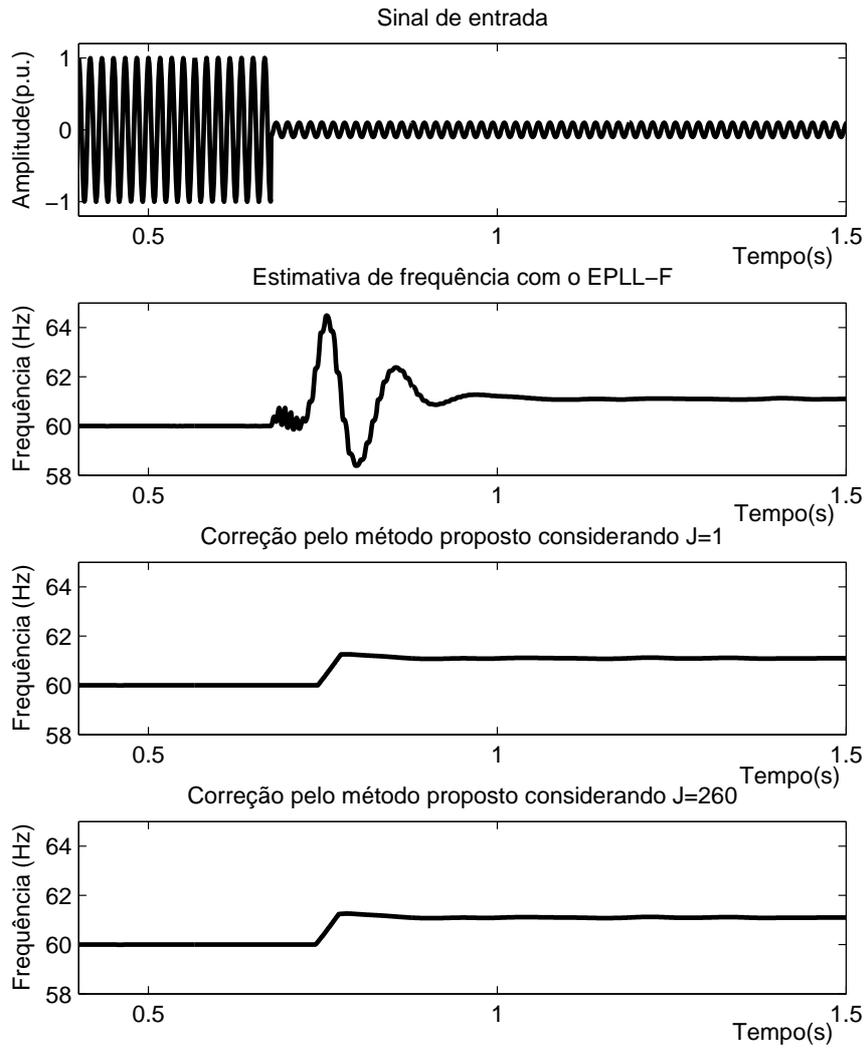


Figura 7.9: Estimação da frequência para um sinal apresentando um VTCD de 0,1 p.u. e um aumento de frequência de 1,2 Hz para em um mesmo instante de tempo.

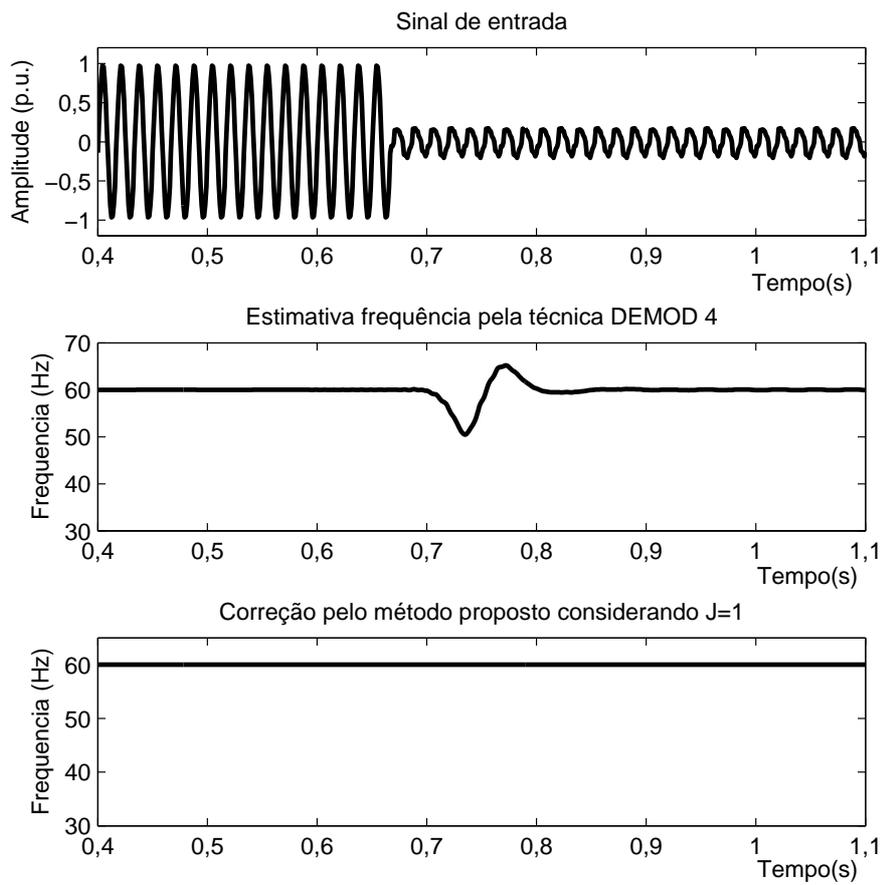


Figura 7.10: Estimativas de frequência de um sinal medido com VTCD pelo EPLL-F utilizando a correção do sistema proposto, e pela técnica DEMOD 4 sem a utilização da correção.

Pelos resultados apresentados, nota-se que para  $J = 260$  amostras o resultado é um pouco melhor do que para  $J = 1$  amostra. Isso é justificado através dos resultados do MSE apresentados anteriormente. No entanto, deve-se atentar para o atraso maior da estimativa. Observa-se também que a frequência estimada pela técnica DEMOD 4 apresenta um transitório significativo devido ao VTCD, evidenciando um problema semelhante ao encontrado pelo método EPLL-F. Portanto, um tratamento similar a este último pode também ser feito para DEMOD 4.

Observa-se que o método proposto também apresentou um adequado desempenho até mesmo para o caso de variação simultânea de amplitude e frequência.

Apesar de se considerar variação abrupta de frequência em algumas destas simulações, é importante notar que devido à inércia dos geradores de energia e do sistema elétrico, variações abruptas de frequência não ocorrem na prática. Tais simulações apenas têm como objetivo descrever a robustez do sistema para casos em que a variação de frequência do sinal atinja a um valor crítico (pior caso) em que a detecção inicial (ativação do bloco DETECTA INICIO) ocorra.

## 7.6 Conclusões

Neste capítulo, foi apresentado uma técnica para a correção da frequência estimada pela técnica EPLL-F quando uma variação abrupta de amplitude ocorre no sinal de entrada. Resultados com sinais sintéticos e sinal medido de tensão indicam que a técnica pode ser atraente para eliminar o erro da estimativa da frequência devido à resposta transitória do método EPLL-F, a qual é gerada por alterações inesperadas na amplitude do sinal de entrada. Uma técnica similar a discutida neste trabalho pode também ser adotado para melhorar o desempenho de outras técnicas de estimação de frequência em SEPs quando variações abruptas na amplitude do sinal de tensão ocorrem.

# Capítulo 8

## Conclusões Finais

Nesta tese, novas técnicas de processamento de sinais foram desenvolvidas para a estimação do componente fundamental e dos harmônicos em sistemas elétricos de potência.

No Capítulo 3, foi introduzida uma nova técnica para a estimação de harmônicos, cuja principal característica é o custo computacional reduzido. Essa técnica estima harmônicos ímpares com um tempo mínimo correspondendo a 1/2 ciclo do componente fundamental e harmônicos pares/ímpares com um tempo mínimo correspondendo a 1 ciclo. Apesar de essa técnica não ser adequada para a estimação de harmônicos com frequência fundamental variante no tempo, ela apresenta um erro menor de estimação do que o apresentado pela técnica DFT (a técnica amplamente utilizada em equipamentos de medição), o que sugere ser uma boa alternativa para a substituição desta última em algumas aplicações, principalmente em proteção de sistemas elétricos, no qual uma estimativa rápida e razoável é requerida.

O Capítulo 4 apresentou uma nova técnica para a estimação de harmônicos em que desvios da frequência do componente fundamental não afetam as estimativas das amplitudes e das fases. Nessa técnica, os sinais demoduladores são controlados por um estimador de frequência, como também, é usada uma estrutura de fitragem IIR possibilitando uma filtragem satisfatória dos sinais demodulados de interesse para o subseqüente cálculo dos parâmetros. Essa técnica fornece erros de estimação significativamente menores em relação aos erros de estimação das outras técnicas. Uma característica muito importante dessa técnica é a significativa atenuação dos componentes de frequência do sinal demodulado pelos filtros passa-baixas considerados. Assim, sugere-se o seu uso em equipamentos de medição de energia e sistemas de monitoração da QEE, nos quais erros reduzidos de estimação devem ser suportados.

No Capítulo 5, com o uso de um filtro FIR controlado, foi concebida uma técnica com atraso de estimação reduzido para a estimação de harmônicos com frequência fundamental variante no tempo. Em aplicações de QEE, em que a DFT é utilizada

com 12 ciclos, a técnica proposta neste capítulo é capaz de fornecer uma estimativa 6 vezes mais rápida e ainda com erros significativamente menores, ao custo de uma complexidade computacional maior. Uma utilização interessante dessa técnica é a análise de variações de curta duração dos componentes harmônicos de sinais, que pode ser utilizada em sistemas de monitoração da QEE para identificar as cargas causadoras dos harmônicos.

No Capítulo 6 foi mostrado que os três parâmetros do componente fundamental (amplitude, fase e frequência) podem ser estimados com bastante precisão pela técnica de demodulação com o auxílio de um filtro FIR. Sugere-se o uso dessa técnica em aplicações em que uma estimação precisa dos parâmetros do componente fundamental deve ser obtida para sinais que possuem harmônicos com frequência fundamental variante no tempo, tal como em medidores de precisão.

O Capítulo 7 introduziu um esquema original para a correção da estimativa de frequência aplicado a uma técnica bem conhecida na literatura. Resultados indicaram que a técnica pode ser atraente para eliminar o erro da estimativa da frequência devido à resposta transitória proveniente de uma variação abrupta na amplitude do sinal. Sugere-se que a mesma estratégia possa ser adotada para melhorar o desempenho de outras técnicas de estimação de frequência, quando ocorrem variações abruptas na amplitude do sinal, incluindo aí a técnica de estimação de frequência proposta por esta tese no Capítulo 6. Como aplicação, pode-se utilizar esta técnica em sistemas de controle que utilizam a frequência fundamental como parâmetro, tais como conversores analógicos-digitais com frequência de amostragem síncrona à frequência fundamental.

Resumindo, como contribuição desta tese, tem-se: *i*) uma técnica para a estimação de harmônicos com erro menor de estimação que a DFT, para aplicações nas quais atraso e custo computacional reduzidos são os fatores mais importantes (DEMOD 1); *ii*) uma técnica para a estimação de harmônicos para aplicações em que precisão elevada e custo computacional reduzido são os fatores mais importantes (DEMOD 2); *iii*) uma técnica para a estimação de harmônicos para aplicações em que precisão elevada e atraso de estimação reduzido são os fatores mais importantes (DEMOD 3); *iv*) uma técnica para a estimação do componente fundamental em que precisão é o fator mais relevante (DEMOD 4); e, *v*) uma técnica para corrigir a estimativa de frequência na ocorrência de uma variação abrupta de tensão.

Baseando-se nas soluções encontradas, conclui-se que o conceito de demodulação: *i*) é adequado para a estimação do componente fundamental e harmônicos de SEPs; *ii*) pode fornecer técnicas de estimação confiáveis quando a frequência do componente fundamental varia; *iii*) pode fornecer técnicas com custo computacional reduzido; *iv*) pode fornecer técnicas com flexibilidade no que tange ao atraso e precisão de estimação; e *v*) pode prover técnicas de estimação com imunidade a

distúrbios espúrios dos sinais dos SEPs.

Apesar de considerável quantidade de simulações terem sido realizadas nesta tese, muitos casos de sinais advindos dos SEPs não foram contemplados. Isso porque, o objetivo principal aqui foi introduzir técnicas que apresentassem desempenhos satisfatórios frente aos principais distúrbios presentes nos sinais dos SEPs, que são os harmônicos. Por isso, todas as formulações discutidas nesta tese consideram apenas sinais com harmônicos e ruído de fundo típico. Vale também ressaltar que a variação da frequência fundamental adotada (de -0,5 Hz até 0,5 Hz), nos projetos e nas simulações das técnicas apresentadas nos Capítulos 4, 5 e 6 pode ser facilmente alterada para outras condições. Para tal, o projeto do filtro deve considerar as novas variações. Ressalta-se também que as técnicas comparadas nesta tese foram cuidadosamente escolhidas de forma a contemplar aquelas mais amplamente utilizadas, tais como DFT e PLL, como também algumas daquelas recentemente publicadas nos principais periódicos da área.

Finalmente, espera-se que as técnicas discutidas nesta tese sirvam como motivação para o desenvolvimento de novos projetos de filtros para a estimação do componente fundamental e harmônicos utilizando as formulações propostas do conceito de demodulação.

Para trabalhos futuros, acredita-se que o conceito de demodulação de sinais também possa ser utilizado: *i*) para a estimação de flutuação de tensão, *ii*) para a estimação do componente fundamental com componente contínuo amortecido e ainda, *iii*) para a estimação de inter-harmônicos. Para todos esses casos, novos projetos de filtros devem ser investigados levando-se em consideração o espectro dos sinais após a demodulação. No caso da flutuação de tensão, que geralmente não necessita de uma estimação rápida, acredita-se que filtros passa-baixas IIR possam ser projetados para a estimação da frequência e da amplitude da flutuação, já que esses filtros podem ser projetados com ordem reduzida e atenuação elevada na banda de atenuação. No caso do componente contínuo amortecido, acredita-se que o projeto de um filtro FIR, do tipo diferenciador, anterior a fase de demodulação, possa ser projetado para eliminar este componente para a subsequente estimação dos parâmetros do componente fundamental. Já para o caso de inter-harmônicos, acredita-se que uma busca pela frequência de interesse possa ser feita para que o sinal demodulado esteja próximo de 0 Hz. Nesse caso, filtros passa-baixas FIR e IIR devem ser investigados para a etapa de filtragem.

# Referências Bibliográficas

- DJURIĆ, P. M., BEGOVIĆ, M. M., DOROSLOVAĀKI, M. “Instantaneous phase tracking in power networks by demodulation”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 41, n. 6, pp. 963–967, Dez. 1992.
- FILHO, J. M. *Instalações Eléctricas Industriais*. sétima ed. , LTC, 2007.
- ARRILLAGA, J., WATSON, N. R. *Power System Harmonics*. second ed. , John Wiley and Sons, Ltd, 2003.
- ARRILLAGA, J., BOLLEN, M. H. J., WATSON, N. R. “Power quality following deregulation”, *Proceedings of the IEEE*, v. 88, n. 2, pp. 246–261, Fev. 2000.
- ANEEL-PRODIST. *Procedimentos de Distribuição de Energia Eléctrica no Sistema Eléctrico Nacional*. Relatório técnico, IEEE, 2007.
- LI, F., QIAO, W., WAN, H. S. H., et al. “Smart transmission grid: Vision and framework”, *IEEE Trans. on Smart Grid*, v. 1, n. 2, pp. 168–177, Jun. 2010.
- METKE, A. R., EKL, R. L. “Security technology for smart grid networks”, *IEEE Trans. on Smart Grid*, v. 1, n. 1, pp. 99–107, Jun. 2010.
- PERETTO, L. “The role of measurements in the smart grid era”, *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, v. 13, n. 3, pp. 22–25, Jun. 2010.
- LEITE, D. R. V., LAMIN, H. “Medição eletrônica como ferramenta para a modernização do setor eléctrico”. In: *VI Congresso Brasileiro de Regulação*, Rio de Janeiro-RJ, 2009.
- BOLLEN, M. H. J., GU, I. Y. H., SANTOSO, S., et al. “Bridging the gap between signal and power: Assessing power system quality using signal processing techniques”, *IEEE Signal Processing Magazine*., v. 26, pp. 12–31, Jul. 2009.

- GU, I. Y.-H., STYVAKTAKIS, E. “Bridge the gap: signal processing for power quality applications”, *Electric Power Systems Research.*, v. 66, pp. 83–96, 2003.
- RIBEIRO, M. V., SZCZUPAK, J., IRAVANI, M. R., et al. “Emerging signal processing techniques for power quality applications”, *EURASIP Journal on Applied Signal Processing.*, pp. 1–4, 2007.
- RIBEIRO, P. *Time-varying waveform distortions in power systems.* Wiley-IEEE Press.
- BOLLEN, M. H. J., GU, I. Y. H. *Signal Processing of Power Quality Disturbances.* John Wiley and Sons, 2006.
- K.-GHARTEMANI, M., IRAVANI, M. R. “Robust and frequency-adaptive measurement of peak value”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 19, n. 2, pp. 481–489, Abr. 2004.
- BEGOVIĆ, M. M., DJURIĆ, P. M., DUNLAP, S., et al. “Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 8, n. 2, Abr. 1993.
- AKKE, M. “Frequency estimation by demodulation of two complex signals”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 12, n. 1, pp. 157–163, Jan. 1997.
- KAMWA, I., LECLERC, M., MCNABB, D. “Performance of demodulation-based frequency measurement algorithms used in typical PMUs”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 19, n. 2, pp. 505–514, Abr. 2004.
- BOASHASH, B. “Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal. I. Fundamentals”, *Proceedings of the IEEE*, v. 80, n. 4, pp. 520–538, Abr. 1992.
- DINIZ, P. S. R., SILVA, E. A. B., NETTO, S. L. *Digital Signal Processing: System Analysis and Design.* Cambridge University Press., 2002.
- CHUNG, S.-K. “Harmonic power fow determination using the fast fourier transform”, *IEEE Trans. Power Delivery.*, v. 2, n. 2, pp. 530–535, Abr. 1991.
- GALLO, D., LANGELLA, R., TESTA, A. “Desynchronized processing technique for harmonic and interharmonic analysis”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 19, n. 3, Jul. 2004.

- ANDRIA, G., SAVINO, M., TROTTA, A. “Windows and interpolation algorithms to improve electrical measurement accuracy”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 38, n. 3, Ago. 1989.
- WANG, M., SUN, Y. “A practical, precise method for frequency tracking and phasor estimation”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 19, n. 4, pp. 1547–1552, Out. 2004.
- AGREZ, D. “Weighted multipoint interpolated DFT to improve amplitude estimation of multifrequency signal”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 51, n. 2, Abr. 2002.
- NASCIMENTO, C. F., JR, A. A. O., GOEDTEL, A., et al. “Aplicação de redes neurais na determinação do conteúdo harmônico da corrente de carga não-linear em sistemas de potência monofásicos”. In: *XVII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2008)*, Juiz de Fora (MG), Set. 2008.
- DASH, SWAINA, D. P., ROUTRAY, A., et al. “Harmonic estimation in a power system using adaptive perceptrons”, *IEE Proceedings of Generation, Transmission, and Distribution*, v. 143, n. 6, pp. 565–574, Nov. 1996.
- DASH, P. K., PANDA, S. K., MISHRA, B., et al. “Fast estimation of voltage and current phasors in power networks using an adaptive neural network”, *IEEE Trans. on Power Systems*, v. 12, n. 4, pp. 1494–1499, Nov. 1997.
- LAI, L. L., CHAN, W. L., TSE, C. T., et al. “Real-time frequency and harmonic evaluation using artificial neural networks”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 14, n. 1, pp. 52–59, Jan. 1999.
- CHUDAMANI, R., VASUDEVAN, K., RAMALINGAM, C. S. “Real-time estimation of power system frequency using nonlinear least squares”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 24, n. 3, pp. 1021–1028, Jul. 2009.
- K.-GHARTEMANI, M., IRAVANI, M. R. “Measurement of harmonics/interharmonics of time-varying frequencies”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 20, n. 1, pp. 23–31, Jan. 2005.
- CARVALHO, J. R. *Estimação de harmônicos/interharmônicos: uma abordagem multitaxa*. Tese de Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, Janeiro 2008.
- LIU, S. “An adaptive kalman filter for dynamic estimation of harmonics signals”. In: *8th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, pp. 636–640, Out. 1998.

- MACHADO, O. F., SILVA, S. R., AGUIRRE, L. A. “Uma abordagem prática sobre a estimação de harmônicos variantes no tempo utilizando estimadores recursivos”. In: *XVII Congresso Brasileiro de Automática (CBA 2008)*, p. 6 pgs., Juiz de Fora (MG), Set. 2008.
- GERSHMAN, A. B., HAARDT, M. “Improving the performance of unitary ESPRIT via pseudo-noise resampling”, *IEEE Trans. on Signal Processing*, v. 56, n. 6, pp. 2305–2308, Ago. 1999.
- GU, I. Y. H., BOLLEN, M. H. J. “Estimating interharmonics by using sliding-window ESPRIT”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 23, n. 1, pp. 13–23, Jan. 2008.
- COSTA, F. F., CARDOSO, A. J. M., FERNANDES, D. A. “Harmonic analysis based on Kalman filtering and Prony’s method”. In: *Proc. Int. Conf. Power Engineering, Power Electrical Drives*, pp. 696–701, Abr. 2007.
- KAY, S. M., MARPLE, J. S. L. “Spectrum analysis - a modern perspective”, *IEEE Proceedings*, v. 69, n. 11, pp. 1380–1419., Nov. 1981.
- TRUDNOWSKI, D. J., JOHNSON, J. M., , et al. “Making Prony analysis more accurate using multiple signals”, *IEEE Trans. on Power Systems*, v. 14, n. 1, pp. 226–231., Fev. 1999.
- LEONOWICZ, Z., LOBOS, T., REZMER, J. “Advanced spectrum estimation methods for signal analysis in power electronics”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 50, n. 3, pp. 514–519., Jun. 2003.
- LOBOS, T., LEONOWICZ, Z., REZMER, J., et al. “High-resolution spectrum-estimation methods for signal analysis in power systems”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 55, n. 1, pp. 219–225., Fev. 2006.
- SUN, H., ALLEN, G. H., CAIN, G. D. “A new filter-bank configuration for harmonic measurement”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 45, n. 3, pp. 739–744, Jun. 1996.
- QU, Y., TAN, W., DONG, Y., et al. “Harmonic detection using fuzzy LMS algorithm for active power filter”. In: *Power Engineering Conference, 2007. IPEC 2007. International*, pp. 1065–1069, 2007.
- PHADKE, A. G., THORP, J. S. *Computer Relaying for Power Systems*. New York: John Wiley and Sons, 1988.
- YANG, J., LIU, C. “A precise calculation of power system frequency and phasor”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 15, n. 2, pp. 494–499, Abr. 2000.

- SACHDEV, M. S., GIRAY, M. M. “A least squares technique for determining power system frequency”, *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, v. 104, n. 2, Fev. 1985.
- TERZIJA, V. V., DJURIC, M. B., KOVACEVIC, B. D. “Voltage phasor and local system frequency estimation using Newton type algorithm”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 9, n. 3, Jul. 1994.
- TERZIJA, V. V. “Improved recursive Newton-type algorithm for frequency and spectra estimation in power systems”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 52, n. 5, Out. 2003.
- LOBOS, T., REZMER, J. “Real-time determination of power system frequency”, *IEEE Trans. on Instrumentation and measurement*, v. 46, n. 4, pp. 877–881, Ago. 1997.
- GOMES, P. C., RIBEIRO, M. V., DUQUE, C. A., et al. “Enhanced and robust phase-locked-loop structure for parameters estimation of power line signals”. In: *12 International Conference on Harmonics and Power Quality*, Cascais - Portugal, 2007.
- K.-GHARTEMANI, M., IRAVANI, M. “Wide-range, fast and robust estimation of power system frequency”, *Power System Research*, v. 65, pp. 109–117, 2003.
- CATALIOTTI, A., COSENTINO, V., NUCCIO, S. “A phase-locked loop for the synchronization of power quality instruments in the presence of stationary and transient disturbances”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 56, n. 6, Dez. 2007.
- DASH, P. K., JENA, R. K., PANDA, G., et al. “An extended complex Kalman filter for frequency measurement of distorted signals”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 49, n. 4, pp. 746–753, Ago. 2000.
- ROUTRAY, A., PRADHAN, A. K., RAO, K. P. “A novel Kalman filter for frequency estimation of distorted signals in power systems”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 51, n. 3, pp. 469–479, Jun. 2002.
- BEGOVIC, M. M., DJURIC, P. M., DUNLAP, S., et al. “Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics”. In: *ICHPS V Int. Conf. Harmonics in Power Systems*, Set. 1992.
- GIRGIS, A. A., HAM, F. M. “A new FFT-based digital frequency relay for load shedding”. In: *PICA*, Philadelphia-PA, Set. 1981.

- AIELLO, M., CATALIOTTI, A., COSENTINO, V., et al. “A chirp-z transform-based synchronizer for power system measurements”, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, v. 54, n. 3, Jun. 2005.
- SMITH, S. W. *The Scientist and Engineer’s Guide to Digital Signal Processing*. second ed. , California Technical Publishing., 1999.
- TOMIĆ, J. J., KUŠLJEVIĆ, M. D., VUJIČIĆ, V. V. “A new power system digital harmonic analyzer”, *IEEE Trans. on Power Delivery*, v. 22, n. 2, pp. 772–780, Abr. 2007.
- THORP, J. S., PHADKE, A. G., KARIMI, K. J. “Real-time voltage phasor measurements for static-state estimation”, *IEEE Trans. Power App. Syst.*, v. PAS-104, n. 11, pp. 3099–3106, Nov. 1985.
- SALCIC, Z., MIKHAEL, R. “A new method for instantaneous power system frequency measurement using reference points detection”, *Power System Research*, v. 55, 2000.
- PARKS, T. W., BURRUS, C. S. *Digital Filter Design*. John Wiley and Sons.
- SOCIETY, I. I. A. S. . P. E. *IEEE Recommended Practices and Requeriments for Harmonic Control in Electrical Power Systems*. Relatório técnico, IEEE, 1992.
- SOCIETY, I. I. A. *IEEE Guide for the Design and Application of Power Electronics in Electrical Power Systems on Ships*. Relatório técnico, IEEE, Mar. 2008.
- COMMISSION, I. E. *IEC 61000-4-7: Electromagnetic compatibility (EMC) standards*. Relatório técnico, IEEE, 2002.
- FARROW, C. W. “A continuously variable digital delay element”. In: *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Liddletown-New Jersey, 1988.
- GUNZI, A. S. *Som tridimensional: métodos de geração e modos de reprodução*. Tese de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Março 2008.
- OPPENHEIM, A. V., SCHAFER, R. W., BUCK, J. R. *Discrete-Time Signal Processing*. second ed. , Prentice-Hall, 1999.
- SOCIETY, I. P. E. *IEEE Guide for Application and Specification of Harmonic Filters*. Relatório técnico, IEEE, 2003.

ON POWER QUALITY, I. S. C. C. . *IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*. Relatório técnico, IEEE, Jun. 1995.

SOCIETY, I. P. E. *IEEE Guide for Abnormal Frequency Protection for Power Generating Plants*. Relatório técnico, IEEE, Fev. 2004.

# Apêndice A

## Publicações da Tese

Durante o desenvolvimento desta tese foram publicados os seguintes trabalhos a partir dos resultados obtidos:

### **Artigos completos em periódicos:**

MARQUES, C. A. G. ; RIBEIRO, M. V. ; GOMES, P. H. C. ; SILVA, E. A. B.  
Técnica de Estimção de Harmônicos para Implementação em DSP de Reduzido Custo.

*Controle e Automação*, v. 20, p. 589-608, 2009

MARQUES, C. A. G. ; RIBEIRO, M. V.; SILVA, E. A. B.

An Enhanced Demodulation-Based Technique for Estimating the Parameters of Fundamental Component in Power Systems

*IET Generation, Transmission and Distribution*

(Aceito para publicação).

MARQUES, C. A. G. ; RIBEIRO, M. V. ; DUQUE, C. A.; RIBEIRO, P. F.; SILVA, E. A. B.

A Controlled Filtering Method for Estimating Harmonics of Time-Varying Frequencies

*IEEE Transactions on Smart Grid*

(Submetido)

### **Trabalhos completos em conferências:**

MARQUES, Cristiano Augusto Gomes; RIBEIRO, Moisés Vidal; DUQUE, Carlos Augusto; RIBEIRO, P. F.; SILVA, E. A. B.

Estimção de harmônicos para sistemas isolados.

CBA 2010, Bonito (MS). XVIII Congresso Brasileiro de Automática, 2010.

MARQUES, C. A. G.; GOMES, P. H. C.; RIBEIRO, M. V.; SILVA, E. A. B.  
Estimação de Harmônicos usando o Conceito de Demodulação de Sinais.  
VIII CBQEE, 2009, Blumenau - SC. VIII Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2009.

MARQUES, C. A. Gomes ; SILVA, E. A. B. ; RIBEIRO, M. V. ; CERQUEIRA, A. S. ; DUQUE, C. A..  
Estimação de Frequência Imune à Variações Abruptas de Tensão.  
VIII CBQEE, 2009, Blumenau - SC. Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2009.