

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTIMADORES DE FREQUÊNCIA APLICADOS A
SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Gustavo Marchesan

Santa Maria, RS, Brasil.

2013

ESTIMADORES DE FREQUÊNCIA APLICADOS A SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

Gustavo Marchesan

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS) como requisito parcial para a obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Dr. Ghendy Cardoso Jr.
Coorientador: Dr. Eng. Natanael Rodrigues Gomes

Santa Maria, RS, Brasil.

2013

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Marchesan, Gustavo
Estimadores de frequência aplicados a sistemas
elétricos de potência / Gustavo Marchesan.-2013.
145 p. ; 30cm

Orientador: Ghendy Cardoso Jr.
Coorientador: Natanael Rodrigues Gomes
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2013

1. Estimação de frequência 2. Sistema Elétrico de
Potência 3. Rede Neural Linear Adaptativa 4. Rede Neural
de Regressão Generalizada 5. Método de Fourier I.
Cardoso Jr., Ghendy II. Gomes, Natanael Rodrigues III.
Título.

© 2013

Todos os direitos autorais reservados a Gustavo Marchesan. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

End.: Rua Nelson Durand 570, Bairro Nossa Senhora das Dores, Santa Maria, RS, 97050-520.
Fone: (0xx) 55 30273543; E-mail: gutomarchesan@gmail.com.

**Universidade Federal de Santa Maria
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**A Comissão Examinadora, abaixo assina da aprova a Dissertação de
Mestrado**

**ESTIMADORES DE FREQUÊNCIA APLICADOS A SISTEMAS
ELÉTRICOS DE POTÊNCIA**

Elaborada por

Gustavo Marchesan

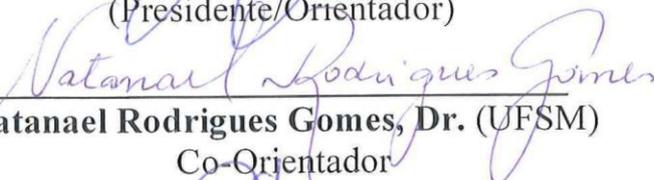
Como requisito parcial para obtenção de grau de

Mestre em Engenharia Elétrica

Comissão Examinadora:



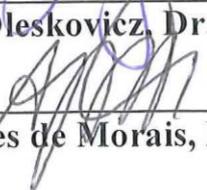
Ghendy Cardoso Jr., Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador)



Natanael Rodrigues Gomes, Dr. (UFSM)
Co-Orientador



Mário Oleskovicz, Dr. (USP)



Adriano Peres de Moraes, Dr. (UFSM)

Santa Maria, 08 de março de 2013.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a todos que de alguma forma colaboraram para o meu desenvolvimento pessoal e acadêmico. Primeiramente a Deus pela presença em minha vida e por iluminar o meu caminho principalmente durante os momentos mais difíceis.

Ao professor Ghendy Cardoso Junior pelas sugestões, incentivo e amizade demonstrada durante minha trajetória acadêmica.

Ao professor Natanael Rodrigues Gomes pela disponibilidade, dedicação e seriedade que me tratou durante a confecção deste trabalho.

Aos meus pais Livino e Ivone por primarem pela minha educação, mesmo que isso tenha exigido muitos sacrifícios.

A minha noiva Carla pela paciência, apoio e carinho demonstrados desde os primeiros dias de nosso relacionamento.

Ao meu irmão Diego por acreditar em minha capacidade.

A acadêmica do Curso de Engenharia Elétrica e amiga Leyla Kräulich pelo empenho e organização nas simulações.

Aos professores e colegas do Centro de Estudo em Energia e Sistema de Potência pela atenção com que me trataram.

Aos meus amigos do Centro de Artes e Letras por me incentivarem a conquistar este título.

As professores Adriano Peres de Moraes e Mário Oleskovicz membros da comissão examinadora pelas valiosas considerações.

RESUMO

Dissertação de Mestrado
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

ESTIMADORES DE FREQUÊNCIA APLICADOS A SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

AUTOR: GUSTAVO MARCHESAN
ORIENTADOR: GHENDY CARDOSO JUNIOR, Dr. Eng.
COORIENTADOR: NATANAEL RODRIGUES GOMES, Dr. Eng.
Data e Local da Defesa: Santa Maria, 8 de março de 2013.

A estimação de frequência é um problema muito estudado em diversas áreas, dentre elas a dos sistemas elétricos de potência. Inúmeras metodologias foram propostas para esse fim, sendo que a maioria delas apresenta bom desempenho quando o sinal não está distorcido por componentes harmônicas ou ruídos. Este trabalho propõe duas novas metodologias fundamentadas em Redes Neurais Artificiais, de modo a estimar a frequência. Elas utilizam a transformada de Clarck para gerar um fasor que representa o sinal trifásico do sistema. Na primeira metodologia, esse fasor é normalizado e alimenta a Rede Neural de Regressão Generalizada, que faz a ponderação dos valores. Ao final, obtém-se um fasor em que ruídos e harmônicas são atenuados. A saída da rede neural é, então, utilizada para o cálculo da frequência do sistema elétrico. A segunda metodologia utiliza a Rede Neural Linear Adaptativa. Neste trabalho, também são testadas, para uso em sistemas elétricos de potência, diversas metodologias propostas em outras áreas de conhecimento, tais como radar, sonar, comunicação, biomedicina e aviação. São elas: Lavopa (proposta por Lavopa et al. 2007), Quinn (proposta por Quinn, 1994), Jacobsen (proposta por Jacobsen e Kootsookos, 2007), Candan (proposta por Candan, 2011), Macleod (proposta por Macleod, 1998), Aboutanios (proposta por Aboutanios, 2004), Mulgrew (proposta por Aboutanios e Mulgrew, 2005), Ferreira (proposta por Ferreira 2001) e DPLL (proposta por Sithamparanathan, 2008). Com exceção da DPLL, os demais métodos são fundamentados na transformada discreta de Fourier e buscam encontrar o pico do espectro de frequências, para, então, encontrar a frequência fundamental. As nove metodologias são comparadas juntamente com os métodos propostos e as técnicas já comumente usadas ou estudadas para sistemas elétricos. Os testes incluem sinais com ruídos, harmônicas, sub-harmônicas, variações de frequência em degrau, rampa e senoidal, variações de fase e tensão em degrau. Os testes ainda incluem um sinal provindo de simulação em que um bloco de carga é inserido e logo após retirado do sistema. Ao final é realizada uma comparação entre as técnicas, sendo possível identificar as vantagens e desvantagens de cada uma e, assim, indicar as melhores a serem usadas em sistemas elétricos de potência.

Palavras-chave: Estimação de frequência, Sistema Elétrico de Potência, Rede Neural Linear Adaptativa, Rede Neural de Regressão Generalizada, Método de Fourier.

ABSTRACT

Master of Science Dissertation
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria

FREQUENCY ESTIMATORS APPLIED TO ELECTRICAL POWER SYSTEM

AUTHOR: GUSTAVO MARCHESAN
ADVISOR: GHENDY CARDOSO JUNIOR, Dr. Eng.
Data e Local da Defesa: Santa Maria, 8 de março de 2013.

The frequency estimation is a problem widely studied in many fields including electric power systems. Several methods have been proposed for this purpose, and most of them perform well when the signal is not distorted by harmonics or noises. This paper presents two new methods based on Artificial Neural Networks for frequency estimation. Both use Clark's transform to generate a phasor that represent the system's signal. In the first methodology this phasor is normalized and feeds the Generalized Regression Neural Network, that ponders the values. At the end it's obtained a phasor where noisy and harmonics are attenuated. The neural network output is then used to calculate the electrical system frequency. Otherwise, the second methodology uses the Adaptive Linear Neural Network. This work tested also various methodologies of frequency estimation proposed in other knowledge fields such as radar, sonar, communications, biomedicine and aviation however with electrical power systems signals. These methods are: Lavopa (proposed by Lavopa et al. 2007), Quinn (proposed by Quinn, 1994), Jacobsen (proposed by Jacobsen e Kootsookos, 2007), Candan (proposed by Candan, 2011), Macleod (proposed by Macleod, 1998), Aboutanios (proposed by Aboutanios, 2004), Mulgrew (proposed by Aboutanios e Mulgrew, 2005), Ferreira (proposed by Ferreira 2001) e DPLL (proposed by Sithamparanathan, 2008). With the exception of DPLL the remaining methods are based on the Discrete Fourier Transform and seek the spectrum frequency peak to than find the fundamental frequency. The nine methodologies are compared with the proposed methods and with the commonly techniques used or studied for electric power systems. Tests include noisy signals, harmonics, sub-harmonics, frequency variations on step, ramp and sinusoidal, also variations on voltage and phase are considered. The tests also include a simulated signal where a load block is inserted and immediately after removed from the system. At the end a comparison is made between the techniques, been able to point each technique advantage and disadvantage trough the comparison identify the best methods to be applied on electrical power systems.

Keywords: Frequency Estimation, Electric Power System, Neural Networks, Adaptive Linear Neural Network, Generalized Regression Neural Network, Fourier's Method

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADALINE	Método de estimação de frequência fundamentado na Rede Neural Artificial Linear adaptativa;
APSSP	Ajuste de Pontos para um Sinal Senoidal Puro proposto por Sorrentino e Carvalho (2010);
DFP	Desempenho da Frequência em regime Permanente;
DPLL	Método de estimação de frequência, fundamentado em um laço fechado por fase digital (do inglês, <i>Phase Locked Loop</i>), proposto por Sithamparanathan (2008);
DPSZ	Método de estimação de frequência fundamentado na Detecção da Passagem do Sinal por Zero;
GRNN	Método de estimação de frequência fundamentado na Rede Neural Artificial de Regressão Generalizada;
M. Abdollahi	Método de estimação de frequência, fundamentado no método dos mínimos quadrados, proposto por Abdollahi e Matinfar (2011);
M. Aboutanios	Método de estimação de frequência, fundamentado na transformada discreta de Fourier, proposto por Aboutanios (2004), para uso em processamento de sinais;
M. Aghazadeh	Método de estimação de frequência proposto por Aghazadeh (2005);
M. Autocor.	Método de estimação de frequência, fundamentado na função autocorrelação, proposto por Kocaman et al. (2010);
M. Begovic	Método de estimação de frequência proposto por Begovic (1992);
M. Candan	Método de estimação de frequência, fundamentado na transformada discreta de Fourier, proposto por Candan (2011), para uso em processamento de sinais;
M. Ferreira	Método de estimação de frequência, fundamentado na transformada discreta de Fourier, proposto por Ferreira (2001), para uso em processamento de sinais;

M. Fourier Trad.	Método Tradicional de estimação de frequência fundamentado na transformada de Fourier;
M. Jacobsen	Método de estimação de frequência, fundamentado na transformada discreta de Fourier, proposto por Jacobsen e Kootsookos (2007), para uso em processamento de sinais;
M. Kalman Dash	Método de estimação de frequência, fundamentado no filtro de Kalman, proposto por Dash et al. (2000);
M. Kalman Pradhan	Método de estimação de frequência, fundamentado no filtro de Kalman, proposto por Dash, Pradhan e Panda (1999);
M. Lavopa	Método de estimação de frequência fundamentado na transformada discreta de Fourier, proposto por Lavopa et al. (2007), para uso em aviação;
M. Lobos	Método de estimação de frequência proposto por Lobos e Rezmer (1997);
M. Phadke	Método de estimação de frequência proposto por Phadke et al. (1983);
M. Quinn	Método de estimação de frequência, fundamentado na transformada discreta de Fourier, proposto por Quinn (1994), para uso em processamento de sinais;
M. Macleod	Método de estimação de frequência, fundamentado na transformada discreta de Fourier, proposto por Macleod (1998), para uso em processamento de sinais;
M. Mulgrew	Método de estimação de frequência, fundamentado na transformada discreta de Fourier, proposto por Aboutanios e Mulgrew (2005), para uso em processamento de sinais;
M. Wang	Método de estimação de frequência, fundamentado na transformada discreta de Fourier, proposto por Wang e Sun (2004);
SEP	Sistema Elétrico de Potência;
TDF	Transformada Discreta de Fourier.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	12
1.1. Considerações gerais	12
1.2. Objetivos	13
1.3. Motivação	13
1.4. Estado da arte	14
1.5. Estrutura do trabalho	18
2. A FREQUÊNCIA E O SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA	19
2.1. Considerações gerais	19
2.2. Desvios de frequência em SEPs	19
2.2.1. Influência da variação de frequência nas medições e relés de proteção	21
2.2.2. Influências em turbinas a vapor	23
2.3. Medição de frequência para qualidade da energia elétrica	25
2.4. Relés comerciais	26
2.5. Resoluções e procedimentos	27
2.5.1. Operador Nacional do Sistema elétrico	27
2.5.1.1. Desempenho da Frequência em regime Permanente (DFP)	27
2.5.1.2. Desempenho da Frequência durante Distúrbios	28
2.5.2. Agência Nacional de Energia Elétrica	29
2.6. Controle carga-frequência	29
2.6.1. Regulação primária	31
2.7. Considerações finais	33
3. MÉTODOS PARA A ESTIMAÇÃO DA FREQUÊNCIA	34
3.1. Considerações gerais	34
3.2. Método para estimação de frequência fundamentado na Detecção da Passagem do Sinal por Zero (DPSZ)	35
3.3. Ajuste de Pontos para um Sinal Senoidal Puro (APSSP)	35
3.4. Método híbrido de estimação de frequência	36
3.5. Forma monofásica do método derivado da transformada de Fourier proposto por Phadke	38
3.6. Método fundamentado na transformada de Fourier	39
3.7. Método de Fourier Polinomial (método de Begovic)	40
3.8. Técnica fundamentada no Método de Prony (método de Lobos)	41
3.9. Método da Autocorrelação para estimação de frequência	42

3.10.	Ajuste de pontos para um sinal senoidal utilizando Mínimos Quadrados (método de Abdollahi)	44
3.11.	Método de detecção de pico proposto por Lavopa	44
3.12.	Método proposto por Quinn	46
3.13.	Método proposto por Jacobsen	47
3.14.	Método proposto por Candan	47
3.15.	Método proposto por Macleod	47
3.16.	Método proposto por Aboutanios	48
3.17.	Método proposto por Aboutanios e Mulgrew	49
3.18.	Método proposto por Ferreira	50
3.19.	Métodos fundamentados em um laço fechado de fase digital (DPLL)	51
3.20.	Método fundamentado na transformada discreta de Fourier	53
3.21.	Método fundamentado no filtro de Kalman estendido (Método de Kalman Pradhan) 54	
3.22.	Método fundamentado no filtro de Kalman estendido (Método Kalman Dash)	56
3.23.	Método fundamentado na rede Grnn	60
3.23.1.	A transformada de Clarke	61
3.23.2.	A normalização	61
3.23.3.	A Rede Neural de Regressão Generalizada.....	62
3.23.4.	A estimação da frequência	64
3.24.	Método fundamentado na rede Adaline	65
3.24.1.	A Rede Linear Adaptativa.....	66
3.24.1.1.	O treinamento da Rede Linear Adaptativa	67
3.25.	Considerações finais	69
4.	RESULTADOS E DISCUSSÕES	70
4.1.	Considerações gerais	70
4.2.	Índices de desempenho	71
4.2.1.	Tempo de acomodação.....	71
4.2.2.	Erro médio quadrático em regime permanente	71
4.2.3.	Sobre-elevação (<i>Overshoot</i>).....	71
4.3.	Caso I: sinal sem alterações na forma de onda	72
4.4.	Caso II: sinal com ruído	77
4.5.	Caso III: sinal com variação de frequência em degrau	89
4.6.	Caso IV: sinal com harmônicas	96
4.7.	Caso V: sinal com sub-harmônicas	100
4.8.	Caso VI: sinal com variação de frequência em rampa	100
4.9.	Caso VII: sinal com variação senoidal de frequência	101

4.10.	Caso VIII: sinal com degrau de fase.....	114
4.11.	Caso IX: sinal com variação de amplitude.....	119
4.12.	Caso X: sinal obtido por simulação	124
4.13.	Considerações finais.....	132
5.	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS..	137
5.1.	Conclusões.....	137
5.2.	Sugestões para trabalhos futuros.....	138
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	139

1. INTRODUÇÃO

1.1. Considerações gerais

A estimação de frequência de sinais senoidais é um problema muito estudado, devido às suas inúmeras aplicações, tais como recuperação da onda portadora em sistemas de comunicação, determinação da posição de um objeto em sistemas de radar ou sonar, estimação da taxa de batimentos cardíacos (LIAO, 2011) e remoção do efeito Doppler em satélites (ABOUTANIOS, 2001).

Em Sistemas Elétricos de Potência (SEP), a frequência é um dos principais parâmetros relacionados à qualidade da energia elétrica, de modo que diversas técnicas foram e ainda são propostas com o objetivo de determiná-la. Contudo, as metodologias existentes conseguem estimar a frequência com boa precisão quando o sinal não apresenta distorções. No entanto, com o aumento do uso da eletrônica de potência e outras cargas não lineares, as distorções no sinal de tensão são comuns em sistemas elétricos.

A frequência dos sistemas elétricos de potência é constantemente corrigida por reguladores de velocidade que alteram a potência produzida pelas turbinas, a fim de igualá-la à potência instantânea consumida. Dessa forma, são esperadas pequenas variações de frequência em regime permanente, que refletem o desequilíbrio entre geração e carga. Tendo em vista que as frequências fora da nominal podem causar danos a diversos equipamentos, a estimação de frequência é empregada na análise da qualidade da energia elétrica.

Durante situações de falta, a frequência pode variar vários Hz, o que pode afetar o desempenho da proteção dos Sistemas Elétricos de Potência.

1.2. Objetivos

Com o objetivo de melhor acompanhar e analisar a frequência do SEP, este trabalho visa a:

- propor novas metodologias de estimação de frequência;
- apresentar metodologias para estimação de frequência utilizadas em outras áreas de processamento de sinais e analisar o comportamento no SEP;
- realizar um estudo comparativo entre as diversas metodologias, utilizando para isso gráficos e índices de desempenho.

1.3. Motivação

Quando a integridade de um SEP está em risco, a frequência do sistema pode sofrer uma variação rápida e de grande amplitude, devido ao desequilíbrio entre a geração e a carga (HOU, 2008).

A operação de SEPs com frequência fora da nominal pode ser prejudicial a diversos equipamentos do sistema elétrico, tais como banco de capacitores geradores, motores, transformadores (Barbosa, 2008), e pode ainda ser prejudicial a sistemas de geração a vapor em edições. Por esses motivos, o sistema usa o relé de sub ou sobrefrequência (ANSI 81), de modo a gerar comandos corte de geração ou carga, a fim de evitar situações prejudiciais ao SEP.

Durante situações de falta, pode ocorrer a separação elétrica de parte do sistema interligado (formação de ilhas), a qual assume tensões e frequências próprias. No momento da reconexão dessas ilhas ao sistema, as frequências não podem apresentar diferença maior que 0,1%, conforme o padrão IEEE 1547 (KATIRAEI, 2005). Assim, os algoritmos de estimação de frequência devem apresentar uma precisão suficientemente alta, a fim de rastrear essas pequenas variações. A medição de frequência é ainda utilizada no despacho de carga e restauração da frequência, de modo a garantir uma operação econômica e confiável do sistema elétrico interligado. Dessa maneira, é necessário que os algoritmos para estimação da frequência tenham a convergência suficientemente rápida, a fim de rastrear essas variações.

Muitos métodos destinados a rastrear a frequência foram propostos, no entanto nenhum se estabeleceu como definitivo. Apesar do vasto uso de técnicas simples, como a de detecção da passagem por zero, publicações recentes mostram que a estimação da frequência

é uma tarefa desafiadora, sendo que diferentes metodologias têm sido propostas a fim de solucionar seus problemas (KUSLJEVIC, 2011, Regulski&Terzija, 2012.MAI, 2012).

1.4. Estado da arte

Um dos primeiros métodos propostos para a estimação de frequência foi o método de detecção de passagem por zero. Muitos aprimoramentos e variações foram sugeridos, a fim de melhorar sua precisão, tais como os propostos por Friedman (2004) e o apresentado por Vainio e Ovaska (1995). Esses métodos são muito utilizados devido à sua simplicidade, o que facilita a sua implementação. Para melhorar a precisão, grandes janelas de tempos e pré-filtragens devem ser usadas. Isso, porém, implica atrasos na resposta.

Blaabjerg et al. (2006) propuseram um método baseado em *Phase-Locked Loop* (PLL) para sincronização com a rede. Além da frequência, o método fornece ainda as informações de amplitude e fase da componente fundamental. Em sistemas trifásicos, os PLLs são muito utilizados como elementos de sincronização. Uma desvantagem é a queda de desempenho quando o sinal é contaminado com harmônicas de baixa ordem e desequilíbrios de tensão. Nesses casos, as estimativas de frequência apresentam oscilações consideráveis e, conseqüentemente, erros não aceitáveis.

Algumas outras técnicas foram propostas para melhorar a precisão do PLL, assim como a resposta dinâmica em casos de tensões distorcidas. Nesse sentido, Karimi-Ghartemani e Iravani (2003) propuseram um método que estima a frequência em aproximadamente cinco ciclos da componente fundamental.

Um método que visa a minimizar os erros devido a desequilíbrios de tensão foi proposto por Rodriguez et al. (2006), que é fundamentado em *Frequency Locked Loop* (FLL) e é capaz de estimar a frequência em aproximadamente dois ciclos.

Um filtro adaptativo rejeita-faixa (*Notch filter*) foi proposto por Yazdani et al. (2009). O método é composto por três subfiltros rejeita-faixa. Cada subfiltro recebe uma fase do sistema e fornece a componente fundamental e a fundamental defasada de noventa graus. O valor real, juntamente com o estimado e o defasado de cada fase, é então utilizado para computar a frequência. Os resultados das simulações do autor mostraram que os métodos propostos apresentam um tempo de convergência de aproximadamente três ciclos.

Fedele et al. (2009) propuseram um método que estima a frequência em um tempo de aproximadamente 50 ms. O método usa um modelo que, segundo os autores, possibilita a estimação de frequência sem nenhuma informação prévia sobre o valor da frequência do sinal.

Roncero-Sanchez et al. (2009) propuseram um método fundamentado em equações algébricas que estima a frequência a partir de três amostras de tensão, possibilitando sua utilização tanto em sistemas monofásicos quanto trifásicos. Um estágio de filtragem foi adicionado para melhorar o desempenho do método, no que diz respeito a distorções harmônicas. O algoritmo consegue estimar a frequência em um tempo de aproximadamente 30 ms.

Ghartemani, Bakhshai e Mojiri (2005) propuseram um algoritmo baseado em um filtro adaptativo rejeita-faixa (*Adaptive Notch Filter*, ANF) para a estimação da frequência em sistemas elétricos de potência. O filtro utilizado é adaptativo e de segunda ordem, que alimenta uma equação diferencial não linear para atualizar a frequência. O método apresenta um erro menor que 5 mHz para um sinal com relação sinal-ruído de 40 dB, no entanto o método apresenta um tempo de convergência em torno de 50 ms.

Laphu (2011) propôs um algoritmo de estimação de frequência com harmônicas amostrados assincronamente. A frequência é estimada a partir da diferença de fase no domínio do tempo usando um ajuste de três pontos em uma função senoidal.

Zivanovic (2007) propôs um filtro diferencial adaptativo para estimação instantânea da frequência em sistemas elétricos de potência. A cada nova amostra, o filtro seleciona automaticamente o tamanho da janela, de forma a maximizar a precisão do método. Assim, ele mantém janelas maiores quando o sinal está em regime permanente (quando a frequência não varia ou varia lentamente) e reduz o tamanho da janela quando em transitórios (durante variações rápidas de frequência), a fim de aumentar a sua velocidade de convergência.

Um método foi proposto por Fane Virgilio (2007) com a finalidade de melhorar a resposta dinâmica dos estimadores de frequência fundamentados em fasores. Apesar de os autores fazerem uma análise bastante elaborada em relação aos sinais com frequência variante, não é analisada no artigo a resposta do método proposto para sinais com harmônicas e ruídos.

Sorrentino e Carvalho (2010) compararam, em condições transitórias, três dos principais métodos de estimação de frequência. Foram avaliados os métodos de detecção da passagem por zero, o ajuste de pontos para um sinal senoidal puro e o método baseado na Transformada Discreta de Fourier, que mede a velocidade angular da componente fundamental. Os autores destacam que, durante transitórios, os sinais não são periódicos.

Logo, não existe uma definição matemática para a frequência. Eles também salientam a necessidade da padronização de respostas de estimadores de frequência durante transitórios.

Zadeh et al. (2010) propuseram um novo algoritmo para estimação de frequência, amplitude e fase, fundamentado no filtro de Kalman. Apesar de utilizar o filtro de Kalman, a estimação de frequência em seu estágio final é feita a partir da detecção da passagem do sinal por zero. A fim de impedir múltiplos cruzamentos por zero, os autores definem limites máximos e mínimos de amostras entre duas passagens consecutivas.

Uma comparação entre diversos estimadores de frequência é apresentada por Ramos e Serra (2009). Os autores avaliam sete métodos derivados da transformada de Fourier, transformada Wavelet, transformada Z, filtro de Kalman, ajustes para a função seno e algoritmo Music (*Multiple Signal Classification*). Eles concluíram que o método mais promissor é o método que busca a interpolação do máximo do espectro através de dois pontos, propostos por Schoukens, Pintelon e Hamme (1992).

Uma nova metodologia para estimação de frequência em sinais com alto teor de ruído é proposta por Dash, Hasan e Panigrahi (2010). A técnica utiliza o filtro de Kalman *unscented* em um modelo de sinal complexo. O filtro de Kalman *unscented* soluciona alguns problemas do filtro de Kalman estendido, tais como dificuldades de implementação, pouca precisão e divergência de resultados normalmente gerados no processo de linearização das funções não lineares inerentes aos modelos. O método faz boa estimativa da frequência do sinal, mesmo em condições de alto teor de ruído, e é capaz de rastrear grandes variações de frequências se mantendo estável. No entanto, o *overshoot* e as oscilações nas respostas para sinais com degraus de frequências são relevantes, o que implica atrasos na convergência.

Um método similar ao apresentado por Dash, Hasan e Panigrahi (2010) foi também introduzido por Novanda et al. (2011). As respostas dos dois métodos se equiparam, sendo que o segundo apresenta um tempo de convergência de aproximadamente 100 ms para um degrau de 5 Hz.

Terzija, Djuric e Kovacevic (1994) propuseram um novo método de estimação de frequência voltado para aplicação em relés. O método trata a estimação de frequência como um problema de otimização e usa o método de Newton para resolvê-lo. Segundo os autores, em um degrau de 10 Hz, o método apresentou um erro máximo de 0,02 Hz e um tempo de convergência de 40 ms.

Dash, Krishnanand e Padhee (2011) propuseram um novo método que busca estimar as componentes fundamentais dos sinais de tensão e corrente. O método utiliza um filtro adaptativo recursivo de Gauss-Newton. Segundo os autores, ele é computacionalmente menos

intenso que o método dos mínimos quadrados, ou seja, o método necessita de um número menor de operações para determinar a frequência.

Guang e Xiaoming (2011) propuseram um novo método de estimação de frequência fundamentada na Transformada Discreta de Fourier (TDF) voltado para aplicação na pré-sincronização de inversores. Por ser fundamentado na transformada de Fourier, o método apresenta imunidade às componentes harmônicas. Segundo os autores, esse método reduz o tempo computacional quando comparado ao método de Fourier clássico. No entanto, o algoritmo tem um tempo de convergência de três ciclos quando sujeito a degrau de frequência de 50 Hz para 50,5 Hz. Apesar de degraus de frequência não acontecerem em sistemas elétricos de potência, esse teste é válido a fim de se observar o tempo de convergência do método.

Buscando um algoritmo com boa *performance* em sinais com frequência variante e com alto teor de ruído, Ruikun et al. (2009) propuseram quatro métodos adaptativos fundamentados nos mínimos quadrados. Os métodos se mostraram precisos, no entanto apresentaram tempos de convergências entre 50 e 200 ms para um degrau de frequência de 60 para 59 Hz.

Recentemente, novos métodos têm sido apresentados, sendo estes:

- técnicas fundamentadas em algoritmos genéticos (SILVA, DELBEM e COURRY, 2013);
- técnicas envolvendo mínimos quadrados e Transformada Rápida de Fourier (MAI et al., 2012);
- técnicas envolvendo filtros adaptativos e Transformada de Clarke (XIA e MANDIC, 2012);
- técnicas híbridas compostas por séries de Taylor, Mínimos Quadrados e Transformada Discreta de Fourier (Rene Kezunovic, 2012);
- além das técnicas fundamentadas em Fourier, tais como Zeng e Teng (2011).

Existem ainda outras técnicas de estimação de frequência propostas para outras áreas do conhecimento, sobre as quais normalmente não se encontram publicações nas literaturas especializadas em SEPs. Entre essas técnicas, existem muitas que buscam a determinação do pico do espectro gerado pela TDF. Pode-se destacar a técnica de interpolação proposta por Belega e Dallet (2008), além das técnicas de interpolação apresentadas por Liao (2011), método de interpolação quadrática, método de interpolação da secante, método de Newton e

método da bissecção. Nesta dissertação, serão apresentados e avaliados diversos métodos de estimação de frequência, comuns em outras áreas de conhecimento.

1.5. Estrutura do trabalho

No capítulo 2, é ressaltada a importância da estimação de frequência para o sistema elétrico, bem como as influências dos desvios de frequências em seus componentes. Nesse capítulo, são ainda expostas as resoluções que regem o assunto e alguns relés comerciais são apresentados. Por fim, é apresentada uma breve explicação de como é realizado o controle da carga e frequência em SEPs.

No capítulo 3, é feita a apresentação de diversos métodos de estimação de frequência, entre eles alguns de uso comum em sistemas elétricos, outros de uso em outras áreas, sendo duas as metodologias propostas para esta pesquisa.

No capítulo 4, os métodos são testados para diversos tipos de sinais envolvendo ruídos, harmônicas, sub-harmônicas e sinais com frequência, tensão e fase variante. Os métodos são analisados e comparados através de sua resposta gráfica e indicadores de desempenho.

No capítulo 5, são feitas algumas considerações e conclusões sobre o trabalho e algumas sugestões de trabalhos futuros.

2. A FREQUÊNCIA E O SISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA

2.1. Considerações gerais

Neste capítulo, será analisada a relação da frequência com o SEP, bem como a importância da sua estimação para todo o sistema elétrico. Primeiramente, é realizada uma breve introdução sobre os desvios de frequência em SEPs. Em seguida, será descrita a influência desses desvios em alguns equipamentos dos sistemas elétricos, tais como relés e turbinas a vapor. Nos itens seguintes, a padronização da *International Electrotechnical Commission* (IEC) para medidores de qualidade de energia elétrica e alguns relés comerciais são apresentados.

Ainda neste capítulo, serão expostas as resoluções que tratam dos níveis de frequência em sistemas elétricos e, por fim, será dada uma visão global do controle da frequência em SEPs.

2.2. Desvios de frequência em SEPs

Segundo Grimoni, Galvão e Udaeta (2004), a energia de boa qualidade deve basicamente apresentar tensões e frequências constantes e forma de onda senoidal sem a presença de distorções harmônicas.

Com a interligação dos sistemas, as grandes variações de frequência são cada vez menores. No sistema interligado brasileiro, as variações de frequência normalmente ficam em torno de $\pm 0,02$ Hz. No entanto, variações maiores podem acontecer devido à ocorrência de alguns fenômenos. Entre eles, pode-se destacar os curtos-circuitos, desligamento ou entrada de grandes blocos de carga e conexão ou desconexão de uma grande fonte geradora (DUGAN, 2003). Essas situações podem fazer com que os reguladores da velocidade das máquinas primárias não sejam capazes de compensar as variações de carga, podendo, assim, causar prejuízos à qualidade da energia.

Segundo Barbosa (2008), a variação de frequência fora dos limites estabelecidos para sua operação normal pode ser prejudicial a certos equipamentos conectados ao sistema, tais como banco de capacitores, geradores, motores, transformadores, entre outros, comprometendo, assim, a operação do SEP.

No *blackout* ocorrido no dia 10 de novembro de 2009, em que uma falta em uma linha de transmissão de Itaipu resultou na perda de diversas linhas de transmissão de Itaipu, pode-se observar um aumento da frequência na região Sul e um decréscimo na região onde havia déficit de geração. Na Figura 1, pode-se observar que a frequência medida na baixa tensão da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul alcançou aproximadamente 63,5 Hz em seu pico. Essa variação pode causar imprecisões ou mesmo operações indevidas de relés de proteção do sistema elétrico.

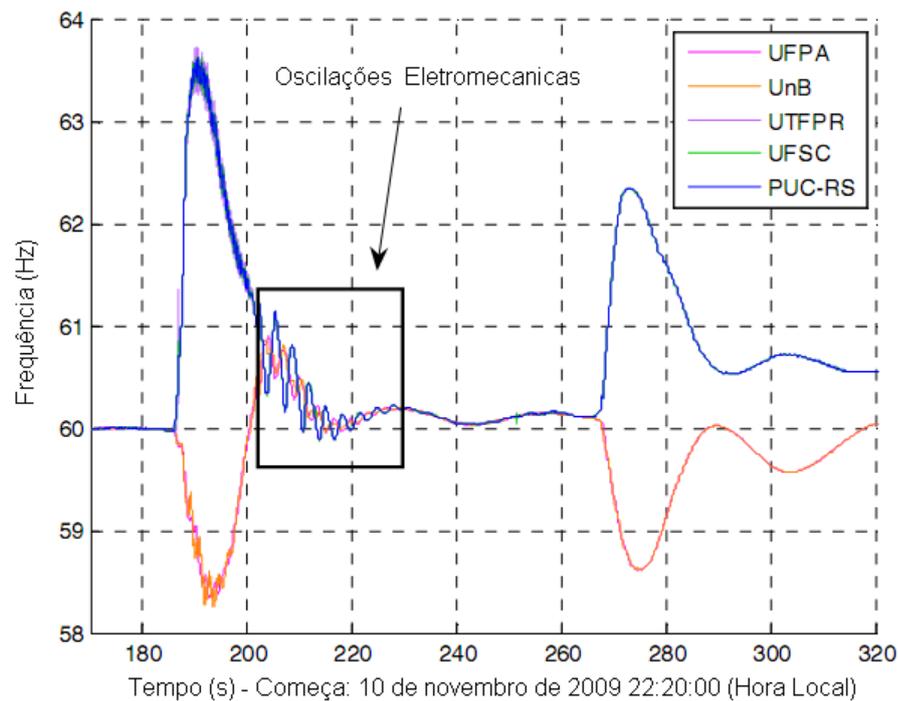


Figura 1 – Frequência durante *blackout* do dia 10 de novembro de 2009 (DECKER et al., 2010)

2.2.1. Influência da variação de frequência nas medições e relés de proteção

Atualmente, é cada vez maior a necessidade de se monitorar a qualidade da energia. Para isso, é necessário um sistema de medição para as grandezas elétricas como frequência, tensão, corrente, potência, taxa de distorção harmônica, entre outras. A existência de um sistema de medição de frequência eficaz é importante não apenas pela sua influência no SEP, mas também devido à sua influência sobre as medições das outras grandezas.

A frequência em um sistema de potência é normalmente estável. Possui pequenas variações dentro de uma faixa bastante estreita, no entanto grandes distúrbios podem causar grandes desequilíbrios entre a geração e a carga, podendo gerar desvios de frequência maiores.

Os relés são dispositivos utilizados a fim de efetuar a proteção do sistema elétrico para alguma situação adversa que possa ocorrer. Esses dispositivos analisam as variáveis do sistema e, na ocorrência de um fenômeno anormal, podem gerar comandos para a abertura de disjuntores, a fim de resguardar a integridade da rede.

Relés microprocessados usam algoritmos numéricos para calcular fasores a partir dos sinais de tensão e correntes de entrada, tendo como referência a frequência nominal do sistema ou uma frequência estimada previamente. Esses fasores são usados para conceber diferentes tipos de proteção, tais como sobrecorrente, diferencial e relés de distância (Hou, 2008).

Bentley et al. (2008) analisaram o comportamento das variações de frequência em estimadores de fasores fundamentados na Transformada Rápida de Fourier (TRF), Transformada Wavelet Contínua, Transformada Wavelet Discreta e Redes Neurais Artificiais. Os autores constataram a grande influência das variações de frequências na precisão dos métodos. A Figura 2 mostra os erros no cálculo do valor RMS relativos ao método da TRF. Pode-se perceber que, à medida que a frequência se desvia da nominal, os erros na medição fasorial crescem em uma grande proporção. Por exemplo, para uma frequência de 52 Hz, os erros aproximados na medição da componente fundamental, quinta harmônica e sétima harmônica são 4, 20 e 25%, respectivamente.

Segundo Costello e Zimmerman (2011), para cada 1 Hz de diferença entre a frequência real e de amostragem, ocorre uma oscilação (erro) de aproximadamente 2% nas medições de amplitude e fase. Esses erros de cálculo nos fasores quando a frequência se desvia da nominal poderão causar imprecisões nos elementos de proteção que deles dependem.

Para que a proteção seja confiável, os relés deveriam ser estáveis durante variações de frequência, a fim de evitar operações indevidas ou falhas de operação. No entanto, cada função de proteção reage de maneira diferente aos desvios de frequência. Diferentes projetos dos elementos de proteção também influenciam de maneira distinta nas respostas desses elementos, durante as variações de frequência. Pode-se citar (HOU, 2008):

- o tipo de filtragem no sinal de entrada utilizada pelo relé para construir os fasores;
- se o algoritmo tem rastreadores de frequência que adaptam a frequência de amostragem para a nova frequência do sistema;
- a metodologia pela qual o relé mede a frequência do sistema;
- os limites de velocidade do algoritmo em estimar a frequência;
- o tipo de memória de polarização que o relé de impedância utiliza.

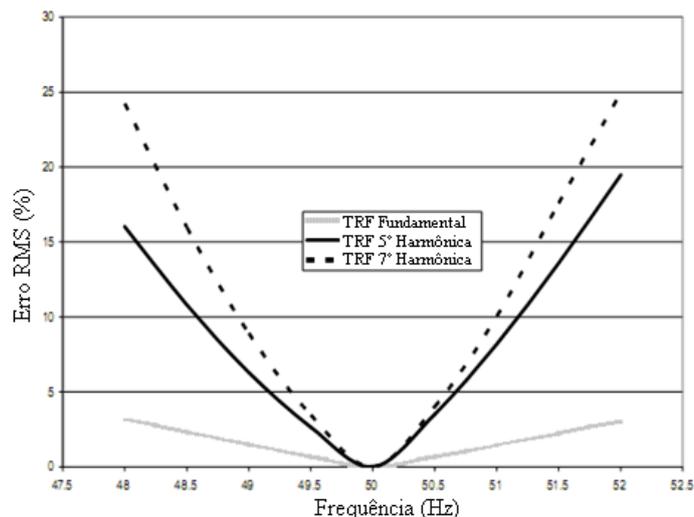


Figura 2 – Efeitos do desvio de frequência usando a Transformada Rápida de Fourier (BENTLEY et al., 2008)

Em agosto de 2003, 50 milhões de pessoas ficaram sem energia elétrica em oito estados norte-americanos e duas províncias canadenses. O interesse por rastreadores de frequência aumentou quando os engenheiros de proteção perceberam que muitos relés operaram de forma errada durante os grandes desvios de frequência com altas taxas de variação (BENMOUYAL e AVERSA, 2009).

Uma maneira de minimizar os efeitos causados pelos desvios de frequência é através do controle da amostragem. Essas técnicas são conhecidas como amostragem adaptativa ou rastreadores de frequência. Neste caso, a frequência estimada e a frequência de amostragem

estão relacionadas, gerando respostas indesejáveis durante transitórios, em que a frequência é variante.

2.2.2. Influências em turbinas a vapor

As turbinas a vapor são compostas por vários tamanhos de palhetas, desde as muito pequenas até as de alguns metros. Essas palhetas apresentam frequências de ressonância características, conforme suas características mecânicas. Para o bom funcionamento das turbinas, as palhetas são projetadas de modo a não terem nenhuma frequência de ressonância coincidindo com a frequência nominal do SEP.

A frequência elétrica em um gerador síncrono é proporcional à rotação mecânica do gerador e da turbina. Logo, quando ocorre uma variação na frequência do SEP, significa que a turbina sofreu uma mudança de velocidade. Neste caso, a turbina pode padecer de algum dano em seus componentes estruturais, geralmente nos anéis de consolidação e bandagens. A ruptura de um desses componentes causa mudanças no comportamento vibratório da palheta, que geralmente passa a ter a sua frequência de ressonância próxima à de rotação da turbina. Uma vez que tal situação é estabelecida, a turbina pode se danificar em condições normais de operação (KINDERMANN, 2008).

Kinderman (2008) ainda ressalta que os efeitos do desvio de frequência sobre as turbinas a vapor são cumulativos. Os fabricantes das turbinas estabelecem limites de operação, conforme mostra a Tabela 1.

Conforme o guia do *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) para proteção de geradores em frequências fora da nominal (IEEE, *Guide for Abnormal Frequency Protection for Power Generating Plants*), o estresse mecânico provocado por vibrações mecânicas em condições de ressonância pode chegar a até 300 vezes o estresse causado em uma situação de operação normal, fora da frequência de ressonância.

Tabela 1 – Limite de operação para turbinas Ansaldo

Tempo de operação até falha	Variação de frequência
Ilimitada	$\pm 1,0$ Hz (59 a 61 Hz)
90 min	$\pm 1,0$ a $1,4$ Hz (58.6 a 61.4 Hz)
12 min	$\pm 1,4$ a $2,0$ Hz (58 a 62 Hz)
10 min	$\pm 2,0$ a $3,0$ Hz (57 a 63 Hz)

Fonte: Baptista (2003) apud Kindermann (2008).

Na Figura 3, pode-se observar o diagrama de Campbell para palhetas de uma turbina a vapor. Pode-se perceber que a turbina não possui nenhuma frequência natural que coincida com a velocidade nominal da turbina ou suas harmônicas, no entanto pequenos desvios na velocidade da turbina causam a ressonância das paletas da turbina em alguma de suas frequências naturais.

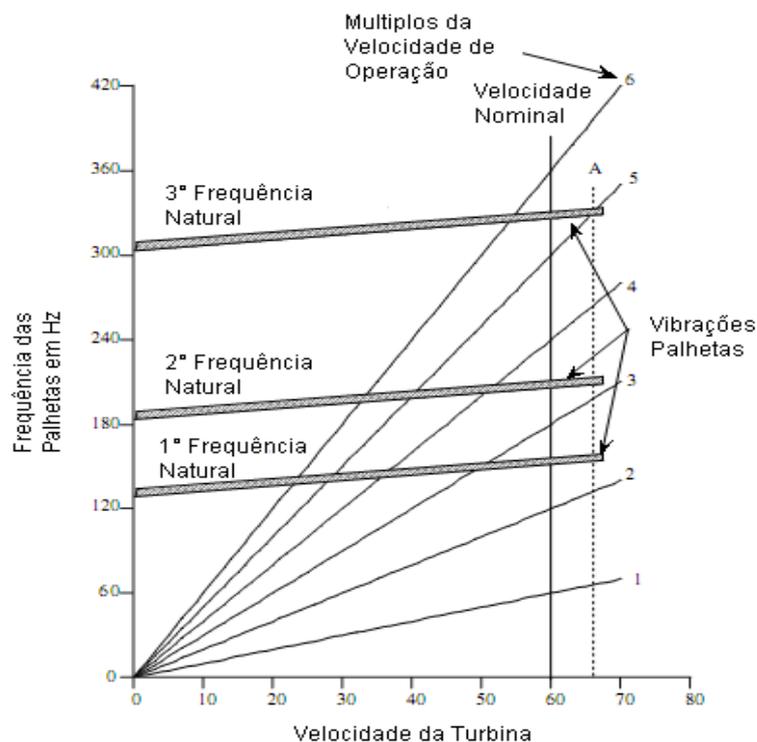


Figura 3 – Diagrama de Campbell para palheta específica (IEEE, 1993)

2.3. Medição de frequência para qualidade da energia elétrica

A padronização internacional IEC 61000-4-30 (2008), que trata dos métodos para medição da qualidade da energia elétrica, divide os métodos de estimação em três classes:

- Classe A: é usada onde se fazem necessárias medições precisas, por exemplo, em aplicações contratuais, na verificação do cumprimento das normas, em disputas etc.;
- Classe S: é usada em aplicações estatísticas, como em pesquisas ou avaliações da qualidade de energia, onde possivelmente se tenha um subconjunto limitado de parâmetros;
- Classe B: é usada em outras aplicações, para evitar tornar os medidores existentes obsoletos.

Os estimadores de frequência são definidos em cada classe da seguinte forma:

- Classe “A”: a leitura de frequência deve ser obtida a cada 10 s. No intervalo de 10s, o número de ciclos pode não ser inteiro, uma vez que a frequência pode não ser exatamente 50 ou 60 Hz. A frequência fundamental é definida como o número de ciclos inteiros no intervalo de 10 s, dividido pelo tempo cumulativo dos ciclos inteiros do intervalo. Antes de cada estimação, as harmônicas e inter-harmônicas devem ser atenuadas, para evitar o efeito de múltiplas passagens por zero. O tempo de medição não deve conter sobreposição, sendo que os ciclos que sobreporem o intervalo de 10 s devem ser descartados. Outras técnicas que fornecem resultados equivalentes também são aceitas;
- Classe “S”: a mesma da classe “A”;
- Classe “B”: o fabricante deve especificar o processo para a medição de frequência.

As incertezas e a faixa de operação são estabelecidas para cada uma das classes, como:

- Classe “A”: as incertezas não podem ultrapassar ± 10 mHz para uma faixa de medida de 51 Hz ~ 69 Hz na frequência nominal de 60 Hz;
- Classe “S”: as incertezas não podem ultrapassar ± 50 mHz para uma faixa de medida de 51 Hz ~ 69 Hz na frequência nominal de 60 Hz;
- Classe “B”: o fabricante deverá especificar a incerteza para uma faixa de medida de 51 Hz ~ 69 Hz na frequência nominal de 60 Hz.

2.4. Relés comerciais

Atualmente, existem diversos relés voltados para a estimação da frequência e proteção do sistema para frequências fora da nominal (ANSI 81) e para a taxa de variação da frequência. O relé SEL-351S, da *Schweitzer Engineering Laboratories*, que recebeu atualizações no ano de 2012, é voltado para a proteção de alimentadores em sistemas de distribuição. Ele oferece, entre outras funções, a proteção de sub e sobrefrequência através de seis níveis, que podem ser temporizados de modo a providenciarem o corte de geração ou carga.

O SEL-351S opera em uma faixa de 40 a 65 Hz, sendo utilizado o algoritmo da detecção da passagem por zero da tensão da fase “A”; alternativamente, ele pode usar a tensão da fase “B” ou “C” e uma taxa de variação de frequência (df/dt) de até 20 Hz/s. Os elementos de sub e sobrefrequência possuem uma resolução de 0,01 Hz e tempos de convergência para uma variação em degrau de 40 ms para desvios de frequências menores que 0,3 Hz (Schweitzer, 2012).

Outro relé comercial é o 7SG11 Argus 8, da Siemens, que utiliza o método de estimação de frequência da TDF, que é aplicada para cada fase de entrada. A TDF extrai a componente fundamental de cada sinal de entrada, filtrando ruídos e harmônicos. As partes real e imaginária da saída da TDF são usadas para o cálculo da fase do sinal de entrada, sendo a frequência calculada a partir da taxa de variação angular. O relé apresenta quatro níveis que podem ser configurados como relé de subfrequência com uma resolução de 0,01 Hz.

A série 630 da ABB apresenta o relé 81, com resolução de 0,01 Hz, precisão de $\pm 0,003$ Hz e tempo de convergência menor que 190 ms. O método não necessita das tensões de linha para minimizar os efeitos das harmônicas e utiliza as tensões de fase. O elemento df/dt apresenta uma precisão de ± 10 mHz/s e um tempo de início de 110 ms.

2.5. Resoluções e procedimentos

2.5.1. Operador Nacional do Sistema elétrico

O Operador Nacional do Sistema elétrico (ONS) possui um procedimento específico para a frequência do sistema elétrico nacional, apresentada no Procedimento de Rede, Submódulo 25.6, Indicadores de Qualidade de Energia Elétrica – Frequência e Tensão (ONS, 2010). Os indicadores de frequência estabelecidos pela ONS abrangem dois aspectos: Desempenho da Frequência em regime Permanente (DFP) e Desempenho da Frequência durante Distúrbios (DFD).

2.5.1.1. Desempenho da Frequência em regime Permanente (DFP)

Segundo o ONS (2008), o DFP tem como objetivo:

- avaliar a capacidade e a eficiência do Sistema Interligado Nacional (SIN) em responder às demandas do sistema elétrico, tais como variações de carga, variações de geração e mudanças de topologia da rede, mantendo a frequência dentro dos limites preestabelecidos;
- refletir a qualidade da operação, na coordenação dos recursos de geração do SIN;
- avaliar a eficácia de resposta dos sistemas de Controle Automático de Geração (CAG) em operação no período de apuração;
- refletir a qualidade dos diversos programas de operação elaborados pelas áreas de planejamento da operação do ONS e agentes de operação.

O DFP, mostrado na equação (1), é um indicador percentual que relaciona o número de intervalos de dez minutos, em um dia, nos quais a frequência variou mais do que 0,4 Hz por minuto.

$$DFP = \left(1 - \frac{n}{144}\right) * 100 \quad (1)$$

Onde n é o número de intervalos de dez minutos considerando o total de 144 intervalos diários nos quais a integral do módulo do desvio de frequência (A) foi superior a 0,4 Hz.min.

Caso a integral da variação do módulo da frequência, mostrada na equação (2), for maior que 1 Hz por minuto, aquele período não deverá ser considerado, e o número de

períodos diários (144) também deverá ser subtraído do número de períodos em que isso ocorreu.

$$A = \int |\Delta f(t)| \cdot dt \quad (2)$$

Onde:

A = Integral do módulo do desvio da frequência a cada dez minutos em Hz.min;

Δf = Desvio da frequência.

2.5.1.2. Desempenho da Frequência durante Distúrbios

O índice de Desempenho da Frequência durante Distúrbios (DFD) tem como objetivo avaliar as variações de frequência durante distúrbios no sistema elétrico. O Indicador DFD é utilizado para avaliar o comportamento da frequência durante distúrbios no período de um ano (ONS, 2010).

Tabela 2 – Limites de frequência para transitórios

Desempenho	Tempo acumulado máximo de exposição a desvios de frequência(s) durante um ano
$f > 66 \text{ Hz}$	0
$63,5 \text{ Hz} < f \leq 66,0 \text{ Hz}$	30,0
$62,5 \text{ Hz} < f \leq 63,5 \text{ Hz}$	150,0
$60,5 \text{ Hz} < f \leq 62,5 \text{ Hz}$	270,0
$58,5 \text{ Hz} \leq f < 59,5 \text{ Hz}$	390,0
$57,5 \text{ Hz} \leq f < 58,5 \text{ Hz}$	45,0
$56,5 \text{ Hz} \leq f < 57,5 \text{ Hz}$	15,0
$f < 56,5 \text{ Hz}$	0

Fonte: ONS (2010).

2.5.2. Agência Nacional de Energia Elétrica

A Agência Nacional de Energia Elétrica (Aneel) define no Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (Prodist), no Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, procedimentos relativos à qualidade da energia elétrica.

Esses procedimentos devem ser observados por consumidores com instalações conectadas a qualquer classe de distribuição, ou seja, produtores de energia, distribuidoras, agentes importadores e exportadores de energia elétrica, transmissoras e o Operador Nacional do Sistema.

Segundo o Prodist (ANEEL, 2012), o sistema de distribuição e as instalações de geração conectadas a ele devem, em condições normais de operação e em regime permanente, operar dentro dos limites de frequência situados entre 59,9 e 60,1 Hz.

As instalações de geração conectadas ao sistema de distribuição devem garantir que a frequência retorne para a faixa de 59,5 a 60,5 Hz, no prazo de trinta segundos após sair dessa faixa, quando de distúrbios no sistema de distribuição, para permitir a recuperação do equilíbrio carga-geração.

Havendo necessidade de corte de geração ou de carga para permitir a recuperação do equilíbrio carga-geração, durante os distúrbios no sistema de distribuição, a frequência:

- a. não pode exceder 66 Hz, ou ser inferior a 56,5 Hz em condições extremas;
- b. pode permanecer acima de 62 Hz por no máximo trinta segundos e acima de 63,5 Hz por no máximo dez segundos;
- c. pode permanecer abaixo de 58,5 Hz por no máximo dez segundos e abaixo de 57,5 Hz por no máximo cinco segundos.

2.6. Controle carga-frequência

Nos estudos envolvendo sistemas de potência, normalmente considera-se que a frequência é constante (60 Hz). No entanto, ela está sujeita a pequenas variações. Assim, é necessário um sistema de controle de geração que restabeleça a condição normal de operação.

Quando uma carga é inserida no sistema, na usina geradora, esta é primeiramente suprida pela inércia das massas girantes, o que implica a diminuição da velocidade da máquina primária e, conseqüentemente, dos geradores.

Se nenhuma ação de controle for tomada, um novo ponto de equilíbrio poderá ser atingido, pois, com o decréscimo da frequência, também ocorre a diminuição da potência das cargas, indicando, assim, a tendência do sistema de se autorregular (VIEIRA Filho, 1984).

Essa capacidade de o sistema atingir um novo ponto de equilíbrio é dada pelo coeficiente de amortecimento do sistema (D), conforme (3).

$$D = \frac{\Delta P_D}{\Delta f} \quad (3)$$

Onde ΔP_D é a variação da carga demandada e Δf a variação da frequência.

A Figura 4 ilustra uma situação de variação da frequência através da variação de carga. Pode-se notar que o sistema se encontra em uma condição de operação com frequência f_{c1} e potência P_{c1} . O acréscimo de carga (ΔP_c) provoca uma redução na frequência (Δf), levando o sistema a uma nova condição de operação com frequência f_{c2} e potência P_{c2} .

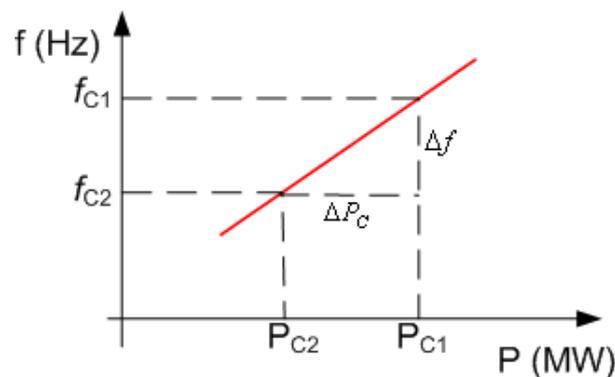


Figura 4 – Curva representativa da variação da carga com a frequência

Em um sistema de grande porte, a variação da carga pode ser bastante grande. Por outro lado, o valor do coeficiente de amortecimento costuma ser relativamente baixo, o que pode causar variações de frequência que extrapolariam facilmente os limites estabelecidos pelos órgãos reguladores, conforme o item 2.5.

Dessa maneira, é essencial que o controle automático da geração possa compensar as variações de carga, de maneira a manter o sistema elétrico na frequência nominal.

2.6.1. Regulação primária

A regulação primária consiste na atuação dos reguladores de velocidades, a fim de recuperar a frequência nominal do sistema elétrico de potência. Para entender melhor esse conceito, faz-se analogia com o regulador de velocidade de esferas. Os reguladores de velocidade apresentam diferentes características com relação à resposta em regime permanente após a variação de carga. Na Figura 5, pode-se observar um regulador isócrono (sem queda). As esferas ligadas ao ponto B giram na velocidade da turbina, sendo que as forças centrípetas são proporcionais às velocidades de rotação, fazendo com que, assim, esse ponto seja excursionado. Existe uma velocidade que corresponde à frequência nominal do sistema elétrico de potência, onde a válvula está fechada. Na eventualidade de um aumento de carga, a tendência das esferas é de elevarem-se deslocando o êmbolo no sentido de aumentar o fluxo na turbina. Apesar de bastante simples, esse regulador apresenta uma baixa estabilidade, motivo pelo qual ele não é utilizado.

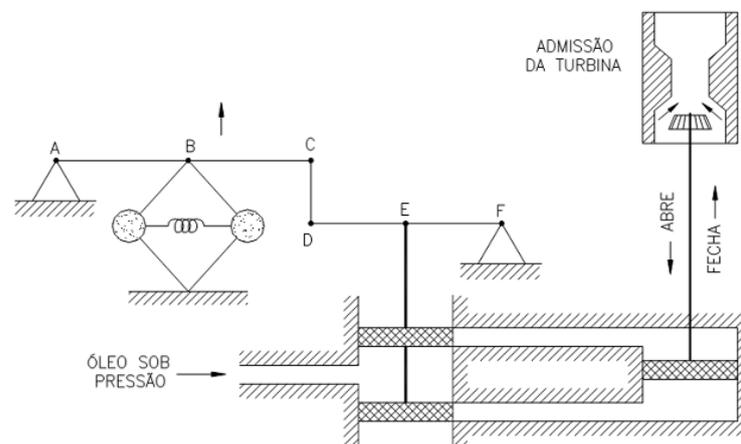


Figura 5 – Regulador primário do tipo isócrono

A Figura 6 apresenta um regulador com queda de velocidade. Esse regulador apresenta uma realimentação que o torna mais estável. Na suposição de uma queda da frequência, haverá, como no caso do regulador isócrono, uma elevação do ponto B que causará um deslocamento do êmbolo no sentido de abrir mais a válvula de admissão da turbina. O ponto “H” tende a abaixar, fazendo com que o ponto “E” volte à posição inicial. Nesse momento, o

servo mecanismo deixa de atuar, fazendo com que o equilíbrio ocorra antes de o sistema atingir a frequência nominal.

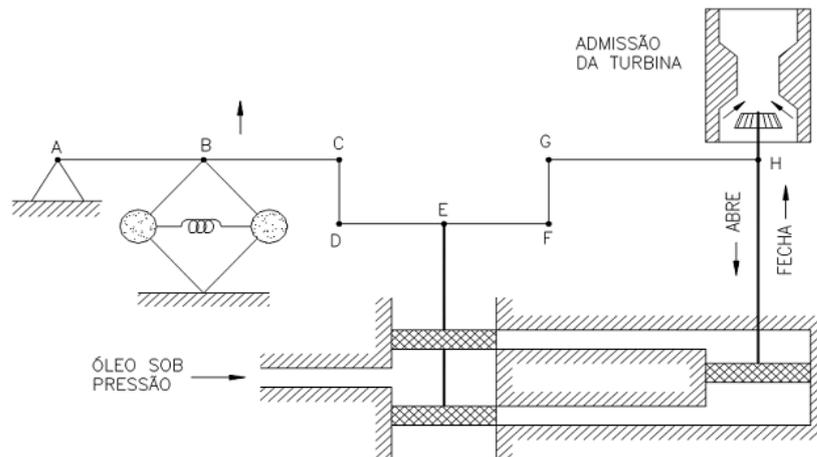


Figura 6 – Regulador primário com queda de velocidade

Se não for tomada nenhuma providência, o sistema permanecerá com a frequência fora da nominal, o que é inaceitável. Dessa maneira, a fim de conduzir a frequência do sistema até o valor nominal é que surge a regulação secundária das unidades geradoras. A regulação secundária consiste em elevar ou rebaixar o ponto “A”, de modo a atingir a frequência nominal. A ação automática da unidade geradora fundamenta-se em medir a frequência da unidade a cada instante e compará-la com o desvio padrão. A diferença entre a frequência da unidade e a frequência padrão é convertida em um sinal que é injetado no sentido de fazer a atuação (VIEIRA FILHO, 1984).

Muitos relógios elétricos, bem como as instalações de um sistema interligado, podem usar o sinal de tensão como referência para marcar a hora. Entretanto, devido à lentidão do controle secundário, os desvios de frequência se acumulam durante o tempo, fazendo com que a frequência média fique diferente dos 60 Hz. O erro de tempo é um método de avaliação e ajuste da frequência, sendo proporcional à integral do desvio de frequência. Uma vez determinado o erro de tempo, pode ser definido um desvio de frequência que será introduzido no sistema propositalmente, a fim de corrigi-lo a zero (VIEIRA FILHO 1984).

Como a frequência está sempre oscilando em torno do valor desejável, e essas oscilações refletem as variações de potências e vice-versa, uma variável muito utilizada no controle automático de geração é o Erro de Controle de Área (ECA), a qual possibilita

controlar os intercâmbios de frequência entre áreas. Os controles de área podem ser (ONS, 2009):

- controle de intercâmbio e frequência: a filosofia básica dessa modalidade de operação é que cada área de controle deve observar suas próprias variações de carga;
- controle em frequência constante: a área de controle absorve as variações de carga do sistema, para manter a frequência constante, e não executa o controle de intercâmbio;
- controle em intercâmbio constante: a área de controle mantém o intercâmbio constante e não executa controle de frequência.

Na ocorrência de subfrequências ou de grande taxa de variação de frequência, pode ser necessário o alívio de carga de forma automática ou manual. O procedimento de desligamentos de blocos de carga é chamado de Esquema Regional de Alívio de Carga (Erac).

O desligamento manual de carga também pode ser realizado caso a frequência permaneça em um valor igual ou inferior a 59,8 Hz por mais de 10 min ou, em casos de contingência, onde as cargas rejeitadas pelo Erac não forem suficientes para reestabelecer a frequência a seu valor nominal (ONS, 2010).

2.7. Considerações finais

Este capítulo abordou a relação entre a frequência e o sistema elétrico de potência. Destacou-se a importância deste estudo para o aprimoramento da confiabilidade e da qualidade da energia entregue aos consumidores. Alguns estudos, tais como o apresentado por HOU (2007) e BENTLEY et al. (2008), mostraram que podem ocorrer erros no cálculo dos fasores de tensão e de corrente, devido às variações de frequência da rede. Em um sistema elétrico de potência, muitos relés usam os fasores de tensão ou corrente da rede para determinar a ocorrência de curtos-circuitos, sobre ou subfrequência, sobre ou subtensão, podendo estes estar sujeitos a erros de operação.

Por fim, as variações de frequência deterioram a qualidade da energia elétrica, causando mau funcionamento, diminuição da eficiência ou até mesmo a falha de vários equipamentos ou cargas consumidoras e até mesmo do próprio sistema elétrico.

3. MÉTODOS PARA A ESTIMAÇÃO DA FREQUÊNCIA

3.1. Considerações gerais

Neste capítulo, serão apresentadas várias técnicas de estimação de frequência que normalmente são estudadas ou usadas em sistemas elétricos de potência, tais como Detecção de Passagem por Zero, Método de Fourier, Prony, Kalman e PLL. São ainda apresentadas, nos itens 3.11 a 3.19, diversas técnicas que já são amplamente discutidas em outras áreas de processamento de sinais, tais como aviação, biomedicina, radar e sonar. Ao final, são propostas duas novas metodologias de estimação de frequência, fundamentadas em redes neurais artificiais.

Muitas técnicas de estimação de frequência utilizam as tensões das três fases (v_a , v_b e v_c), definidas conforme as equações (4), onde V , f_{fund} e t correspondem, respectivamente, à amplitude do sinal, à frequência fundamental e ao tempo.

$$\begin{aligned}v_a(t) &= V * \text{sen}(2\pi f_{fund} \cdot t) \\v_b(t) &= V * \text{sen}\left(2\pi f_{fund} \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \\v_c(t) &= V * \text{sen}\left(2\pi f_{fund} \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}\tag{4}$$

Em alguns casos, é necessária a representação fasorial das tensões, podendo-se fazer uso da transformada de Clark (α - β) expressa na equação (5).

$$\bar{v}(t) = v_{\alpha t} + jv_{\beta t}\tag{5}$$

Onde:

$$\begin{bmatrix}v_{\alpha}(t) \\v_{\beta}(t)\end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix}1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\end{bmatrix} \begin{bmatrix}v_a(t) \\v_b(t) \\v_c(t)\end{bmatrix}\tag{6}$$

Onde:

V representa a amplitude da tensão em volts;

f_{fund} representa a frequência fundamental em Hz;

t representa o tempo em segundos.

3.2. Método para estimação de frequência fundamentado na Detecção da Passagem do Sinal por Zero (DPSZ)

Essa técnica fundamenta-se na medição do intervalo de tempo entre duas passagens do sinal de tensão por zero e relaciona a frequência (f) ao período (T). O instante de intersecção com o eixo das abscissas (t_{ZC}) é obtido através da interpolação linear entre as duas amostras vizinhas à passagem por zero, conforme observado na equação (7). A frequência é calculada pela equação (8) a cada nova passagem por zero. Durante o período entre duas intersecções, assume-se que a frequência é igual à do último instante calculado.

$$t_{PZ} = \frac{t_{k-1} V_k - t_k V_{k-1}}{V_k - V_{k-1}} \quad (7)$$

$$f_k = \frac{1}{2 * (t_{PZAtual} - t_{PZAnterior})} \quad (8)$$

Onde:

V_k e t_k correspondem, respectivamente, à tensão monofásica em voltz e ao tempo em segundos no instante k (instante da amostra que sucede a passagem por zero);

t_{k-1} é o tempo no instante k-1, em segundos (instante da amostra que antecede a passagem por zero);

$t_{PZAtual}$ é o tempo da última passagem por zero, em segundos;

$t_{PZAnterior}$ é o tempo da passagem por zero anterior, em segundos.

3.3. Ajuste de Pontos para um Sinal Senoidal Puro (APSSP)

O método avaliado por Sorrentino e Carvalho (2010) utiliza relações trigonométricas para encontrar o valor da frequência. A técnica utiliza três amostras de tensão consecutivas (V_k, V_{k-1}, V_{k-2}). Conhecendo-se o intervalo de amostragem (Δt), pode-se obter a frequência através da equação (9):

$$f_k = \frac{1}{2. \pi. \Delta t} \arccos \left(\frac{V_{k-2} + V_k}{2V_{k-1}} \right) \quad (9)$$

Onde:

V_k é a tensão amostrada no instante k em volts;

Δt é o intervalo de amostragem.

3.4. Método híbrido de estimação de frequência

O método híbrido de estimação de frequência, proposto por Aghazadeh (2005), combina duas técnicas tradicionais para, então, compor uma metodologia com melhor resposta em regime permanente e transitório. Essa metodologia será identificada nesta dissertação como Método de Aghazadeh (M. Aghazadeh). Ela combina as técnicas de Detecção da Passagem por Zero (item 3.2) e de Ajuste de Pontos para um Sinal Senoidal Puro (item 3.3).

A precisão da detecção da passagem por zero pode ser influenciada por distorções harmônicas e ruídos gaussianos. Para minimizar esses erros, pode-se usar a média das frequências dos últimos três ciclos do sinal, dada pela equação (10).

$$f_2 = \frac{3}{T_2} \quad (10)$$

Onde T_2 corresponde à soma dos três últimos períodos analisados.

O uso da equação (10) proporciona maior imunidade para distorções no sinal em consideração. No entanto, é menos sensível às variações de frequências. Por esse motivo, é proposto o uso de f_1 (frequência obtida da passagem por zero de um ciclo) ou f_2 (frequência obtida da passagem por zero de três ciclos), conforme condição expressa em (11).

Se:

$$|f_2 - f_1| < Th_1$$

Então:

$$f_0 = f_2$$

Senão:

$$f_0 = f_1$$

(11)

Onde Th_1 é o valor limitador para o erro máximo provocado pelo efeito de ruídos e harmônicas.

Através de tentativa e erro, Aghazadeh (2005) identificou que um valor apropriado para o Th_1 é 0,01 Hz. Isso significa que qualquer diferença de frequência ($|f_2 - f_1|$) maior do que 0,01 Hz é identificada como uma variação de frequência do sistema elétrico que é calculada através de f_1 , proporcionando uma estimativa mais rápida. Em regime permanente, a diferença entre as duas estimativas é pequena, gerada apenas por ruídos e harmônicas. Logo, a frequência é calculada pela equação (10), proporcionando uma estimativa mais precisa em regime permanente.

O algoritmo de detecção de passagem por zero é razoavelmente preciso, mas causa atrasos na estimação da frequência. O segundo algoritmo de APSSP, fundamentado em relações trigonométricas, é rápido, mas impreciso na presença de ruídos e harmônicas. Para conciliar a precisão e a velocidade dos dois algoritmos em um único, as condições apresentadas em (12) devem ser respeitadas.

$$\begin{aligned} &\text{Se:} \\ &\left| \frac{f_{APSSP(n-1)} + f_{APSSP(n-2)} + f_{APSSP(n-3)}}{3} - f_{3(n)} \right| < Th_2 \\ &\text{Então:} \\ &f_{(n)} = f_{APSSP(n)} \tag{12} \\ &\text{Senão:} \\ &f_{(n)} = f_{0(n)} \end{aligned}$$

Onde $f_{APSSP(n)}$, $f_{APSSP(n-1)}$, $f_{APSSP(n-2)}$ e $f_{APSSP(n-3)}$ representam as últimas estimativas de frequência calculadas pelo método de APSSP.

A estimação da frequência oriunda da metodologia proposta por Aghazadeh (2005) é obtida sempre que a média de $f_{APSSP(n-1)}$, $f_{APSSP(n-2)}$, $f_{APSSP(n-3)}$ menos $f_{3(n)}$ for menor do que Th_2 . Caso contrário, o método entende que a resposta é imprecisa e opta pela resposta obtida pelo método de detecção da passagem do sinal por zero. Segundo Aghazadeh (2005), um valor bom para Th_2 é 0,05 Hz, pois, em sistemas elétricos, valores maiores que este são normalmente produzidos por grandes distorções harmônicas ou ruídos.

3.5. Forma monofásica do método derivado da transformada de Fourier proposto por Phadke

Proposta por Phadke et al. (1983), essa técnica é uma derivada da TDF e tem como objetivo medir o desvio de frequência em relação à frequência nominal do SEP. Logo, para se saber a frequência absoluta do sistema, deve-se somar a frequência nominal do SEP ao desvio encontrado. No decorrer desta dissertação, essa técnica será identificada como Método de Phadke (M. Phadke).

Para um instante “k”, o valor de $X^{(k)}$ pode ser calculado por meio da equação (13):

$$\bar{X}^{(k)} = \bar{X}^{(k-1)} + \frac{j1}{\sqrt{2}} \frac{2}{N} (V_{N+k} - V_k) e^{-j\frac{2\pi}{N}(k-1)} \quad (13)$$

Onde:

N é o tamanho da janela;

V_k é a tensão amostrada no instante k.

Percebe-se que, se a tensão amostrada for puramente senoidal, com amplitude e frequência constantes, então x_{N+k} será igual a x_k . Logo, o vetor $\bar{X}^{(k)}$ será igual ao vetor $\bar{X}^{(k-1)}$. Isso significa que, quando a frequência for igual à nominal do sistema, o resultado será o vetor \bar{X} estacionado no plano complexo. Caso o sinal amostrado possuir um desvio de frequência (Δf) positivo, o vetor \bar{X} girará no sentido anti-horário com frequência (Δf) e vice-versa.

Esse método pode ser estendido para a forma trifásica. No entanto, essa aplicação não foi objeto de análise.

O desvio de frequência é calculado pela equação (14).

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{\psi_k - \psi_{k-1}}{\Delta t} \quad (14)$$

Onde:

$$\text{Passo} = 1/f_{\text{amostragem}} \quad (15)$$

$$\psi_k = 2. \arctan \left| \frac{(X_k - X_{k-1})}{(X_k + X_{k-1})} \right| \quad (16)$$

Onde:

Δt é o intervalo de amostragem.

3.6. Método fundamentado na transformada de Fourier

Essa técnica mede a velocidade angular dos fasores de tensão. Fundamentada na Transformada Discreta de Fourier (TDF), faz uso das amostras da janela para calcular um fasor que as representa no instante “k”. A transformada de Fourier é aplicada sobre uma janela de dados de tamanho N, igual ao número de amostras por ciclo da frequência nominal do sistema (LOBOS e REZMER, 1997).

O fasor no instante “k” é dado de acordo com a equação (17):

$$\bar{G}_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} V_{k+n-N+1} e^{j\omega\Delta t n} \quad (17)$$

Onde:

Δt é o intervalo de amostragem;

ω é a frequência angular fundamental;

$V_{k+n-N+1}$ é a tensão amostrada;

k é o instante de tempo.

O valor de \bar{G}_k é calculado para cada nova amostra de tensão inserida na janela de dados, enquanto a primeira amostra dessa janela é descartada. Após a filtragem das amostras através da TDF, procede-se ao cálculo da velocidade angular instantânea do fasor.

Para isso, calcula-se o argumento dos fasores, conforme a equação (18).

$$\arg[\bar{G}_k] = \arctan \left(\frac{\text{Im}(\bar{G}_k)}{\text{Re}(\bar{G}_k)} \right) \quad (18)$$

Onde:

$\text{Im}(\bar{G}_k)$ representa a parte imaginária de \bar{G}_k ;

$\text{Re}(\overline{G}_k)$ representa a parte real de \overline{G}_k .

A frequência angular é dada pela diferença angular entre dois fasores consecutivos, divididos pelo período de amostragem, através da equação (19).

$$f_k = \frac{\arg[\overline{G}_{k+1}] - \arg[\overline{G}_k]}{2\pi T} \quad (19)$$

Essa técnica será identificada no decorrer desta dissertação como Método de Fourier Tradicional (M. Fourier Tradicional).

3.7. Método de Fourier Polinomial (método de Begovic)

Visando a minimizar os efeitos dos erros causados por ruídos, Begovic (1992) propôs uma técnica fundamentada na Transformada Discreta de Fourier, combinada a um método de ajuste polinomial.

Essa técnica será identificada no decorrer desta dissertação como Método de Begovic (M. Begovic).

Sendo V_a , V_b e V_c as tensões amostradas das fases A, B e C, a transformada de Fourier para cada fase é dada de acordo com as equações em (20).

$$\begin{aligned} \overline{V}_{a_k} &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} V_{a_{k+n-N+1}} e^{j\omega T n} \\ \overline{V}_{b_k} &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} V_{b_{k+n-N+1}} e^{j\omega T n} \\ \overline{V}_{c_k} &= \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} V_{c_{k+n-N+1}} e^{j\omega T n} \end{aligned} \quad (20)$$

A partir dos fasores \overline{V}_{a_k} , \overline{V}_{b_k} e \overline{V}_{c_k} , o fasor de sequência positiva é determinado por (21).

$$\overline{V}_{1k} = \overline{V}_{a_k} + a\overline{V}_{b_k} + a^2\overline{V}_{c_k} \quad (21)$$

O ângulo δ_k é dado pelo argumento de \bar{V}_1 , de acordo com a equação (22).

$$\delta_k = \arg[\bar{V}_1] = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(\bar{V}_1)}{\text{Re}(\bar{V}_1)} \right) + n \cdot \pi \quad (22)$$

Os ângulos δ_k são dispostos em uma janela D_k , conforme (23).

$$D_k = [\delta_{k+1} \ \delta_{k+2} \ \dots \ \delta_{k+M}] \quad (23)$$

A equação (24) representa o polinômio que interpola os valores da janela D_k . Essa equação é obtida por Mínimos Quadrados.

$$\delta_k = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 \dots a_l t^l \quad (24)$$

Onde l é a ordem do polinômio.

Derivando a equação (24), chega-se à expressão (25), que caracteriza a frequência do sinal.

$$f_k = \frac{1}{2\pi} \frac{d\delta_k}{dt} = \frac{1}{2\pi} (a_1 + 2a_2 t \dots la_l t^{l-1}) \quad (25)$$

Begovic (1992) propôs o uso da TDF sobre um ciclo, M igual a 40 e l igual a 3.

3.8. Técnica fundamentada no Método de Prony (método de Lobos)

Proposta por Lobos e Rezmer (1997), essa técnica filtra a componente fundamental da tensão através da Transformada Discreta de Fourier (TDF), conforme a equação (26). Pode ser utilizada a janela de Hamming, expressa na equação (27), ou a de Blackman, expressa na equação (28). Essas janelas dão pesos diferentes a cada amostra processada pelo filtro de Fourier, buscando melhorar o seu desempenho para valores de frequência fora da nominal.

No decorrer desta dissertação, essa técnica será identificada como Método de Lobos (M. Lobos).

$$g_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} V_{k+n-N+1} \cos n\omega T \quad (26)$$

$$\omega_H = 0,54 - 0,46 \cos \frac{2\pi n}{N-1} \quad (27)$$

$$\omega_B = 0,42 - 0,5 \cos \frac{2\pi n}{N-1} + 0,08 \cos \frac{4\pi n}{N-1} \quad (28)$$

Onde V_k representa a tensão amostrada no instante k .

A tensão amostrada e filtrada, g_k , é usada para determinar a frequência, conforme a equação (29).

$$f_m = \frac{1}{2\pi T} \cos^{-1} \left\{ \frac{\sum_{m=2}^{M-1} (g_{m-1} + g_{m+1})^2}{2 \sum_{m=2}^{M-1} g_m (g_{m-1} + g_{m+1})} \right\} \quad (29)$$

Lobos e Rezmer (1997) apresentaram testes com diversos valores de M e N , com base nos resultados obtidos pelos autores, e testes realizados envolvendo sinais com ruídos e variações de frequência. Neste trabalho, o valor de M foi ajustado em 15 e o valor de N foi considerado igual ao número de amostras por ciclo.

3.9. Método da Autocorrelação para estimação de frequência

Um método de estimação da frequência fundamentado na autocorrelação do sinal foi proposto por Kocaman et al. (2010), sendo aqui identificado como M. Autocorrelação. A função Autocorrelação de um sinal representa a dependência entre os valores da entrada em um determinado instante com as de outro, imediatamente posterior. Essa função possui as mesmas características de frequência em relação ao sinal original e pode ser utilizada para estimação da frequência elétrica do sinal de entrada. Dois tipos de função Autocorrelação são normalmente usados, a inclinada, dada pela equação (30), e a não inclinada, dada pela equação (31). Neste trabalho, foi utilizada a autocorrelação não inclinada.

$$ACF_{y(n)} = \frac{1}{N-m} \sum_{n=1}^{N-m+1} y_n y_{n+m-1} \quad (30)$$

$$ACF_{y(n)} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-m+1} y_n y_{n+m-1} \quad (31)$$

Onde:

N é o número total de amostras analisadas;

m é o tamanho da janela de dados;

y_n é a amostra atual.

Nas equações (30) e (31), o subíndice $n+m-1$ indica a posição da amostra dentro da janela de dados. Nesse subíndice, $m = 1, 2, \dots, N$, de modo que todas as amostras da janela sejam incluídas nos cálculos.

A Figura 7 mostra a função Autocorrelação inclinada para um sinal senoidal.

Uma função Autocorrelação é periódica sempre que o sinal analisado for periódico. Observa-se, na Figura 7, que os picos se repetem em intervalos que correspondem ao número de amostras por ciclo do sinal amostrado. A frequência elétrica é obtida através da contagem do número de amostras entre dois picos consecutivos, conforme a equação (32).

$$f = \frac{f_{\text{Amostragem}}}{\text{Amostras}_n - \text{Amostras}_{n-1}} \quad (32)$$

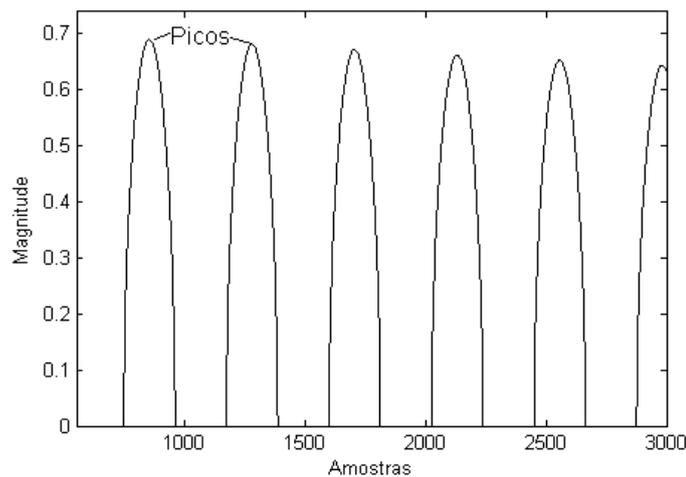


Figura 7 – Autocorrelação inclinada de um sinal senoidal

3.10. Ajuste de pontos para um sinal senoidal utilizando Mínimos Quadrados (método de Abdollahi)

O método apresentado por Abdollahi e Matinfar (2011) apresenta quatro metodologias fundamentadas no Método dos Mínimos Quadrados, sendo estas implementadas em duas formas monofásicas e duas trifásicas. As formas trifásicas e monofásicas foram simplificadas, a fim de reduzir o esforço computacional, para uma forma utilizável quando os desvios de frequência são pequenos. Durante o desenvolvimento desta dissertação, as quatro metodologias propostas por Abdollahi e Matinfar (2011) foram testadas para sinais com ruídos e harmônicas. De acordo com os resultados obtidos pelos autores, verificou-se uma maior precisão da forma trifásica não simplificada. A forma trifásica será identificada nesta dissertação simplesmente como Método de Abdollahi (M. Abdollahi). As amostras de tensão de cada fase genérica “i” podem ser distribuídas em janelas conforme a equação (33).

$$V_{ik} = \begin{bmatrix} V_{i(k-M)} \\ \vdots \\ V_{i(k+M)} \end{bmatrix}, V_{ik}^+ = \begin{bmatrix} V_{ik-M+1} \\ \vdots \\ V_{ik+M+1} \end{bmatrix}, V_{ik}^- = \begin{bmatrix} V_{ik-M-1} \\ \vdots \\ V_{ik+M-1} \end{bmatrix} \quad (33)$$

Para um sinal trifásico, são definidos os vetores dados em (33) para cada uma das fases ($V_{1k}, V_{1k}^-, V_{1k}^+, V_{2k}, V_{2k}^-, V_{2k}^+, V_{3k}, V_{3k}^-$ e V_{3k}^+).

A frequência pode ser dada pela equação (34):

$$f = \frac{f_{\text{amostragem}}}{2\pi} \arccos \left(\frac{\sum_{i=1}^3 V_{ik}^T (V_{ik}^+ V_{ik}^-)}{\sum_{i=1}^3 (2V_{ik}^T V_{ik})} \right) \quad (34)$$

3.11. Método de detecção de pico proposto por Lavopa

O método fundamentado na Transformada Discreta de Fourier proposto por Lavopa et al. (2007) utiliza o espectro de frequências gerado pela Transformada Discreta de Fourier (TDF) para determinar a frequência fundamental (f_{fund}) do sistema elétrico. Essa frequência é determinada através da localização do ponto de máxima amplitude do espectro. Esse método será identificado no decorrer desta dissertação como Método de Lavopa (M. Lavopa).

O método aplica a TDF sobre o fasor $\overline{v_{\alpha\beta}}$, equação (5), e utiliza a janela de Hamming, a fim de minimizar os efeitos do vazamento espectral. Esse vazamento ocorre pelo truncamento no domínio do tempo, quando o sinal é analisado.

Devido ao espectro de frequência da TDF ser discreto, seu ponto de máxima amplitude pode não coincidir com aquele obtido para o sinal original, que é contínuo. Em outras palavras, a frequência do espectro discreto ($f_{m\acute{a}x}$), que produz a componente de máxima amplitude ($A_{m\acute{a}x}$), não coincide com o valor da frequência fundamental. As metodologias analisadas por este artigo buscam determinar a frequência fundamental pela adição de um fator de correção Δ à $f_{m\acute{a}x}$. O valor de Δ é estimado a partir de ($A_{m\acute{a}x}$) e suas componentes adjacentes superior e inferior.

A TDF é dada por (35).

$$\overline{V_{\alpha\beta}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \overline{v_{\alpha\beta}}(n) e^{-j2\pi kn/N} \quad (35)$$

$k=0, 1, 2, 3 \dots N-1$

Onde N é o número de amostras analisadas.

Nesse tipo de análise de frequência, é preferível que o vazamento espectral ocorra em um pequeno intervalo de frequências, pois, se ocorrer em um intervalo grande, poderá gerar interferência por componentes harmônicas, ocasionando grandes erros na estimativa, conforme descrito em Lavopa et al. (2007).

Após ser determinada a máxima amplitude $A_{m\acute{a}x}$ e suas componentes adjacentes superior e inferior, $A_{m\acute{a}x+1}$ e $A_{m\acute{a}x-1}$, respectivamente, pode-se obter Δ de acordo com (36):

$$\Delta(t) = \frac{1.5 * df * A_{m\acute{a}x} (A_{m\acute{a}x-1} - A_{m\acute{a}x+1})}{(A_{m\acute{a}x} + A_{m\acute{a}x-1})(A_{m\acute{a}x} + A_{m\acute{a}x+1})} \quad (36)$$

Onde df é dado por (37).

$$df = \frac{1}{T_{Obs}} = \frac{1}{N * T_a} = \frac{f_a}{N} \quad (37)$$

A janela observada (T_{Obs}) deve ser um múltiplo inteiro do período da fundamental, o qual é inversamente relacionado com a resolução de frequência (df). Em (37), f_a refere-se à frequência de amostragem.

3.12. Método proposto por Quinn

O método de estimação de frequência por interpolação dos coeficientes de Fourier proposto por Quinn (1994) apresenta um erro eficaz na ordem de $N^{-3/2}$. Será identificado, no decorrer desta dissertação, como Método de Quinn (M. Quinn).

Uma vez determinados $A_{\text{máx}}$, $A_{\text{máx}-1}$ e $A_{\text{máx}+1}$ através da TDF aplicada ao sinal de tensão de uma das fases, tem-se:

$$\alpha_1 = \text{Real} \left(\frac{A_{\text{máx}-1}}{A_{\text{máx}}} \right)$$

$$\alpha_2 = \text{Real} \left(\frac{A_{\text{máx}+1}}{A_{\text{máx}}} \right)$$

$$\delta_1 = \frac{\alpha_1}{(1 - \alpha_1)}$$

$$\delta_2 = -\frac{\alpha_2}{(1 - \alpha_2)}$$

Se: $\delta_1 > 0$ e $\delta_2 > 0$

Então:

$$\delta = \delta_2$$

Senão:

$$\delta = \delta_1$$

$$f(t) = \frac{(k_{\text{máx}} + \delta)f_a}{N} \quad (38)$$

Onde $k_{\text{máx}}$ corresponde ao valor de k que gera a maior amplitude no espectro das frequências.

3.13. Método proposto por Jacobsen

O método proposto por Jacobsen e Kootsookos (2007) é fundamentado em uma interpolação parabólica e busca minimizar o erro médio. A frequência fundamental é estimada através de (38), onde δ é dado de acordo com a expressão descrita em (39). Essas pequenas mudanças buscam melhorar ainda mais o desempenho da estimação de frequência, feita com o auxílio da TDF aplicada a uma das fases, em situações que envolvam ruído nos sinais de entrada. Esse método será identificado simplesmente como Método de Jacobsen (M. Jacobsen).

$$\delta = -\text{Real}\left(\frac{A_{\text{máx}+1} - A_{\text{máx}-1}}{2A_{\text{máx}} - A_{\text{máx}-1} + A_{\text{máx}+1}}\right) \quad (39)$$

3.14. Método proposto por Candan

Candan (2011) propôs um fator de correção ao método de Jacobsen, a fim de proporcionar uma resposta com menor erro estático. Segundo o autor, esse termo de correção é especialmente importante para valores médios e pequenos de N . Tal metodologia é descrita pelas equações (38) e (40). Esse método será identificado simplesmente como Método de Candan (M. Candan).

$$\delta = \frac{\tan(\pi/N)}{\pi/N} \text{Real}\left(\frac{A_{\text{máx}+1} - A_{\text{máx}-1}}{2A_{\text{máx}} - A_{\text{máx}-1} + A_{\text{máx}+1}}\right) \quad (40)$$

3.15. Método proposto por Macleod

Segundo Macleod (1998), mesmo no pior caso (δ igual a 0.5), mais de 85% da energia do espectro de uma senoide se encontra nas três maiores componentes do espectro ($A_{\text{máx}}$, $A_{\text{máx}-1}$, $A_{\text{máx}+1}$). Por essa razão, o método de estimação de frequência proposto por Macleod (1998) utiliza somente as referidas componentes. O valor de δ pode ser obtido de acordo com (41). Esse método será identificado simplesmente como Método de Macleod (M. Macleod).

$$\delta = \frac{\sqrt{1 + 8\gamma^2} - 1}{4\gamma} \quad (41)$$

Onde γ é obtido conforme (42):

$$\gamma = \frac{\text{Real}(A_{\text{máx}-1}A_{\text{máx}}^* - A_{\text{máx}+1}A_{\text{máx}}^*)}{\text{Real}(2|A_{\text{máx}}|^2 + A_{\text{máx}-1}A_{\text{máx}}^* + A_{\text{máx}+1}A_{\text{máx}}^*)} \quad (42)$$

3.16. Método proposto por Aboutanios

O algoritmo proposto por Aboutanios (2004) é iterativo e se fundamenta em bissecções do espectro de modo a detectar o seu pico. Esta metodologia será identificada no decorrer desta dissertação como Método de Aboutanios (M. Aboutanios). Após determinar os valores de $A_{\text{máx}}$, $A_{\text{máx}-1}$ e $A_{\text{máx}+1}$, as amplitudes de cada fasor são avaliadas, a fim de se verificar o intervalo de frequência em que se encontra o pico do espectro. O método segue o algoritmo a seguir.

$$Y_{-1} = |A_{\text{máx}-1}|^2, Y_0 = |A_{\text{máx}}|^2, Y_1 = |A_{\text{máx}+1}|^2$$

$$\Delta = 0.75$$

$$\text{Se: } Y_1 > Y_{-1}$$

Então:

$$Y_{-1} = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \overline{v_{\alpha\beta}}(n) e^{-\frac{j2\pi n(\delta+1-2\Delta)}{N}} \right|^2 \quad e\delta = \delta + 1 - \Delta$$

Senão:

$$Y_1 = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \overline{v_{\alpha\beta}}(n) e^{-\frac{j2\pi n(\delta-1+2\Delta)}{N}} \right|^2 \quad e\delta = \delta - 1 + \Delta$$

Para Q iterações:

$$Y_0 = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \overline{v_{\alpha\beta}}(n) e^{-\frac{j2\pi n\delta}{N}} \right|^2 e^{\Delta} = \Delta/2$$

$$\text{Se: } Y_1 > Y_{-1}$$

Então:

$$Y_{-1} = Y_0 e^{\delta} = \delta + \Delta$$

Senão:

$$Y_1 = Y_0 e^{\delta} = \delta - \Delta$$

Fim Para.

Conforme proposto por Aboutanios (2004), o número de iterações Q é igual a dez.

Uma vez determinado o valor de δ , a frequência pode ser obtida empregando a equação (43).

$$f(t) = \frac{\delta f_a}{N} \quad (43)$$

Onde:

f_a é a frequência de amostragem em Hz;

N é o número de amostras por ciclo da fundamental (60 Hz).

3.17. Método proposto por Aboutanios e Mulgrew

Aboutanios e Mulgrew (2005) apresentaram um novo algoritmo para detecção do pico do espectro gerado pela transformada discreta de Fourier. Esse algoritmo será identificado no decorrer desta dissertação como Método de Mulgrew (M. Mulgrew). Nesse método, a transformada de Fourier é aplicada conforme (35). Uma vez detectado o pico do espectro, m é feito igual a k para o valor de k que produz o pico máximo:

$$m = k$$

$$\delta_0 = 0 \quad (44)$$

Para i de 1 até Q:

$$\bar{X}(p) = \sum_{n=0}^{N-1} \bar{v}_{\alpha\beta}(n) e^{-j2\pi n \frac{\delta_i + p + m}{N}}$$

$p = \pm 0,5$

$$\delta_i = \delta_{i-1} + h(\delta_{i-1}) \quad (45)$$

Onde:

$$h(\delta_{i-1}) = \frac{1}{2} \frac{|X_{+0,5}| - |X_{-0,5}|}{|X_{+0,5}| + |X_{-0,5}|} \quad (46)$$

Fim Para

$$f(t) = \frac{(m + \delta)f_a}{N} \quad (47)$$

Onde:

f_a é a frequência de amostragem;

N é o número de amostras por ciclo da fundamental (60 Hz).

Aboutanios e Mulgrew (2005) propuseram o uso de duas iterações por estimativa de frequência.

3.18. Método proposto por Ferreira

O algoritmo proposto por Ferreira (2001), que será identificado nesta dissertação como Método de Ferreira (M. Ferreira), foi desenvolvido com o intuito de estimar a frequência de sinais de áudio. A fim de determinar o espectro de frequências, o algoritmo de Ferreira aplica a TDF ímpar (do inglês *odd-DFT*) sobre um sinal $V(n)$, equação (48). Ferreira (2001) propôs ainda o uso da janela $h(n)$ dada pela equação (49).

$$V_a(k) = \sum_{n=0}^{N-1} V(n)h(n)e^{-\frac{j2\pi}{N}\left(k+\frac{1}{2}\right)n}, \quad k = 0, 1, 2, 3 \dots N - 1 \quad (48)$$

$$h(n) = \sin\left(n + \frac{1}{2}\right), \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (49)$$

Determinado o espectro de frequências, δ e a frequência são dados pelas equações (50) e (51), respectivamente.

$$\delta = \frac{3}{\pi} \arctan\left(\frac{\sqrt{3}}{1 + 2\left(\frac{|A_{m\acute{a}x-1}|}{A_{m\acute{a}x+1}}\right)^{\frac{1}{G}}}\right) \quad (50)$$

$$f(t) = \frac{(k_{m\acute{a}x} + \delta)f_a}{N} \quad (51)$$

Onde:

G é ajustado para 27,4/20 (FERREIRA, 2001);

f_a é a frequência de amostragem;

N é o número de amostras por ciclo da fundamental (60 Hz);

V é a tensão amostrada.

3.19. Métodos fundamentados em um laço fechado de fase digital (DPLL)

O método proposto por Sithampanathan (2008) utiliza um PLL Digital para estimar a frequência de um sinal complexo. O laço contém um detector de erro de fase que consiste em um multiplicador complexo e uma função arcotangente; um filtro, representado pela função de transferência $D(z)$ dada pela equação; e um Oscilador Controlado Numérico (OCN), que é equivalente ao oscilador controlado por tensão dado por $V(z)$, conforme a equação (53).

O sinal complexo recebido ($r[n]$) é multiplicado pela saída sintetizada do oscilador controlado numérico, gerando o erro de fase ($e[n]$). O erro será a entrada de uma função arcotangente que estima a diferença de fase entre o sinal recebido e o sinal local. O erro de fase, então, passa pelo filtro e pelo acumulador de fase. O valor da fase do sinal é, então,

utilizado para sintetizar o sinal local completando a malha,

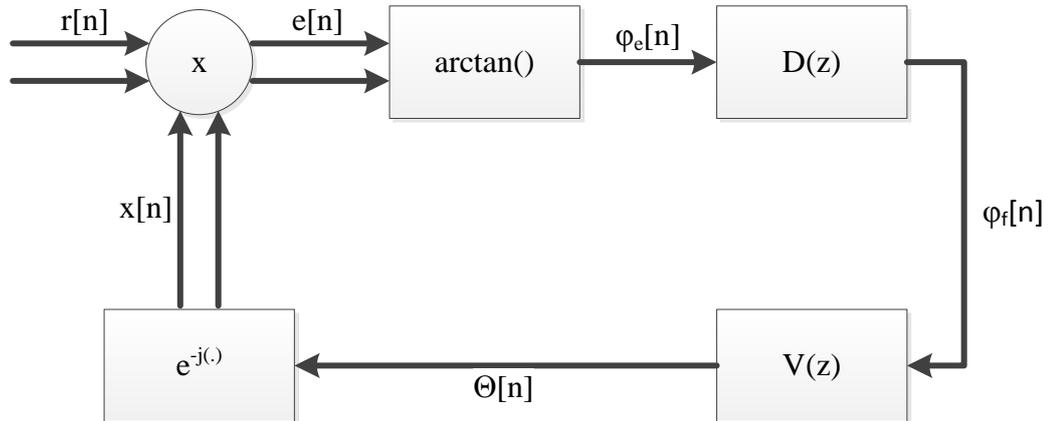


Figura 8 – Digital PLL (Sithampanathan, 2008)

$$D(z) = \frac{az}{z - (1 - a)} \quad (52)$$

$$V(z) = \frac{k}{z - 1} \quad (53)$$

Onde:

$$a = \frac{4k}{k^2 + 2k + 2} \quad (54)$$

$$f(t) = \frac{k}{2\pi N \Delta T} \sum_{n=l}^{l+N} \varphi f(n) \quad (55)$$

r é o sinal complexo de entrada;

ΔT é o intervalo de amostragem.

Sithampanathan (2008) analisou várias escolhas para os parâmetros k e N para certos valores de frequências de amostragem.

Valores de k maiores aumentam a velocidade de convergência do método, no entanto também o tornam mais sensível a ruídos. Neste trabalho, foram definidos novos valores de k para as frequências de amostragem analisadas. Através de tentativas e erros envolvendo sinais com uma relação sinal-ruído de 40 dB, e frequência variante, foram definidos os valores de k apresentados na Tabela 3. Os valores de k estabelecidos visam a obter um método preciso sem prejudicar muito o tempo de convergência.

Tabela 3 – Parâmetros utilizados para cada frequência de amostragem do PLL

$F_{\text{amostragem}}$	k	N
960	0,3	48
1920	0,1	96
3840	0,1	192
5760	0,1	288
7680	0,1	384
15360	0,05	768

3.20. Método fundamentado na transformada discreta de Fourier

O método proposto por Wang e Sun (2004) é derivado do método de Fourier tradicional e busca minimizar o vazamento espectral causado pela amostragem não sincronizada com a componente de frequência fundamental. Esse algoritmo será identificado nesta dissertação como Método de Wang (M. Wang). O método calcula recursivamente fatores de correção que minimizam os erros gerados quando a frequência se desvia da nominal.

O algoritmo é composto de alguns passos:

Passo 1: cálculo do número de amostras por ciclo da fundamental (N) e, em seguida, das equações (56), (57), (58) e (59).

$$M = N \quad (56)$$

$$K = \frac{\pi}{\left(N \sin\left(\frac{2*\pi}{N}\right)\right)} \quad (57)$$

$$K_3 = \frac{2\pi M}{N} = 2\pi \quad (58)$$

$$K_4 = \frac{\pi(N - 1)}{N} \quad (59)$$

Os parâmetros M, K, K_3 e K_4 devem ser calculados previamente, não gerando, assim, esforço computacional desnecessário.

Passo 2: cálculo recursivo da TDF.

$$X^{r+1} = (V(N) + V(0))e^{\frac{j2\pi}{N}} + X^r e^{\frac{j2\pi}{N}} \quad (60)$$

Passo 3: estimação da frequência.

$$K_2 = \sin\left(\frac{2\pi}{N} - 2\varphi_{2m}\right) \quad (61)$$

$$\Delta\lambda = \frac{(\varphi_{2m} - \varphi_{1m}) - K_3}{K_3 + K(K_2 - K_1)} \quad (62)$$

$$f = \frac{f_{\text{Amostragem}}(1 + \Delta\lambda)}{N} \quad (63)$$

Passo 4: atualização dos parâmetros M e K₃.

$$M = \text{Arredondar}\left(\frac{N}{1 + \Delta\lambda}\right) \quad (64)$$

$$K_3 = \frac{2\pi M}{N} \quad (65)$$

Onde:

f_a é a frequência de amostragem em Hz;

N é o número de amostras por ciclo da fundamental (60 Hz);

V é a tensão amostrada em vltz;

φ_{1m} é o ângulo de fase no instante k;

φ_{2m} é o ângulo de fase no instante k-M.

3.21. Método fundamentado no filtro de Kalman estendido (Método de Kalman Pradhan)

Dash, Pradhan e Panda (1999) propuseram um estimador fundamentado no filtro de Kalman estendido para um sinal complexo. Dessa maneira, o método (M. Kalman Pradhan) utiliza a transformada $\alpha\beta$ expressa nas equações (5) e (6) para obter um fasor que represente as três fases. Um espaço de estados não linear é obtido para esse sinal complexo, e o filtro de

Kalman é usado para calcular o verdadeiro estado das variáveis. Como a frequência é modelada como uma das variáveis do vetor de estados, tem-se um estimador de frequência. Pode-se modelar o sinal por variáveis de estados de acordo com as equações (66) e (67).

$$\begin{aligned}x_1(k) &= e^{j\omega\Delta T} = \cos(\omega\Delta T) + j\text{sen}(\omega\Delta T) \\x_2(k) &= Ae^{j(\omega k\Delta T + \phi)}\end{aligned}\quad (66)$$

Onde:

ΔT é o intervalo de amostragem;

A é a amplitude;

ϕ é o ângulo de fase.

As equações em (66) podem ser escritas conforme as equações (67) e (68).

$$x(k+1) = Fx(k) \quad (67)$$

$$y(k) = Hx(k) + \eta(k) \quad (68)$$

Onde:

$$F(x(k)) = [x(1) \quad x(1) * x(2)] \quad (69)$$

$$x(k) = [x(1) \quad x(2)] \quad (70)$$

$$H = [0 \quad 1] \quad (71)$$

Pode-se aplicar o filtro estendido de Kalman sobre as equações (67) e (68) obtendo-se, assim, as equações (72) a (77).

$$\hat{x}(k/k) = \hat{x}(k/k-1) + K(k)(y(k) - H\hat{x}(k/k-1)) \quad (72)$$

$$\hat{x}(k+1/k) = F(\hat{x}(k/k)) \quad (73)$$

$$K(k) = \hat{P}(k/k-1)H^{*T} [H\hat{P}(k/k-1)H^{*T} + R]^{-1} \quad (74)$$

$$\hat{P}(k/k) = \hat{P}(k/k-1) - K(k)H\hat{P}(k/k-1) \quad (75)$$

$$\hat{P}(k + 1/k) = \hat{F}_1(k)P(k/k - 1)F_1^{*T}(k) \quad (76)$$

Onde:

$$F_1(k) = \frac{\delta F(x_k)}{\delta x_k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \hat{x}_2(k/k) & \hat{x}_1(k/k) \end{bmatrix} \quad (77)$$

A frequência estimada é dada pela equação (78).

$$\hat{f}(k) = \frac{1}{2\pi\Delta T} \sin^{-1}[\text{imag}(\hat{x}_1(k))] \quad (78)$$

O valor da covariância do ruído (R) é sugerido por Dash, Pradhan e Panda (1999) como igual a um. O valor inicial da matriz de covariância é importante, pois está diretamente ligado com a convergência do método. Os autores especificam que é apropriado que os valores da diagonal principal devem ser maiores que um. A fim de garantir uma rápida inicialização do algoritmo, foram testados diversos valores, sendo constatado que valores muito altos tendem a causar um grande *overshoot* na resposta e valores muito baixos podem causar a não convergência do método. A matriz de covariância utilizada nesta dissertação é dada pela equação (79).

$$\hat{P}(0) = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (79)$$

Onde ΔT é o intervalo de amostragem.

3.22. Método fundamentado no filtro de Kalman estendido (Método Kalman Dash)

O método apresentado por Dash et al. (2000) (M. Kalman Dash) também é fundamentado no filtro de Kalman estendido. No entanto, difere-se do método apresentado em 3.21 pela utilização do sinal de apenas uma das fases. O método não considera, no modelo, ruídos ou harmônicas, conforme se pode observar na equação (80).

$$z(k) = a_1 \sin(k\omega_1 T_s + \phi_1) \quad (80)$$

Onde:

a_1 é a amplitude do sinal;

ω_1 é a frequência em rad/s frequência;

ϕ_1 é a fase do sinal;

T_s é o intervalo de amostragem.

O sinal representado pela equação (80) pode ser escrito em uma forma complexa autorregressiva conforme a equação (81).

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ u_{k+1} \\ u_{k+1}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ u_k \\ u_k^* \end{bmatrix} \quad (81)$$

Onde:

$$\alpha = \exp(j\omega_1 T_s) \quad (82)$$

$$u_k = a_1 \exp(j\omega_1 k T_s + j\phi_1) \quad (83)$$

$$u_k^* = a_1 \exp(-j\omega_1 k T_s - j\phi_1) \quad (84)$$

A equação (81) pode ser representada como:

$$x_{k+1} = f(x_k) \quad (85)$$

$$y_{k+1} = Hx_k \quad (86)$$

Sendo:

$$x(k) = \begin{bmatrix} \alpha \\ u_{k+1} \\ u_{k+1}^* \end{bmatrix} \quad (87)$$

$$f(x_k) = \begin{bmatrix} \alpha \\ \alpha u_k \\ \frac{u_k^*}{\alpha} \end{bmatrix} \quad (88)$$

$$H = [0 \quad 0,5 \quad -0,5] \quad (89)$$

Linearizando o sistema apresentado e aplicando o filtro estendido de Kalman, tem-se:

$$\hat{x}(k/k) = \hat{x}(k/k - 1) + K(k)(y(k) - H\hat{x}(k/k - 1)) \quad (90)$$

$$\hat{x}(k + 1/k) = F(\hat{x}(k/k)) \quad (91)$$

$$K(k) = \hat{P}(k/k - 1)H^{*T} [H\hat{P}(k/k - 1)H^{*T} + 1]^{-1} \quad (92)$$

$$\hat{P}(k/k) = \hat{P}(k/k - 1) - K(k)H\hat{P}(k/k - 1) \quad (93)$$

$$\hat{P}(k + 1/k) = \hat{F}(k)\hat{P}(k/k - 1)F(k)^{*T} \quad (94)$$

Onde:

$$F(k) = \frac{\delta f(x_k)}{\delta x_k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \hat{x}_{k/k}(2) & \hat{x}_{k/k}(1) & 0 \\ -\hat{x}_{k/k}(3) & 0 & 1 \\ \hat{x}_{k/k}^2(1) & & \hat{x}_{k/k}(1) \end{bmatrix} \quad (95)$$

Conforme Dash et al. (2000), o problema com todos os filtros de Kalman é o reinício da matriz de covariância. Depois da convergência inicial, o ganho K_k e a matriz de covariância P_{kk} se tornam muito pequenos. Conseqüentemente, quando ocorre uma alteração em um dos parâmetros (amplitude, frequência e fase), a matriz de covariância deve ser reiniciada para rastrear essas variações. Para reiniciar a matriz de covariância, a magnitude do erro é tomada como base, conforme a Figura 9. Cada vez que o erro excede um determinado nível pré-estabelecido (E_{alto}), uma variável de sinalização é feita igual a um; quando o valor cai abaixo de E_{baixo} , a variável de sinalização é feita igual a zero; quando a variável é igual a um, a matriz de covariância é reiniciada. O método foi testado para sinais contendo ruídos e harmônicas, estabelecendo através de tentativas e erros os valores para as variáveis de sinalização: E_{alto} é ajustado a 3,5% da amplitude do sinal e E_{baixo} é ajustado igual a 1% da amplitude do sinal. Valores menores melhoram a velocidade de convergência, no entanto podem provocar o reinício frequente da matriz de covariância, gerando transitórios desnecessários. A escolha da matriz de covariância inicial deve levar em conta que valores

maiores tendem a gerar uma convergência mais rápida, no entanto também podem gerar *overshoot* e erros maiores durante o processo de convergência. Dessa maneira, a matriz de covariância utilizada para um sinal de amplitude igual a um é igual a uma matriz identidade vezes dez.

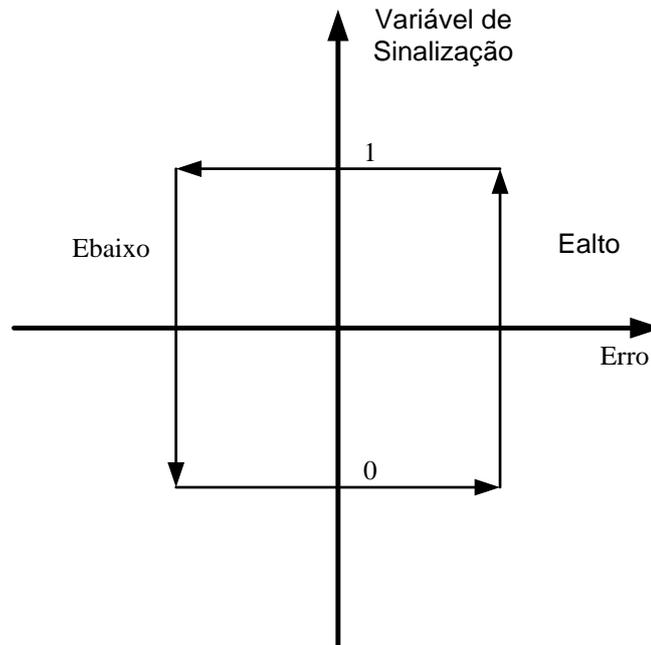


Figura 9 – Condições para reinício da matriz de covariância

3.23. Método fundamentado na rede Grnn

A primeira metodologia proposta nesta dissertação é fundamentada nas Redes Neurais de Regressão Generalizada (do inglês *Generalized Regression Neural Networks*, GRNN). A rede Neural funciona com um filtro, que atenua as harmônicas e os ruídos, proporcionando a estimativa de um fasor com baixos erros. Esse fasor é utilizado para estimar a frequência do sinal original. A Figura 10 mostra o modo como a metodologia de estimação de frequência proposta funciona. Cada parte desse esquema será visto com mais detalhes nos itens seguintes.

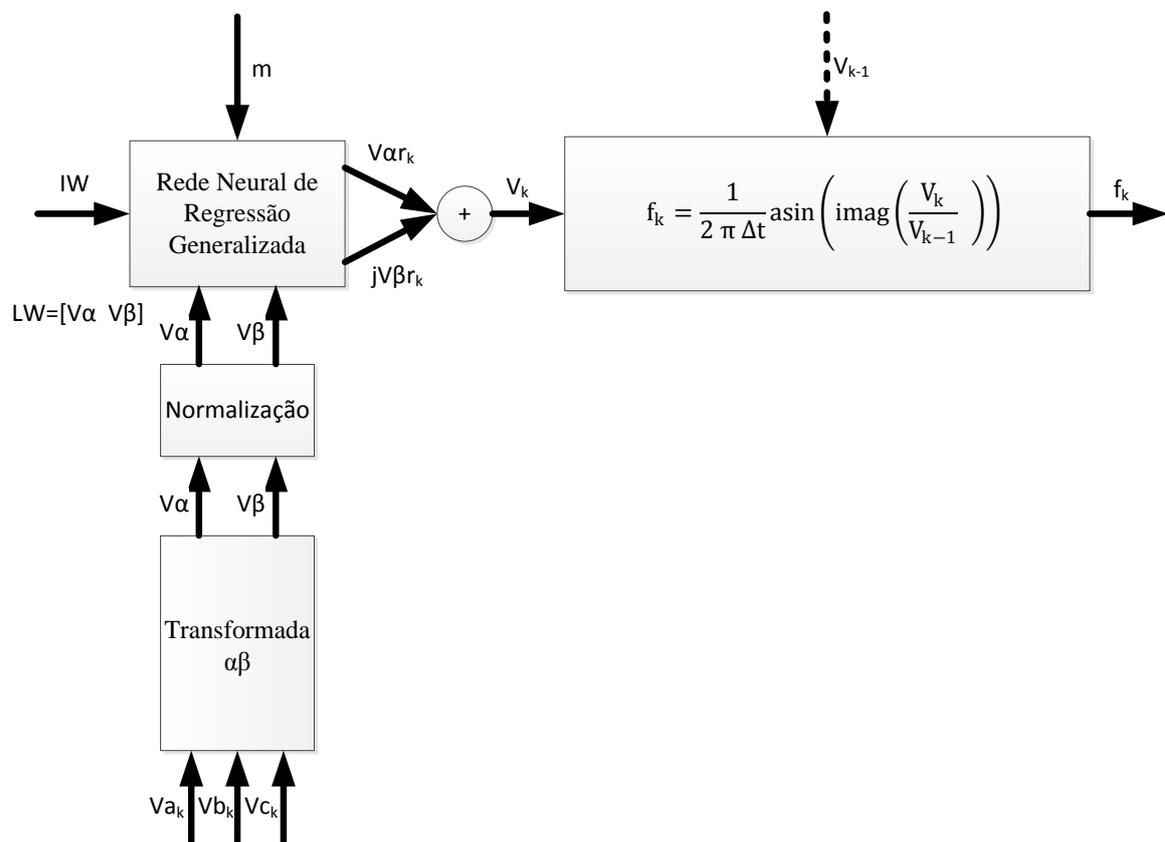


Figura 10 – Esquema do funcionamento do método GRNN

3.23.1. A transformada de Clarke

O sinal de um SEP trifásico pode ser descrito na forma discreta pela equação (96).

$$\begin{aligned} v_a(k) &= V * \text{sen}(2 \pi f_{\text{fund}} k \Delta t) \\ v_b(k) &= V * \text{sen}\left(2 \pi f_{\text{fund}} k \Delta t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(k) &= V * \text{sen}\left(2 \pi f_{\text{fund}} k \Delta t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (96)$$

Onde:

V é a amplitude das tensões das fases do sistema elétrico;

Δt é o intervalo de amostragem;

f_{fund} é a frequência fundamental do sistema elétrico;

“ k ” representa a amostra no tempo.

As fases do sistema elétrico estão defasadas em 120 graus umas das outras. Esse sinal pode ser escrito na forma complexa mostrada na equação (97). Para se determinar a componente real e a imaginária, faz-se uso da transformada de Clarke, também conhecida como Transformada α - β expressa na equação (98).

$$\bar{v}(k) = v_{\alpha k} + jv_{\beta k} \quad (97)$$

Onde:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}(k) \\ v_{\beta}(k) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(k) \\ v_b(k) \\ v_c(k) \end{bmatrix} \quad (98)$$

3.23.2. A normalização

Na Figura 10, pode-se perceber que as tensões das fases passam pela transformada e, em seguida, são normalizadas conforme as equações (99) e (100). A normalização do fasor auxiliará na redução dos efeitos na estimativa de frequência de ruídos, harmônicas, afundamentos ou sobretensões nas fases.

$$V\alpha_k = \frac{V\alpha_k}{|V\alpha_k + jV\beta_k|} \quad (99)$$

$$V\beta_k = \frac{V\beta_k}{|V\alpha_k + jV\beta_k|} \quad (100)$$

3.23.3. A Rede Neural de Regressão Generalizada

A fim de minimizar os efeitos de ruídos e harmônicas, é utilizada uma rede neural de regressão generalizada. A rede faz a estimativa do fasor instantâneo da tensão (V_k) com base na janela de fasores calculados previamente pela transformada $\alpha\beta$.

A Rede Neural de Regressão Generalizada (do inglês *Generalized Regression Neural Networks*, GRNN) é formada por duas camadas de neurônios contendo seus vetores de pesos, conforme pode-se observar na Figura 11. Os pesos da primeira camada (IW), chamada camada de base radial, são dados pelo vetor expresso pela equação (101).

$$IW = [1 \ 2 \ 3 \ \dots \ m]^T \quad (101)$$

A rede Neural também é formada por uma segunda camada de neurônios, chamada camada linear. Seus pesos são compostos por dois vetores coluna $V\alpha$ e $V\beta$ que formam a matriz de pesos da rede LW dada pela equação (102).

$$LW = [V\alpha \ V\beta] \quad (102)$$

Onde:

$$V\alpha = [V\alpha_{k-m+1} \ V\alpha_{k-m+2} \ \dots \ V\alpha_k]^T$$

$$V\beta = [V\beta_{k-m+1} \ V\beta_{k-m+2} \ \dots \ V\beta_k]^T \quad (103)$$

Dessa forma, a rede dispensa a fase de treinamento, uma vez que o conjunto de dados fornecidos à rede é diretamente transformado em pesos.

A primeira camada, chamada de camada de base radial, calcula a distância entre a entrada (m) e o vetor de pesos (IW). O vetor de diferença é multiplicado elemento a elemento

pelo bias. O bias (b) é obtido através do Spread, conforme a equação (104).

$$b = 0,8326/\text{Spread} \quad (104)$$

O Spread é um parâmetro que controla o quanto a rede generaliza em torno dos pontos de entrada. Ele informa basicamente a distância que a entrada deve ter do vetor de pesos para que a saída da primeira camada dada pela equação (105) seja 0,5.

$$a^1 = e^{-n^2} \quad (105)$$

A saída da primeira camada (a^1) é multiplicada pelos pesos da camada de saída (LW), normalizados pela soma dos elementos de " a^1 ". Foram testados diversos valores para " m " e para o Spread perante sinais com ruídos e com variações de frequência em degrau.

Os valores de " m " implicam o tamanho da janela utilizada. Durante os testes envolvendo sinais com ruído, percebeu-se que a resposta não melhorou significativamente para valores maiores que o correspondente a meio ciclo da fundamental. Dessa maneira, o valor de " m " adotado nesta dissertação corresponde a meio ciclo da fundamental.

O Spread está relacionado com a influência de cada amostra da janela de dados na estimativa gerada pela rede. Valores maiores fazem com que as amostras da janela tenham influência semelhante na estimativa da rede Neural, melhorando a precisão do método quando este é contaminado por ruídos e harmônicas. Valores menores fazem com que as últimas amostras tenham uma influência maior, melhorando o tempo de convergência. Assim sendo, o Spread foi ajustado em 30, o que significa que as últimas trinta amostras da janela analisada têm peso igual ou maior que 0,5.

Após a multiplicação pelos pesos da camada de saída " a^1 ", é multiplicado por uma função de transferência linear, obtendo-se, assim, na saída, valores estimados para as componentes alfa e beta para o instante " k ", chamados de $V\alpha_{r_k}$ e $V\beta_{r_k}$.

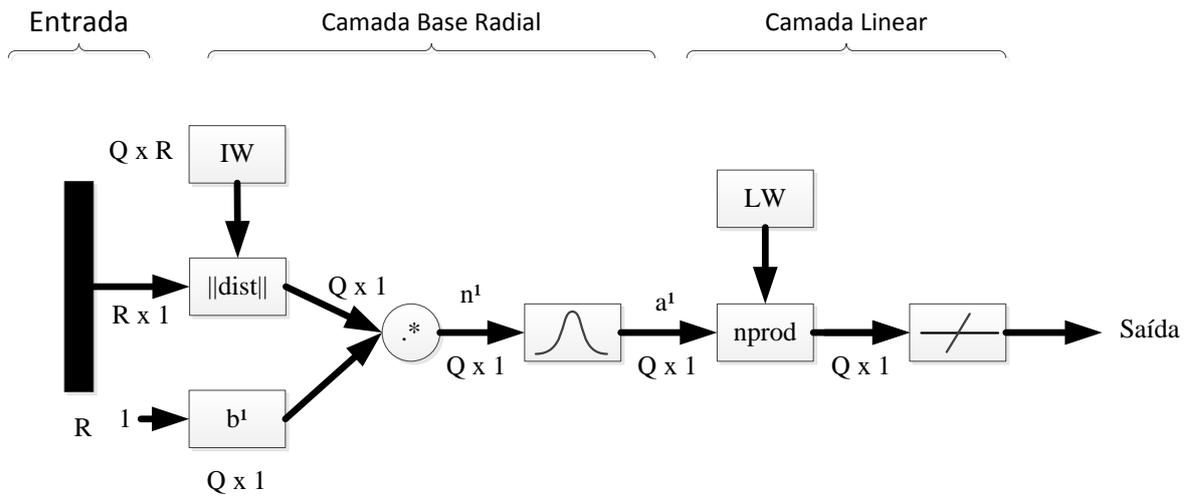


Figura 11 – Rede Neural de Regressão Generalizada

3.23.4. A estimação da frequência

A rede é calculada para um instante k , e suas estimativas $V\alpha r_k$ e $V\beta r_k$ são usadas para computar V_k dado pela equação (106).

$$V_k = V\alpha r_k + jV\beta r_k \quad (106)$$

Considerando que o sinal apresentado por (106) é um sinal complexo sem harmônicas ou ruídos na equação (107).

$$V_k = V * e^{j(2\pi f \Delta t k + \varphi)} \quad (107)$$

Onde V , f , Δt e φ são, respectivamente, a amplitude, a frequência, o intervalo de amostragem e a fase do sinal. Para um instante $k-1$, têm-se a equação (108).

$$V_{k-1} = V * e^{j(2\pi f \Delta t (k-1) + \varphi)} \quad (108)$$

Reescrevendo (108), tem-se (109):

$$V_{k-1} = V * e^{j(2\pi f \Delta t k + \varphi)} e^{-j2\pi f \Delta t} \quad (109)$$

Substituindo (107) em (109), têm-se (110).

$$V_{k-1} = V_k e^{-j2\pi f \Delta t} \quad (110)$$

A parte imaginária da equação (110) é dada pela equação (111).

$$\text{imag}(V_{k-1}) = \text{imag}(V_k) * \text{sen}(2\pi f \Delta t) \quad (111)$$

Isolando-se a frequência, pode-se chegar à equação (112).

$$f_k = \frac{1}{2\pi \Delta t} \text{asin} \left(\text{imag} \left(\frac{V_k}{V_{k-1}} \right) \right) \quad (112)$$

Onde:

Δt é o intervalo de amostragem;

imag representa a parte imaginária.

3.24. Método fundamentado na rede Adaline.

O segundo método proposto nesta dissertação é bastante semelhante ao método apresentado na seção anterior, sendo que, em vez de utilizar um GRNN, utiliza-se uma Rede Adaptativa Linear (Adaline, do inglês *Adaptive Linear Network*). O método Adaline é apresentado na Figura 12.

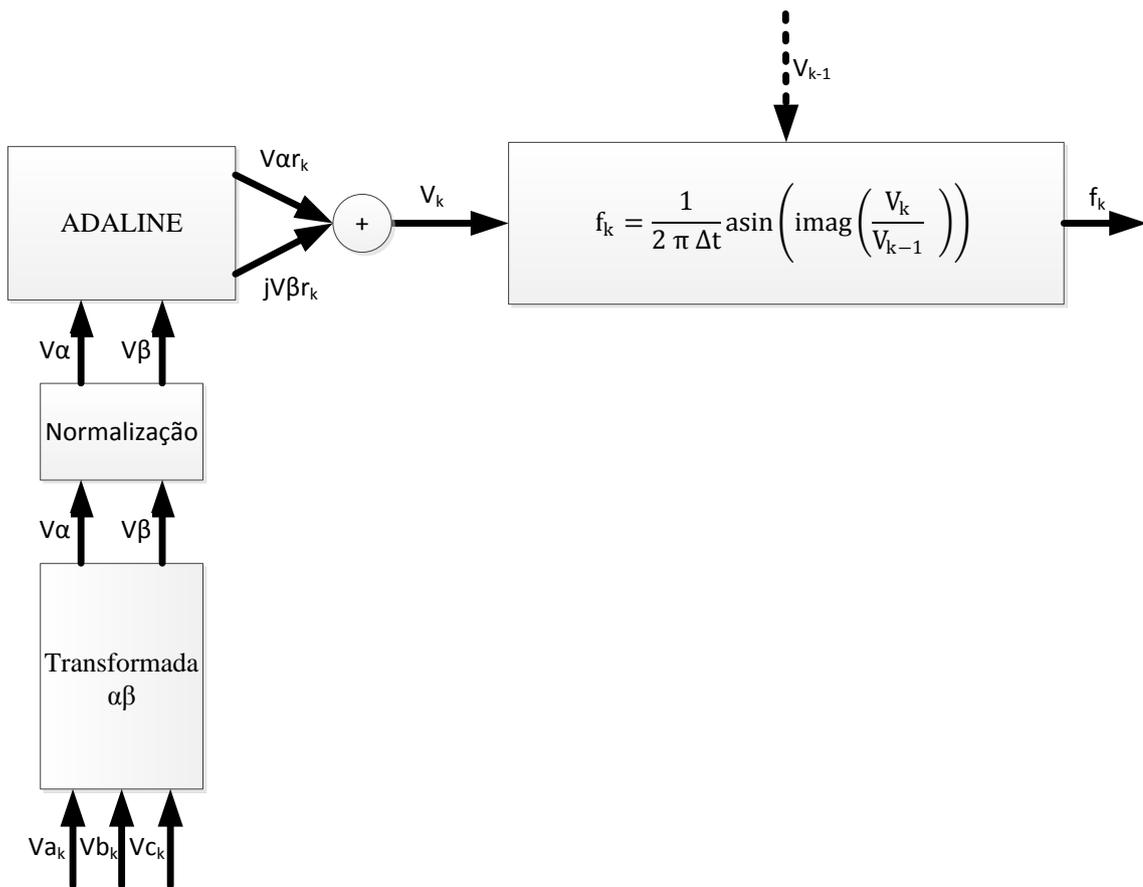


Figura 12 – Esquema do funcionamento do método Adaline

3.24.1. A Rede Linear Adaptativa

A rede Adaline é uma rede que tem o seu aprendizado fundamentado em Mínimos Quadrados. Essa regra de aprendizado foi inicialmente proposta por Widrow (1975) e tem a capacidade de se adaptar às novas condições de operação.

A caixa que representa a rede Adaline na Figura 12 é apresentada mais detalhadamente na Figura 13, em que é feita a análise para uma rede com apenas uma entrada $p(k)$. Essa entrada representa as componentes α ou β na Figura 12.

O sinal a ser estimado $p(k)$ entra pelo lado esquerdo e, juntamente com os valores prévios $p(k-1)$, $p(k-2)$, ..., $p(k-N)$, é multiplicado por seus respectivos pesos e somado juntamente com o bias, obtendo-se, assim, o valor $n(k)$. Esse valor passa através de uma função de transferência linear, obtendo-se, assim, a estimativa $a(k)$. A estimativa é, então, comparada com o valor real, obtendo-se um erro que será empregado na atualização dos pesos para as próximas amostras processadas.

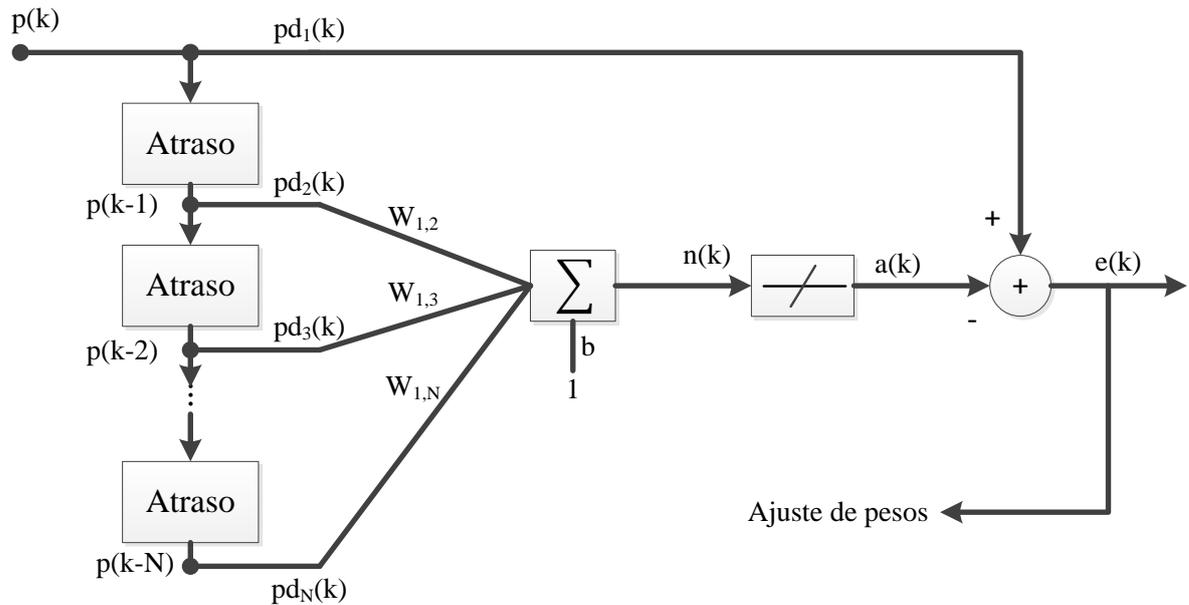


Figura 13 – Rede Linear Adaptativa

3.24.1.1. O treinamento da Rede Linear Adaptativa

O aprendizado da rede acontece a cada nova amostra que chega até ela, através do Método dos Mínimos Quadrados, conforme as equações (118) e (119). O método visa a minimizar o erro quadrático médio, dado pela equação (113), através do ajuste de “W” e “b”.

$$eqm = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e(k)^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (pd_1(k) - a(k))^2 \quad (113)$$

Onde N é o tamanho da janela analisada.

O Método dos Mínimos Quadrados atualiza “W” com incrementos na direção contrária ao gradiente do erro, conforme (114).

$$W(k + 1) = W(k) - \alpha \nabla(k) \quad (114)$$

Onde:

α é um parâmetro que controla a estabilidade e a taxa de aprendizado do método;

$\nabla(k)$ é o gradiente da superfície do erro no ponto k.

Sendo a superfície do erro uma função quadrática, a superfície é dada por parábolas,

dessa maneira haverá apenas um mínimo global. O gradiente instantâneo do erro é dado por (115).

$$\nabla(k) = \frac{\partial e(k)^2}{\partial W(k)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial e(k)^2}{\partial W_0(k)} \\ \vdots \\ \frac{\partial e(k)^2}{\partial W_N(k)} \end{bmatrix} \quad (115)$$

Sendo o quadrado do erro dado por (116), têm-se (117).

$$e(k)^2 = (pd_1(k) - W(k)^T pd_{2..N}(k) - b(k))^2 \quad (116)$$

$$W(k+1) = W(k) - \alpha \frac{\partial e^2}{\partial W(k)} \quad (117)$$

Desenvolvendo a derivada do erro, pode-se chegar a (118).

$$W(k+1) = W(k) + 2\alpha e(k)p(k)^T \quad (118)$$

Realizando-se o mesmo processo para o bias, pode-se chegar a (119).

$$b(k+1) = b(k) + 2\alpha e(k) \quad (119)$$

Dessa maneira, a rede se adapta às variações que podem ocorrer no sinal provindo do sistema. Nesta dissertação, o valor de N utilizado corresponde ao número de amostras em um ciclo da fundamental. Valores diferentes de N podem ser utilizados a fim de melhorar a precisão ou o tempo de convergência. Quando ocorre o aumento de “N”, há uma tendência em melhorar a precisão do método, no entanto o efeito contrário ocorre em relação ao tempo de convergência.

Durante os testes nesta dissertação, a taxa de aprendizado (α) foi igual a 1×10^{-4} . A relação da taxa de aprendizado com a precisão e velocidade de convergência é o contrário do que ocorre com relação a “N”. Valores menores tendem a melhorar a precisão do método após a convergência, no entanto aumentam o tempo gasto pelo método até atingi-la.

3.25. Considerações finais

Neste capítulo, foram apresentadas as formulações de diversas metodologias destinadas a estimar a frequência. Muitas das técnicas mostradas não são amplamente utilizadas em sistemas elétricos de potência (Lavopa, Quinn, Jacobsen, Candan, Macleod, Aboutanios, Mulgrew, Ferreira e DPLL). Foram ainda propostas duas técnicas de estimação de frequência fundamentadas em redes neurais artificiais.

As metodologias propostas fazem uso da transformada de Clarke para obter um fasor a partir das tensões das fases. Em seguida, realizam a normalização para minimizar os efeitos de afundamento de tensão, ruídos e harmônicas. Após, é empregada uma rede neural, a fim de realizar uma estimativa do fasor de entrada, minimizando, assim, ruídos e harmônicas que podem gerar imprecisões no fasor obtido. Por fim, a frequência é estimada com base na relação entre dois fasores existentes. As técnicas diferem entre si devido ao tipo de rede utilizada, ou seja, a Rede Neural de Regressão Generalizada e a Rede Linear Adaptativa.

Todas as técnicas apresentadas neste capítulo foram implementadas no Matlab® e serão motivo de pesquisa e teste de desempenho, cujos resultados serão mostrados no capítulo 4.

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

4.1. Considerações gerais

Esta seção contempla os testes e critérios utilizados para avaliar o desempenho dos algoritmos abordados no capítulo 3. Durante os testes, serão consideradas diversas possibilidades, de modo a favorecer uma análise sobre a resposta dos algoritmos quanto à imunidade a ruídos, harmônicas, sub-harmônicas, oscilação de potência, variações de tensão, frequência e fase. Além disso, irá se testar a velocidade de convergência e exatidão das técnicas em diferentes frequências de amostragens, a fim de se verificar suas funcionalidades nas diferentes frequências.

Inicialmente, os métodos foram testados para um sinal senoidal sem distorções amostrado a 960 Hz. No caso seguinte, foram testados sinais com diversas quantidades de ruídos, amostrados a 5.760 e 15.360 Hz. Em seguida, foram testados sinais com variação de frequência em degrau amostrado também a 5.760 Hz. Os sinais com harmônicas (Caso IV) foram testados em diversas nas frequências de amostragens 960, 1.920, 3.840, 5.760, 7.680, 15.360. No Caso V, testaram-se sinais com sub-harmônicas amostrados a 960 Hz. Nos casos VI e VII, foram realizados testes para um sinal com variação de frequência em rampa e senoidal, respectivamente, com frequência de amostragem de 7.680 Hz. Um sinal amostrado a 3.840 Hz contendo variações de fase em degrau foi testado no caso VIII. No caso IX, foi testado um sinal com variação de amplitude em degrau amostrado a 1.920 Hz. No caso X, foi realizada a simulação em um sistema-teste no *software* DIGSILENT®.

Os métodos serão empregados para estimar a frequência do sinal obtido, que é amostrado a 1.920 Hz, verificando, assim, a empregabilidade dos métodos.

Para facilitar a análise, são utilizados indicadores de desempenho que serão apresentados no item 4.2.

Com o objetivo de eliminar parte dos ruídos presentes nos sinais de tensão, normalmente os relés comerciais utilizam filtros. Nesta dissertação, será utilizado um filtro Butterworth de segunda ordem com frequência de corte de 200 Hz, para tratar os sinais de entrada dos algoritmos utilizados para estimar a frequência.

Para tratar a saída dos métodos, utiliza-se ainda uma pós-filtragem, amenizando, assim, as oscilações inerentes aos métodos ou provocadas por componentes harmônicas e

ruídos. Essa pós-filtragem foi realizada por meio de um filtro Butterworth de segunda ordem com frequência de corte de 15 Hz.

4.2. Índices de desempenho

4.2.1. Tempo de acomodação

O tempo de acomodação, ou convergência, corresponde ao tempo entre a ocorrência de um evento e a estabilização da frequência dentro de uma determinada faixa próxima ao valor final. Durante os estudos realizados, adotou-se $\pm 0,083\%$ (50 mHz) em relação à referência como limite para o critério de convergência. A convergência é atingida quando o sinal se mantém dentro da faixa especificada por um tempo superior a 100 ms.

4.2.2. Erro médio quadrático em regime permanente

O desempenho de um algoritmo para estimação de frequência pode ser bem avaliado através de índices que apresentem o erro quadrático (BENMOUYAL, 1995). Por apresentar maior independência com relação ao tamanho do intervalo analisado, o indicador usado neste estudo é o erro quadrático médio, descrito na equação (120).

$$ID = \frac{1}{T_F - T_0} \int_{T_0}^{T_F} (f_{\text{estimada}} - f_{\text{referencia}})^2 dt \quad (120)$$

Onde T_0 é o instante em que a frequência estimada (f_{estimada}) entra em regime permanente, ou seja, o instante em que a frequência se encontra dentro de uma faixa de $\pm 0,083\%$ (50 mHz) em relação à referência.

4.2.3. Sobre-elevação (*Overshoot*)

Após a ocorrência de um evento, os erros dos métodos de estimação de frequência tendem a serem maiores do que os reais. Esse indicador de desempenho mostra a máxima ultrapassagem percentual da frequência medida após a ocorrência de um evento, em relação à frequência medida depois de transcorrido um tempo bastante grande (tempo infinito, f_{∞}).

A sobre-elevação, dada em (121), aponta a capacidade da técnica de estimação de

frequência em responder a um estímulo sem apresentar oscilações na resposta.

$$\Delta f = \frac{\max(|f - f_{\infty}|)}{f_{\infty}} 100 \quad (121)$$

Onde max se refere ao máximo, após a intersecção do valor estimado da frequência com o valor da frequência em regime permanente.

4.3. Caso I: sinal sem alterações na forma de onda

O primeiro teste considera um sinal de 60 Hz, sem ruídos ou harmônicas. Pode-se observar, nas figuras 14, 15, 16 e 17, as respostas dos métodos quando o sinal é amostrado em uma frequência de 960 Hz, sendo que os métodos conseguem estimar a frequência de maneira precisa. O método Adaline apresenta oscilações na resposta, que são inerentes ao método de aprendizado da rede neural utilizada e podem ser facilmente removidas com o uso da pós-filtragem, conforme poderá ser constatado no decorrer deste capítulo.

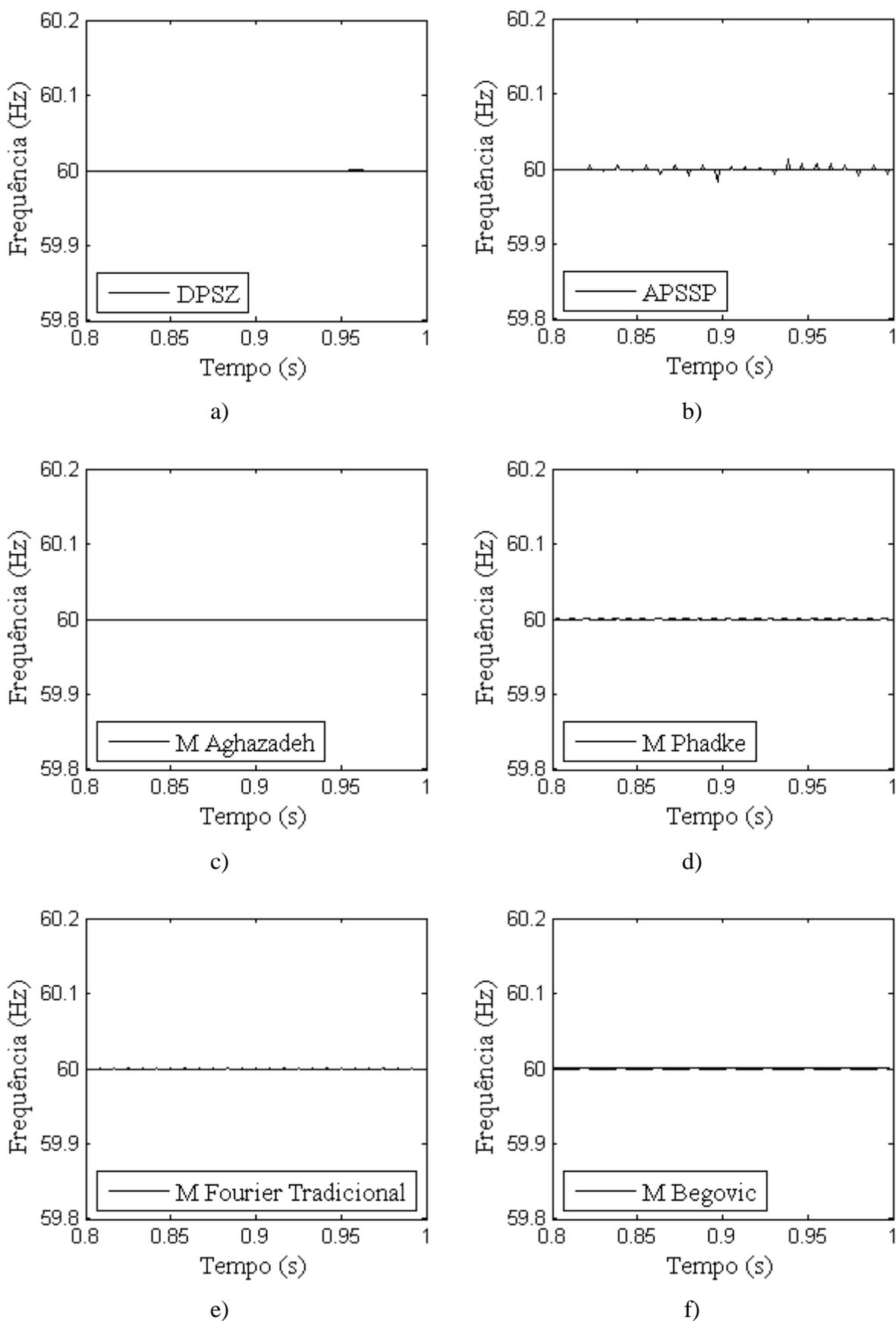
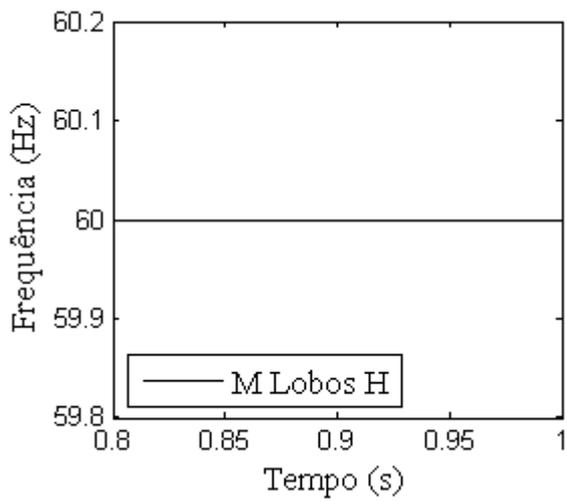
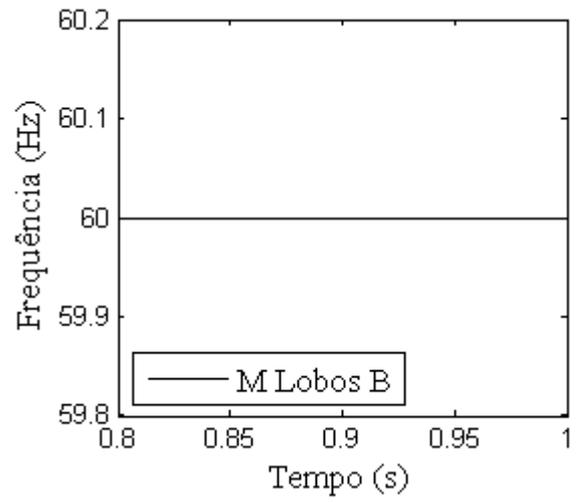


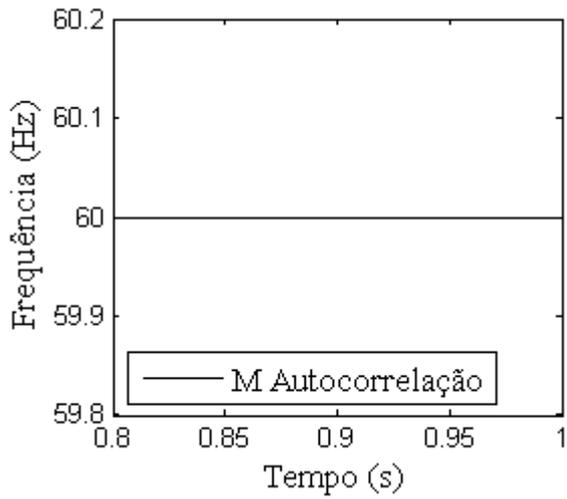
Figura 14 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal sem alterações na forma de onda amostrado a 960 Hz



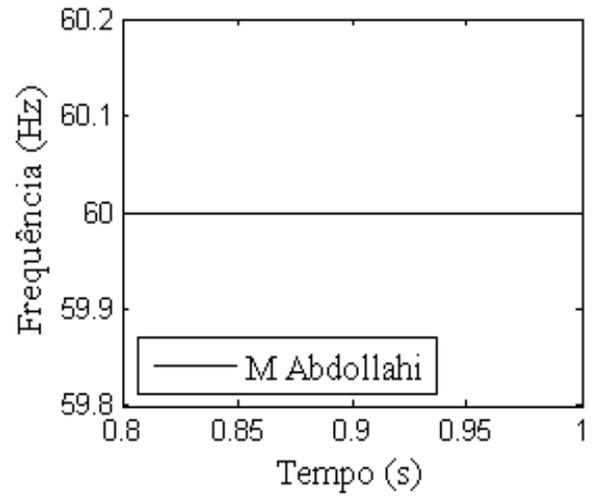
a)



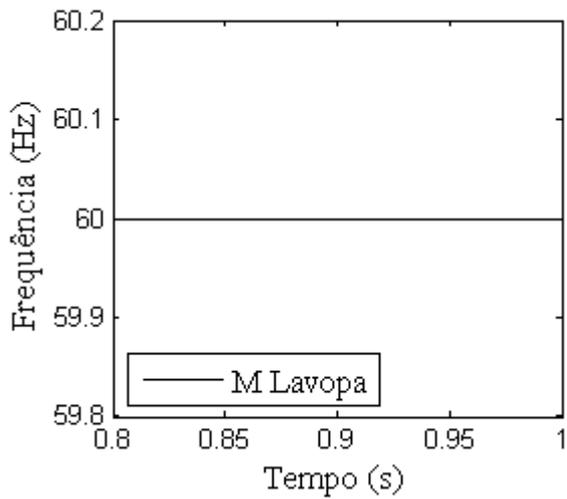
b)



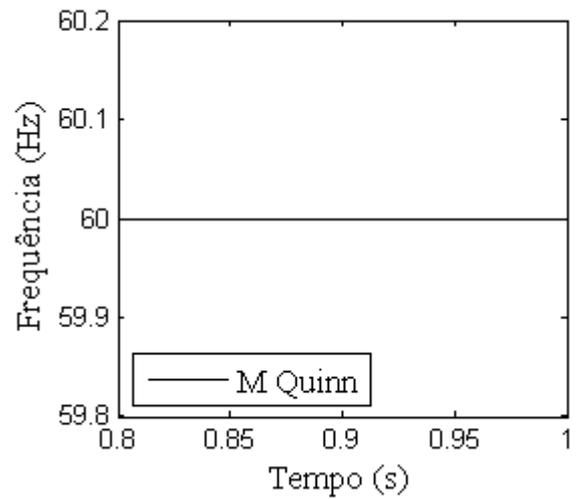
c)



d)

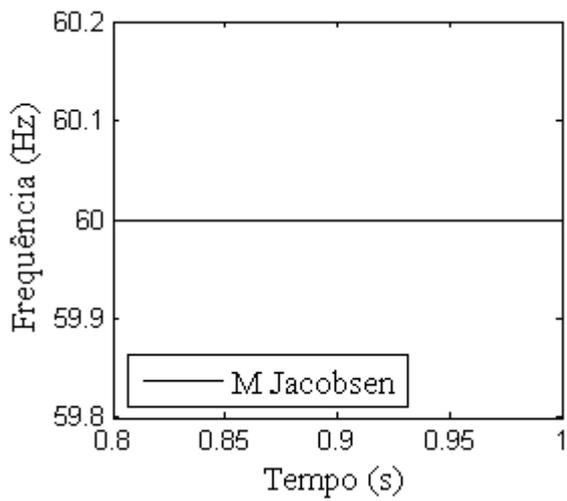


e)

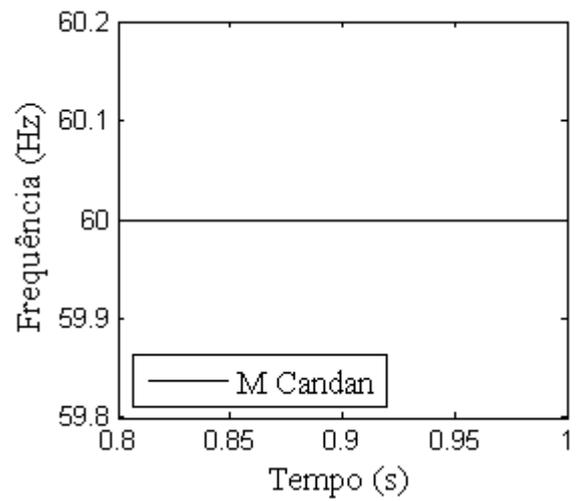


f)

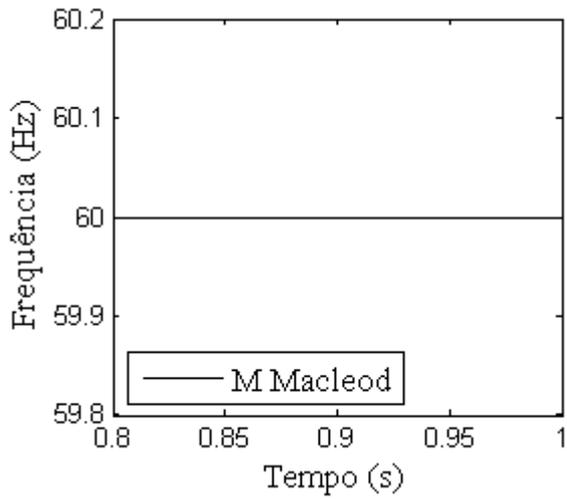
Figura 15 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal sem alterações na forma de onda amostrado a 960 Hz



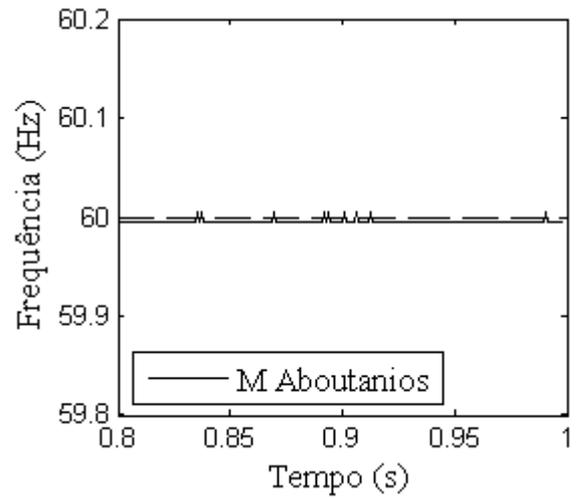
a)



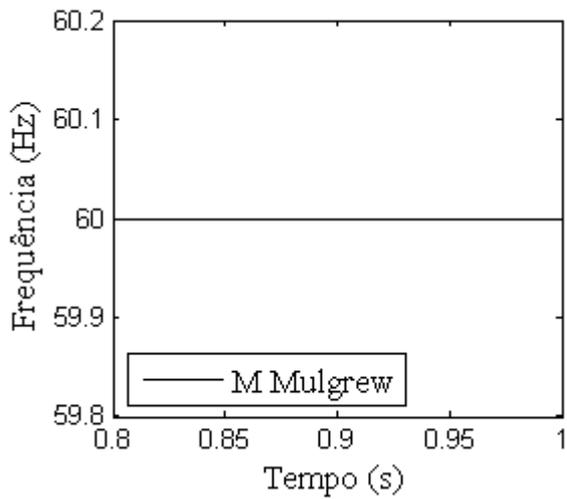
b)



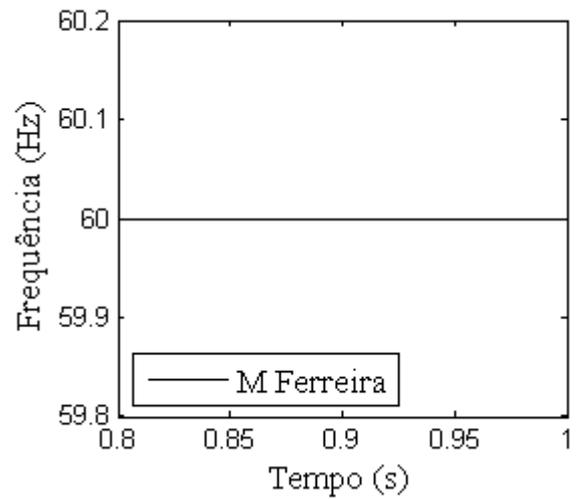
c)



d)



e)



f)

Figura 16 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal sem alterações na forma de onda amostrado a 960 Hz

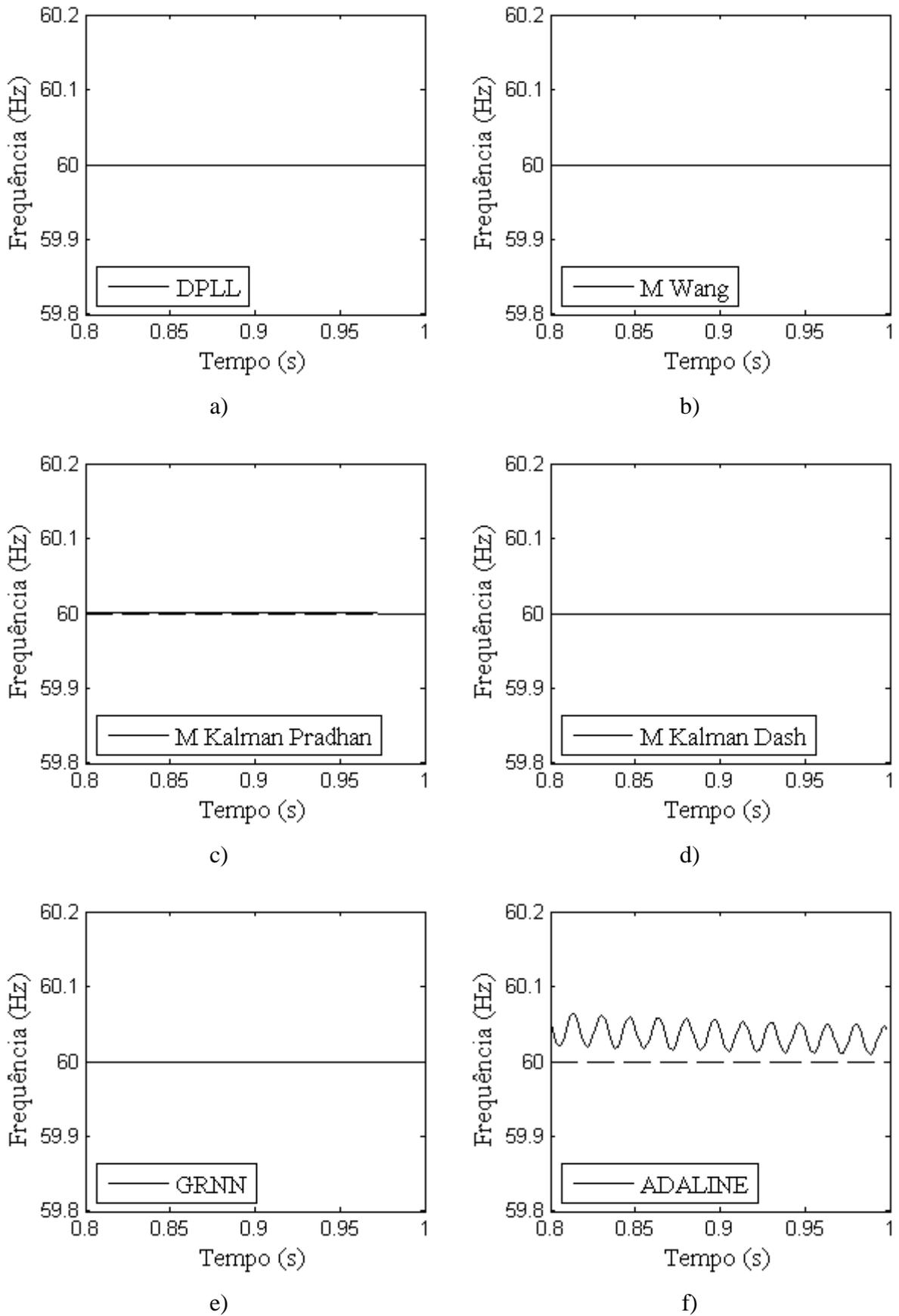


Figura 17 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal sem alterações na forma de onda amostrado a 960 Hz

4.4. Caso II: sinal com ruído

Os métodos de estimação de frequência podem ser bastante sensíveis a interferências provenientes de ruídos e harmônicas. Por outro lado, os ruídos estão presentes em todo o sistema elétrico e, muitas vezes, são gerados na própria amostragem do sinal ou em equipamentos ao seu redor. Nas figuras 19, 20, 21 e 22, pode-se observar o desempenho dos métodos quando submetidos a um sinal contendo uma relação sinal-ruído de 40 dB amostrados a uma frequência de 15.360 Hz.

A relação sinal-ruído (do inglês *Signal-to-Noise Rate*, SNR) é dada pela equação (122).

$$SNR_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{A_{Sinal}}{A_{Ruido}} \right) \quad (122)$$

Conforme Milenko et al. (2008), a relação sinal-ruído em SEPs é normalmente maior que 50 dB. A fim de testar os métodos com a situação mais crítica, os métodos são testados para uma SNR de 40 dB.

Nas figuras 19b, 19c e 20d, percebe-se que os métodos APSSP, Aghazadeh e Abdollahi são fortemente influenciados por ruídos. O método de Kalman proposto por Dash teve alguns pontos em que sua matriz de covariância foi reiniciada indevidamente, causando, assim, grandes erros na sua estimativa.

Os métodos propostos apresentaram erros de aproximadamente 2 Hz para a GRNN e 3 Hz para a rede Adaline, o que é aceitável considerando que não houve nenhuma pré-filtragem do sinal.

Quando a SNR é reduzida para 20 dB, os métodos pioram sua precisão significativamente, sendo que em alguns ocorrem efeitos extremos, como no método de DPSZ e no de Dash. O primeiro sofre grandes imprecisões, devido a múltiplas passagens do sinal por zero, enquanto o segundo perde a capacidade de estimar a frequência, como se pode observar na figura 18.

A fim de melhorar a precisão dos métodos de estimação de frequência, os relés comerciais realizam uma pré-filtragem do sinal e, muitas vezes, fazem uso de uma pós-filtragem. Pode-se observar nas figuras 23, 24, 25 e 26 a resposta dos métodos quando submetidos ao mesmo sinal das figuras 19, 20, 21 e 22, mas com o uso de uma pré e pós-filtragem utilizando filtros Butterworth.

Como era de se esperar, os métodos apresentaram melhoria significativa em suas respostas depois da utilização dos filtros. Os métodos fundamentados em redes neurais

apresentaram erro máximo de aproximadamente 20 mHz. No entanto, como se sabe, a utilização de filtros piora o tempo de convergência dos métodos. Dessa forma, a melhoria da estimativa em regime permanente deve ser confrontada com a alteração na velocidade de convergência do método. Para facilitar a análise, é apresentado, na Tabela 4, o erro quadrático médio de cada método.

Pode-se perceber que os métodos fundamentados no filtro de Kalman apresentam o menor Erro Médio Quadrático entre as metodologias estudadas. O método de Dash apresentou um erro de aproximadamente $1,5 \times 10^{-05} \text{ Hz}^2$ e o de Pradham, $2,5 \times 10^{-05} \text{ Hz}^2$, com a utilização dos filtros apresentados no item 4.1. O método DPLL apresentou excelentes resultados para esse teste, tendo um erro muito próximo ao dos filtros de Kalman, conforme se pode observar na Tabela 4. Destacam-se também os métodos de Aboutanios, Mulgrew, Quinn e Lavopa com um EQMum pouco superior.

Nas figuras 27 e 28, são mostrados os resultados de sinais contaminados com ruídos de várias amplitudes. Nesse teste, foi realizada a pré-filtragem, de modo a minimizar os ruídos nas entradas dos métodos, e uma pós-filtragem na saída, conforme descrito no item 4.1. Os sinais são amostrados em 5.760 Hz. Pode-se perceber, nessas figuras, que alguns métodos não apresentam um ou vários pontos. A ausência desses pontos refere-se a métodos que não atingiram o critério de convergência adotado. De maneira geral, as metodologias que se destacaram são as fundamentadas no Filtro de Kalman e DPLL. Outros métodos, tais como os fundamentados na detecção do pico do espectro de Fourier e a metodologia proposta fundamentada na GRNN, também conseguiram estimar a frequência satisfatoriamente.

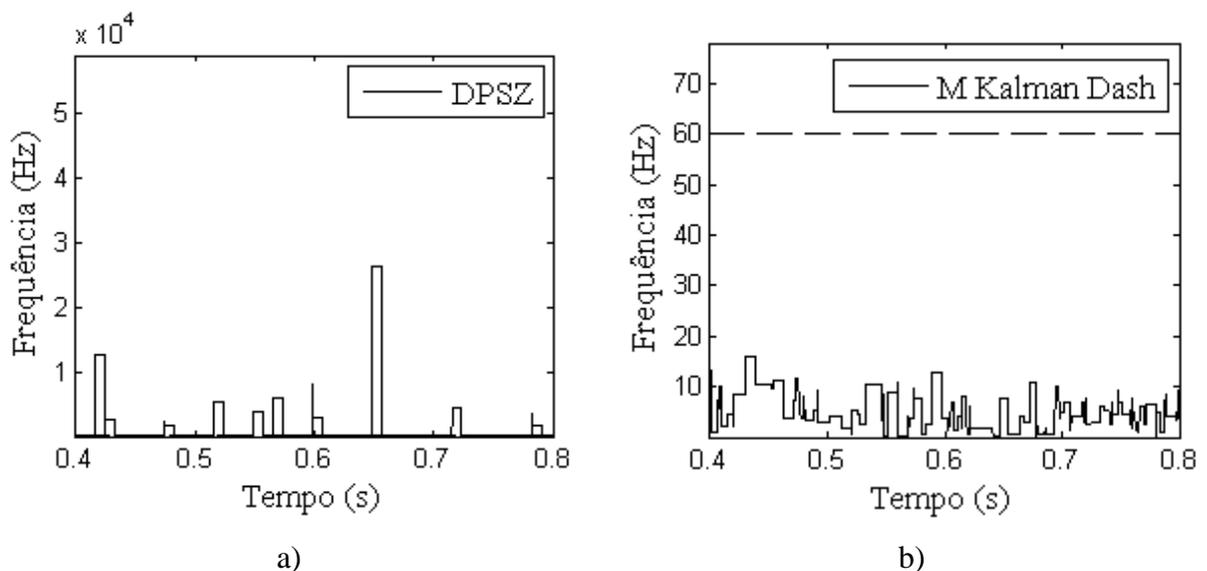
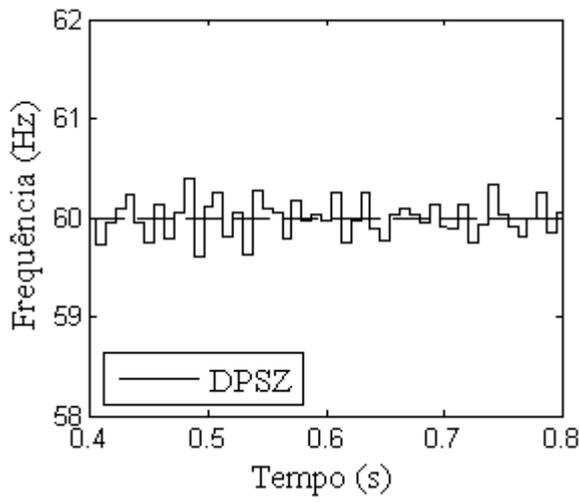


Figura 18 – Respostas para uma SNR de 20 dB e frequência de amostragem de 5.760 Hz

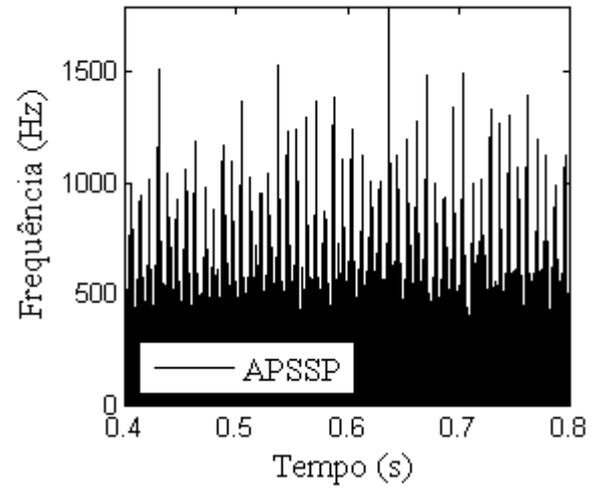
As metodologias propostas apresentaram bons resultados com a utilização do filtro Butterworth na saída dos estimadores. No caso da GRNN, essa filtragem reduz as oscilações causadas pelos ruídos e, no caso da Adaline, as oscilações inerentes ao método.

Tabela 4 – Erro Quadrático Médio de um sinal de frequência 59,5 Hz amostrado a 5.760 Hz e com relação sinal-ruído de 40 dB

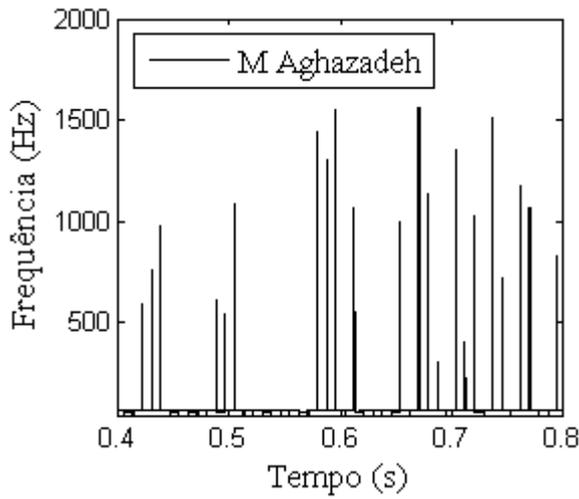
Método	Sem filtro	Com pós-filtragem	Com pré-filtragem	Com pré e pós-filtragem
DPSZ	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	2,17E-04
APSSP	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Aghazadeh	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Phadke	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Fourier Trad.	Não Conv.	1,41E-04	Não Conv.	1,40E-04
Begovic	Não Conv.	2,27E-05	Não Conv.	2,30E-05
Lobos H	Não Conv.	1,76E-04	Não Conv.	1,64E-04
Lobos B	Não Conv.	4,39E-04	Não Conv.	3,19E-04
Autocorrelação	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Abdollahi	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	9,73E-05
Lavopa	1,05E-04	4,45E-05	1,04E-04	4,37E-05
Quinn	8,46E-05	3,47E-05	8,47E-05	3,43E-05
Jacobsen	2,39E-04	7,71E-05	2,39E-04	7,86E-05
Candan	2,39E-04	7,72E-05	2,39E-04	7,86E-05
Macleod	2,85E-04	7,65E-05	2,85E-04	7,80E-05
Aboutanios	2,87E-05	2,35E-05	3,18E-05	2,44E-05
Mulgrew	3,17E-05	3,01E-05	3,24E-05	3,00E-05
Ferreira	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
DPLL	6,26E-05	2,30E-05	5,24E-05	2,28E-05
Wang	2,43E-04	9,57E-05	2,89E-04	9,32E-05
Kalman Pradhan	3,76E-05	2,51E-05	4,89E-05	2,52E-05
Kalman Dash	2,65E-05	5,25E-05	2,10E-05	1,55E-05
GRNN	Não Conv.	7,92E-05	Não Conv.	7,65E-05
Adaline	Não Conv.	9,12E-05	Não Conv.	8,96E-05



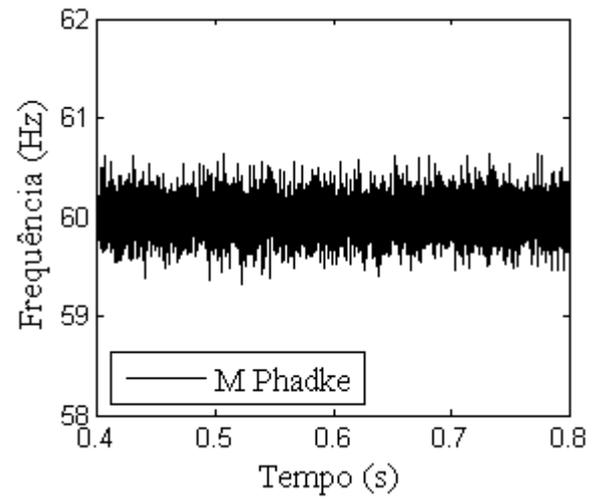
a)



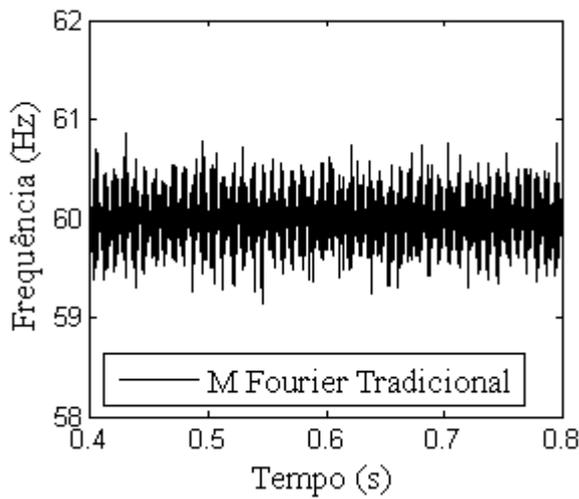
b)



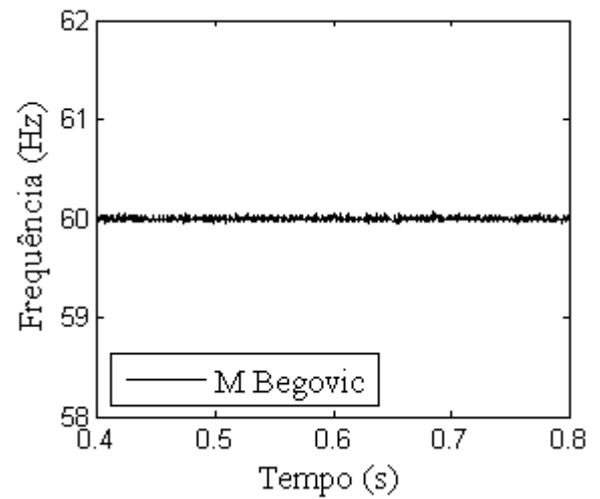
c)



d)

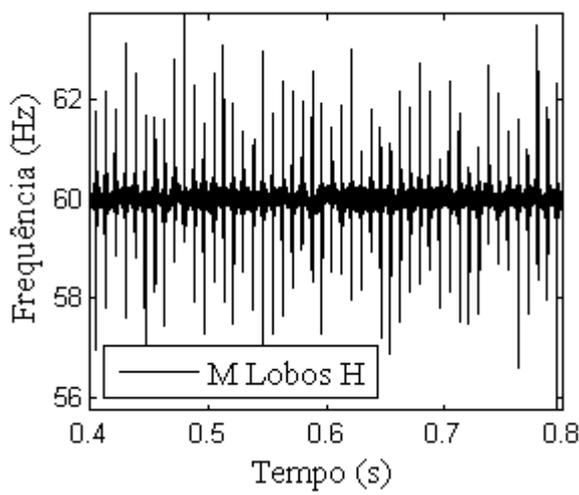


e)

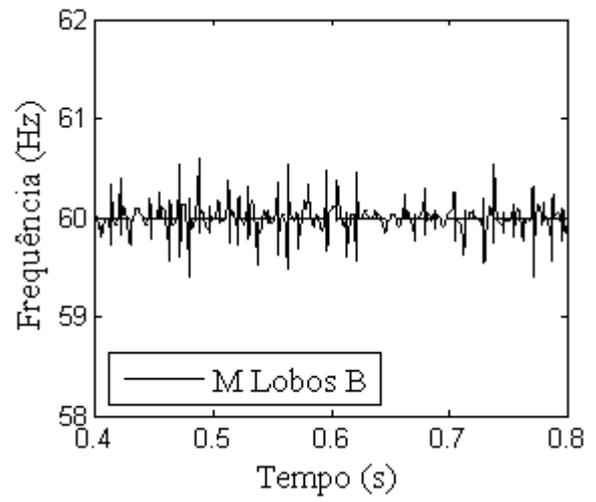


f)

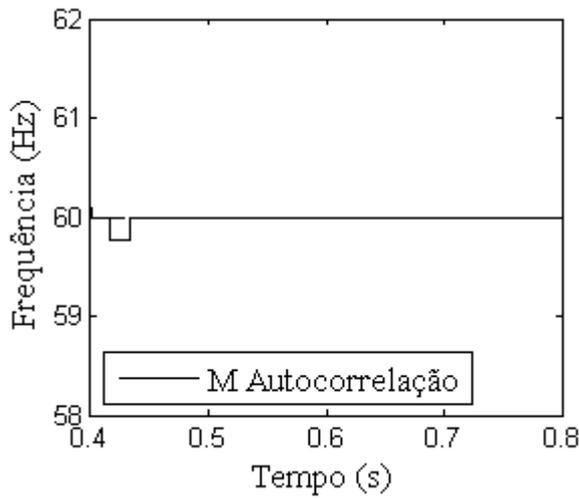
Figura 19 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com SNR de 40 dB



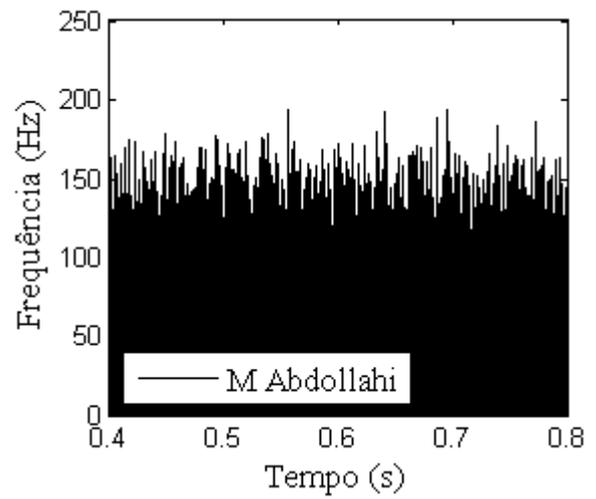
a)



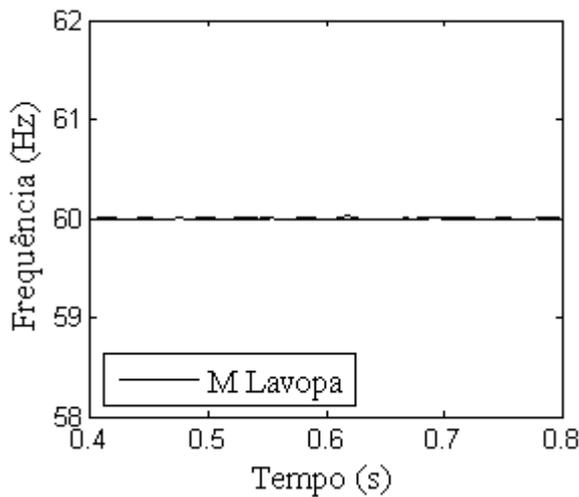
b)



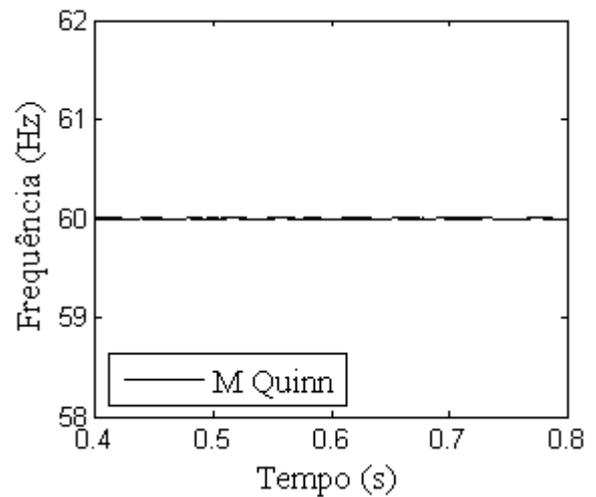
c)



d)

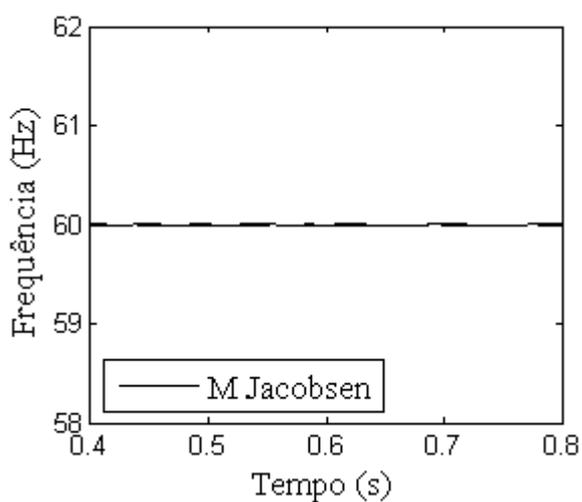


e)

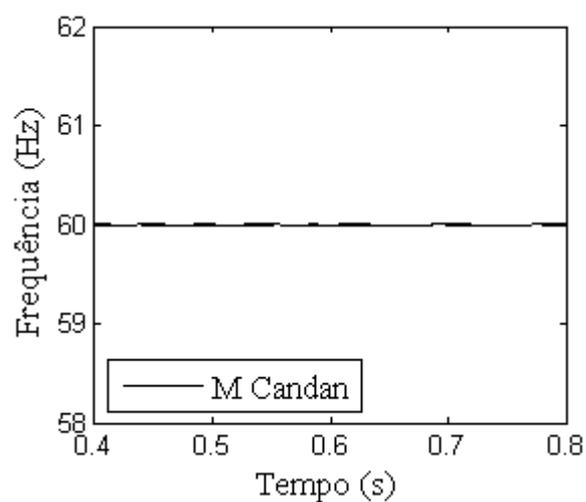


f)

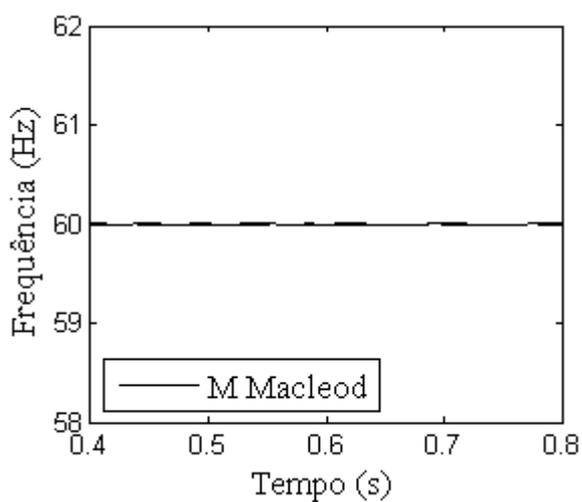
Figura 20 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com SNR de 40 dB



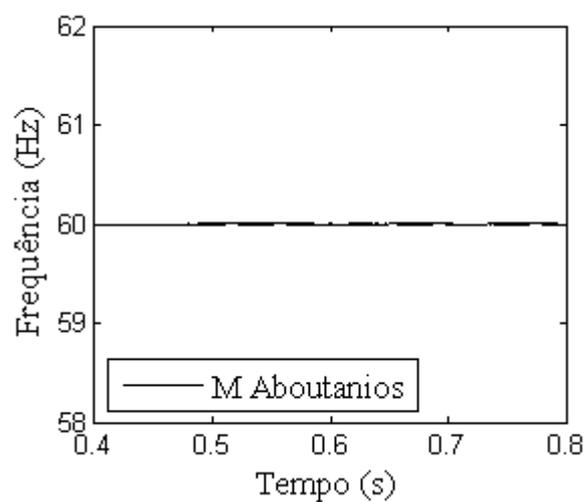
a)



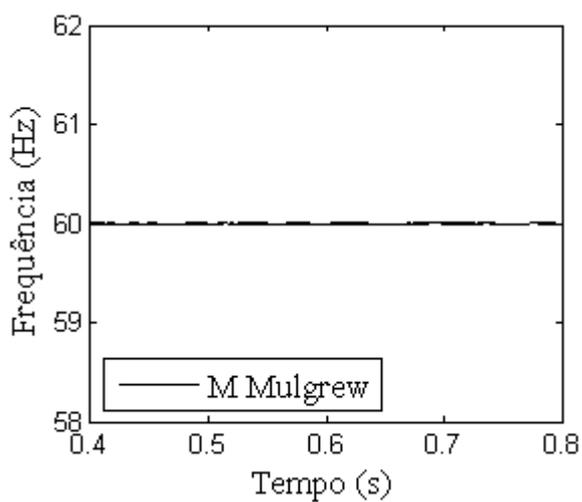
b)



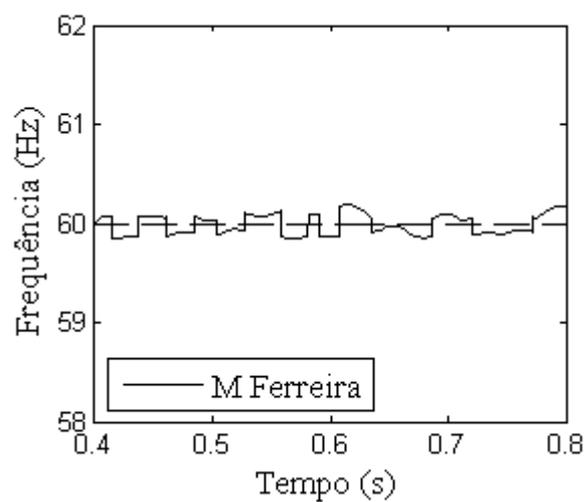
c)



d)

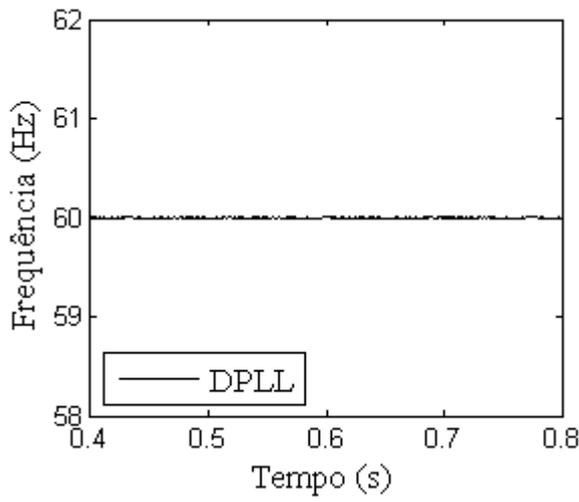


e)

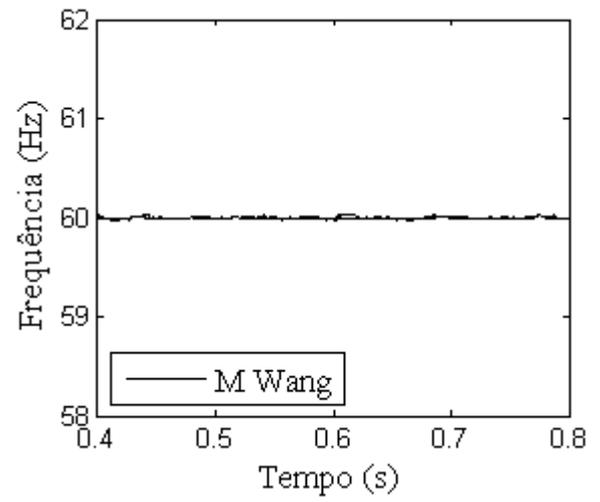


f)

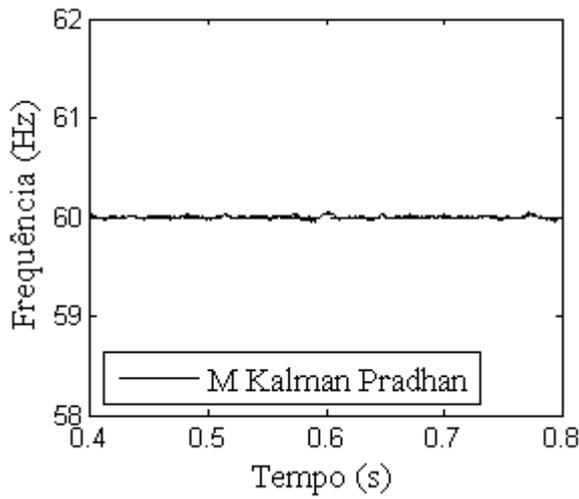
Figura 21– Respostas dos métodos para um sinal senoidal com SNR de 40 dB



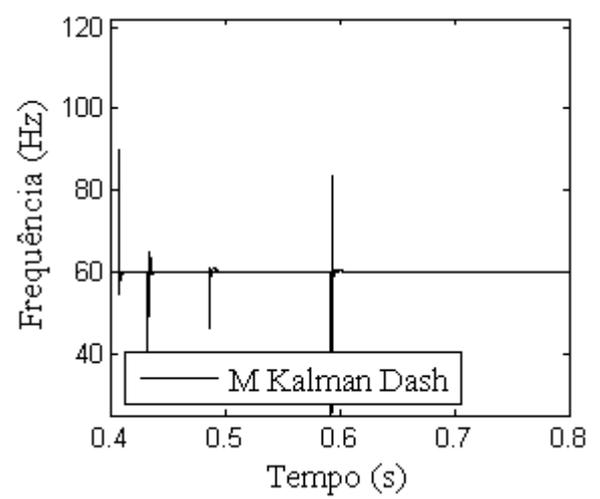
a)



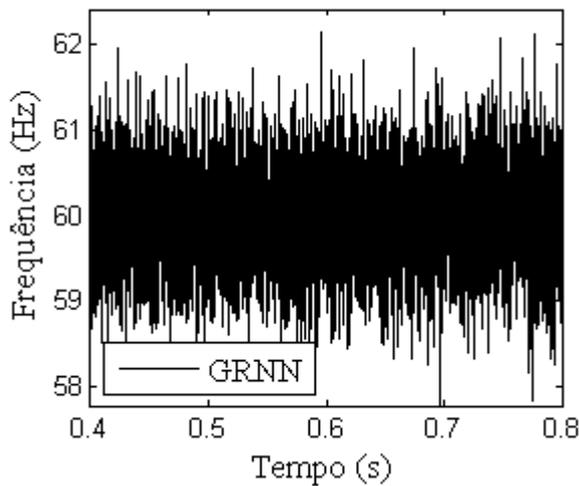
b)



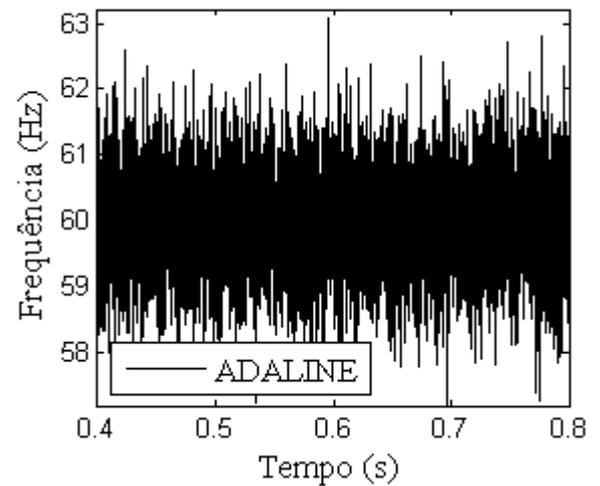
c)



d)

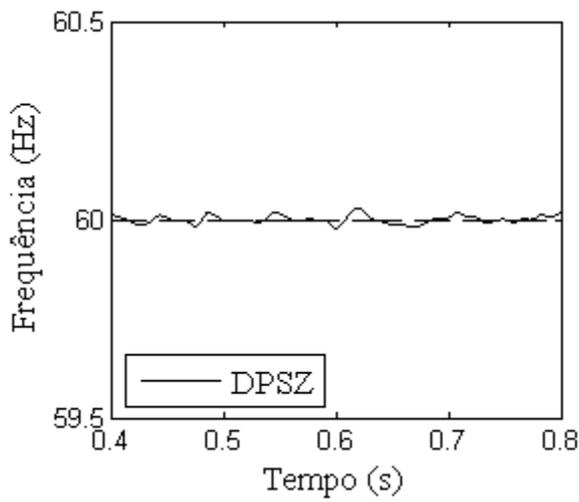


e)

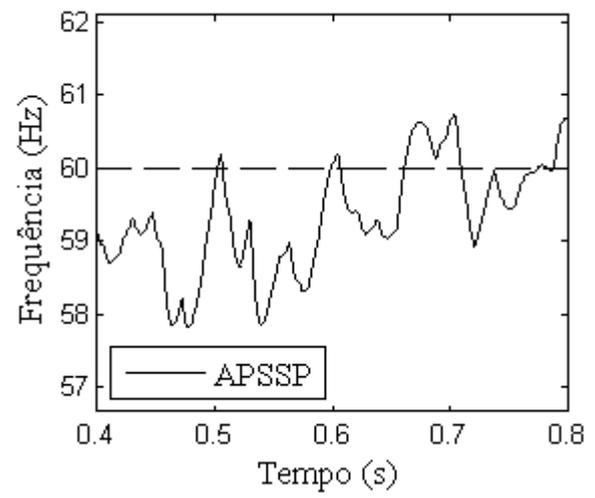


f)

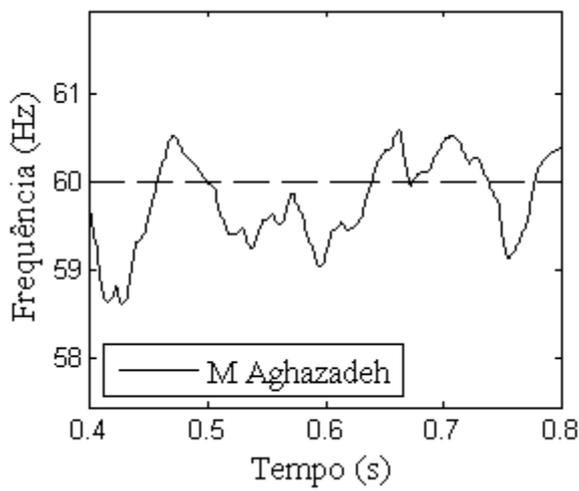
Figura 22 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com SNR de 40 dB



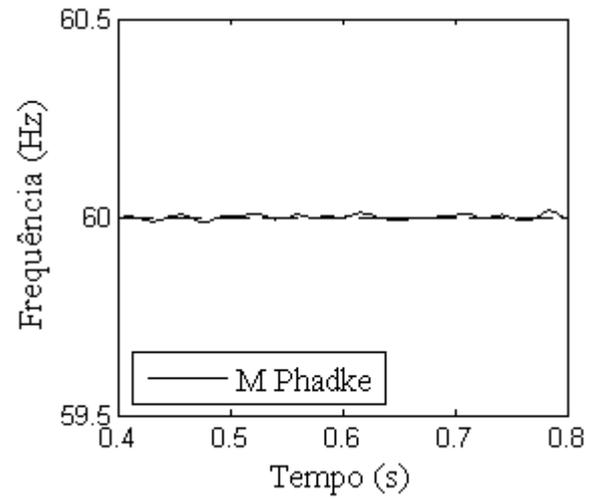
a)



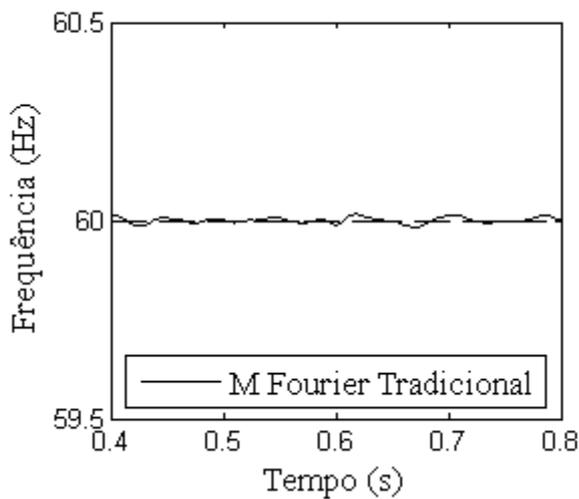
b)



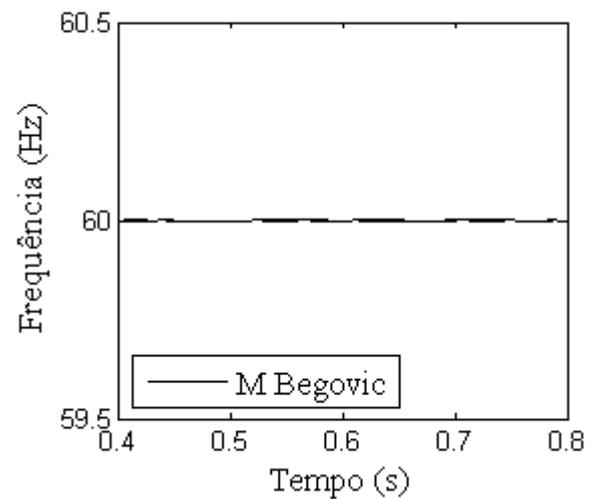
c)



d)

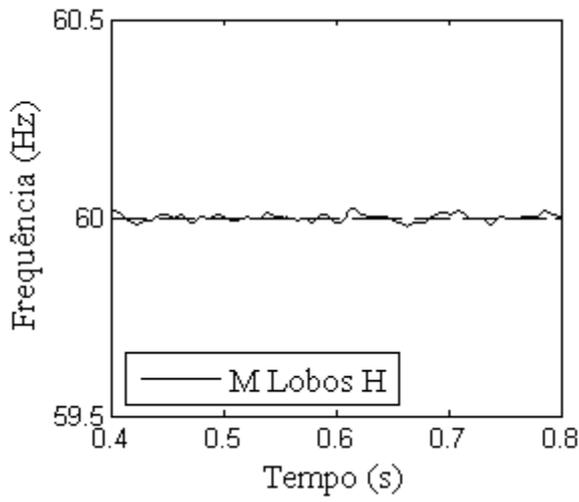


e)

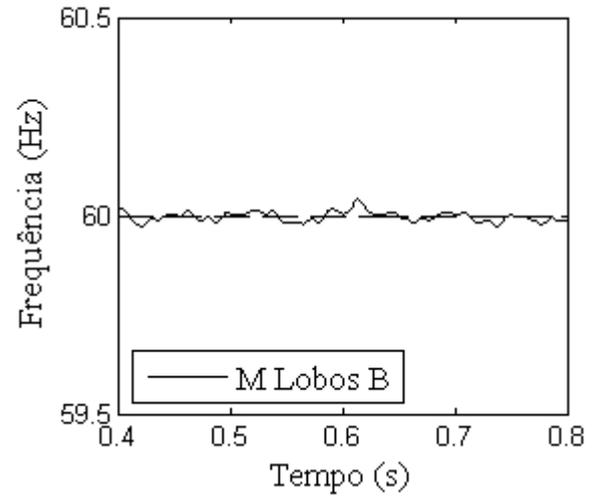


f)

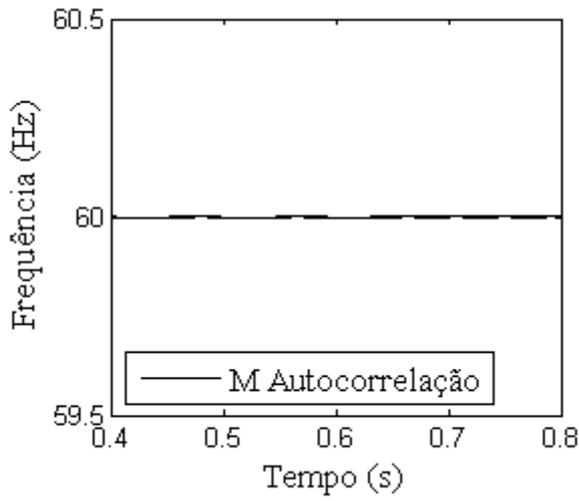
Figura 23 – Respostas filtradas dos métodos para um sinal senoidal com SNR de 40 dB



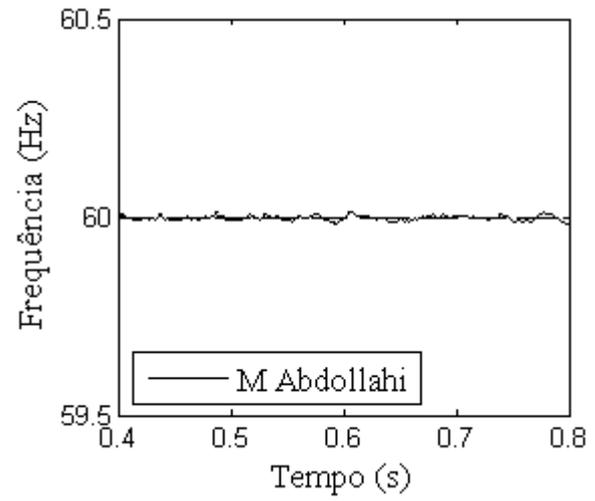
a)



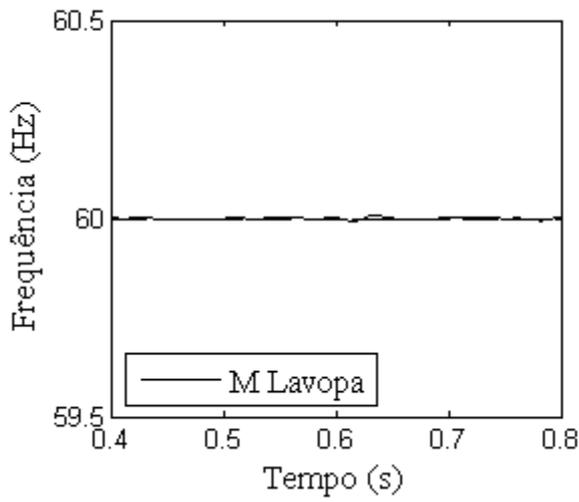
b)



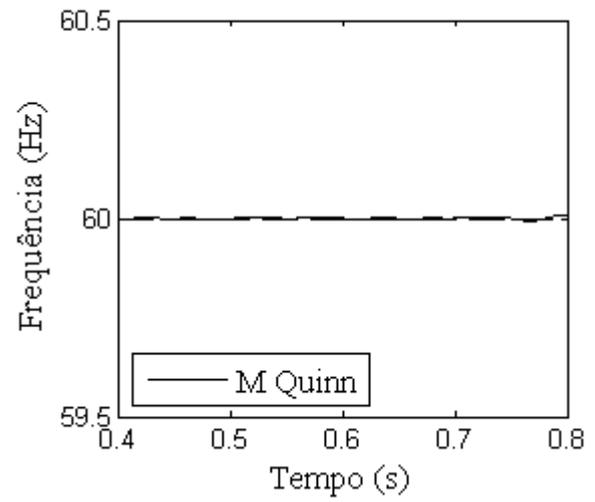
c)



d)

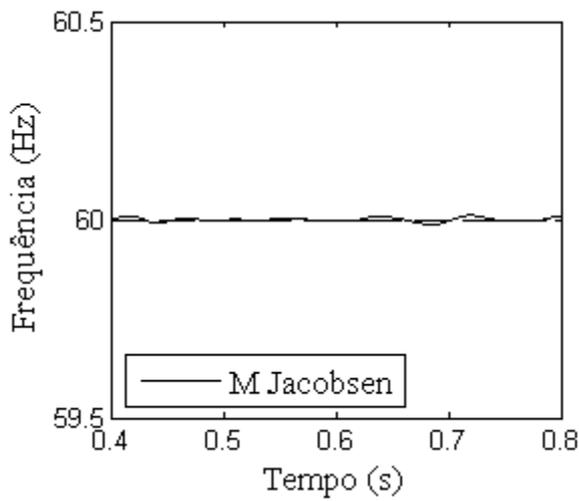


e)

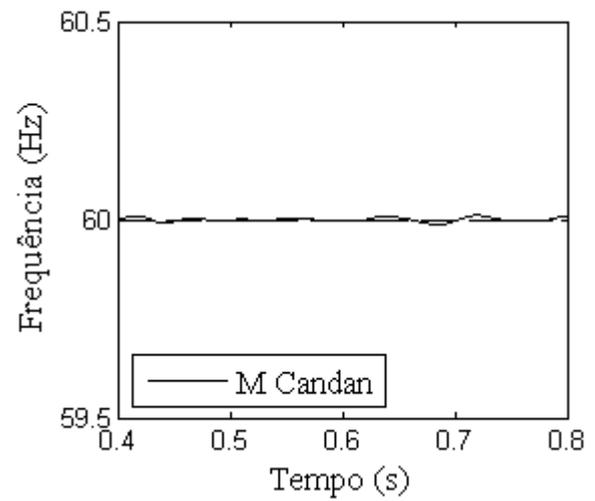


f)

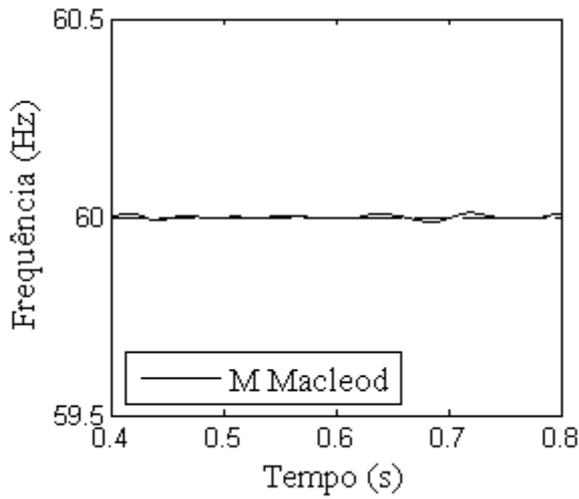
Figura 24 – Respostas filtradas dos métodos para um sinal senoidal com SNR de 40 dB



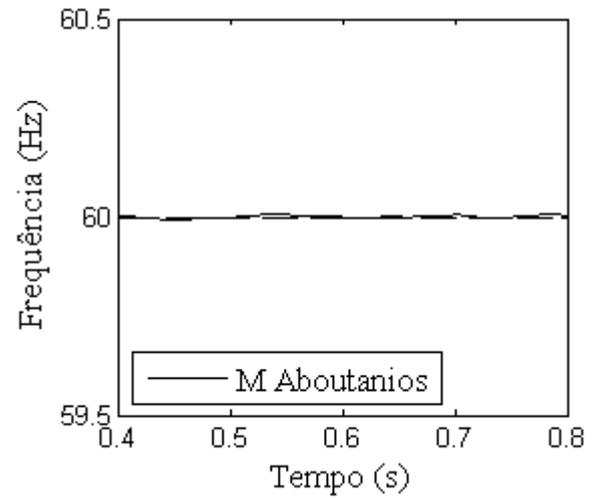
a)



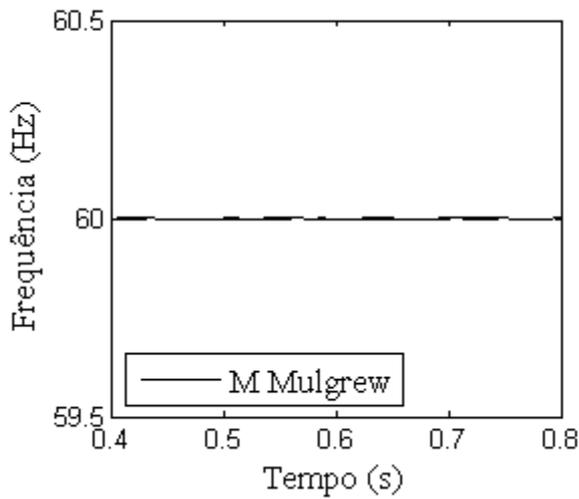
b)



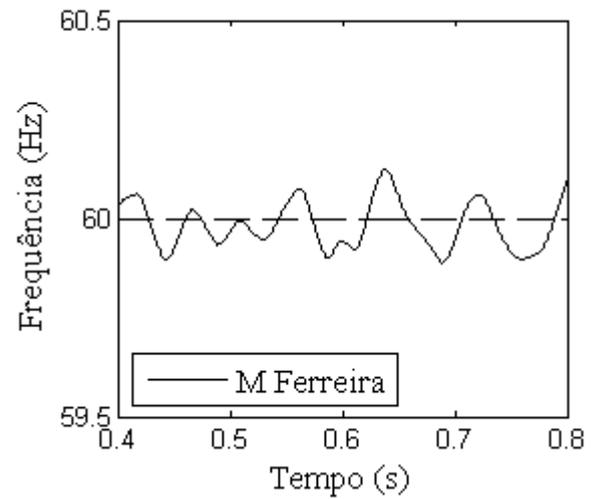
c)



d)

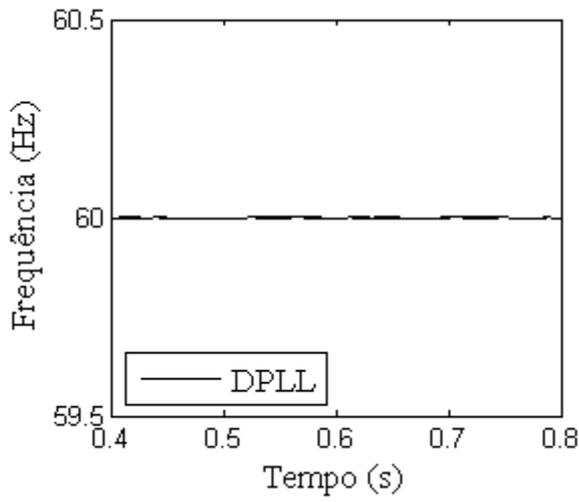


e)

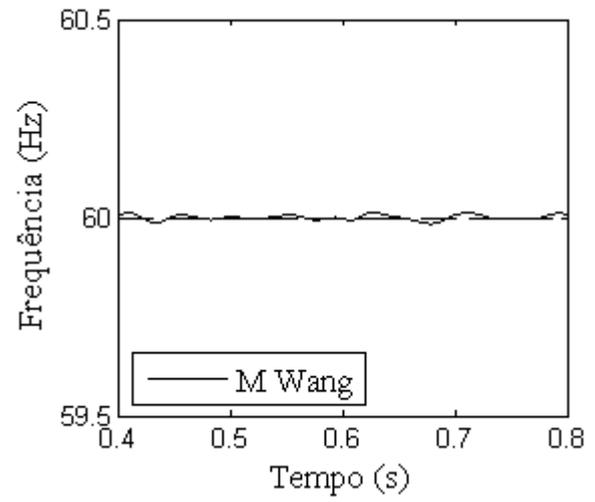


f)

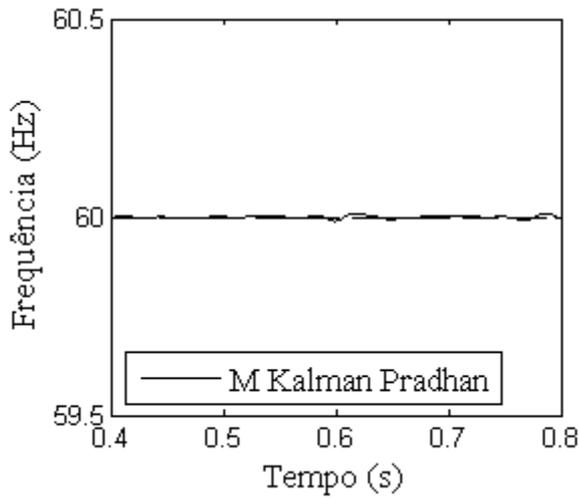
Figura 25 – Respostas filtradas dos métodos para um sinal senoidal com SNR de 40 dB



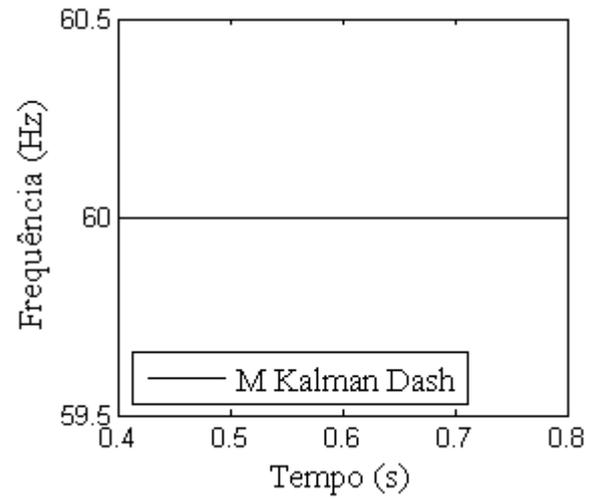
a)



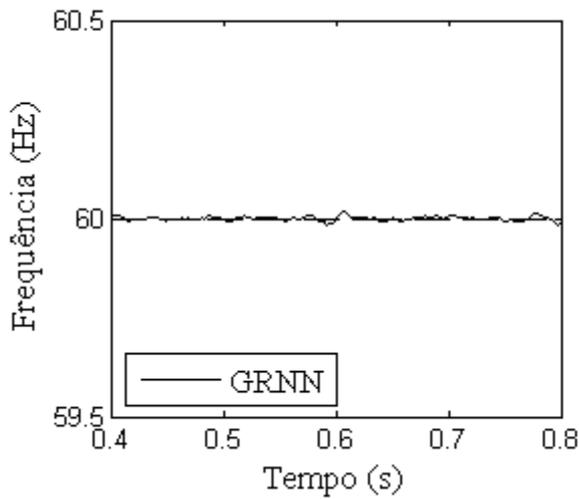
b)



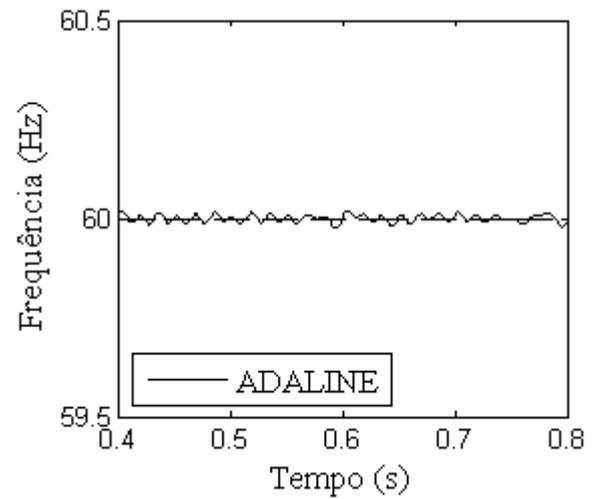
c)



d)



e)



f)

Figura 26 – Respostas filtradas dos métodos para um sinal senoidal com SNR de 40 dB

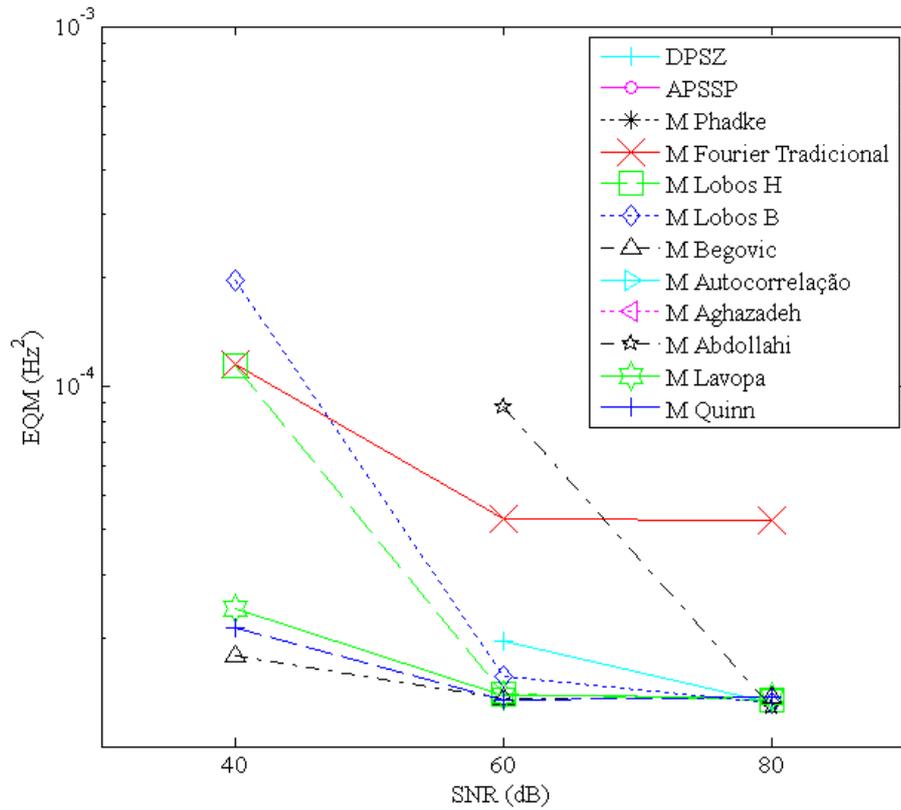


Figura 27 – Erro quadrático médio dos métodos em diversos níveis de ruídos de um sinal de 59,5 Hz

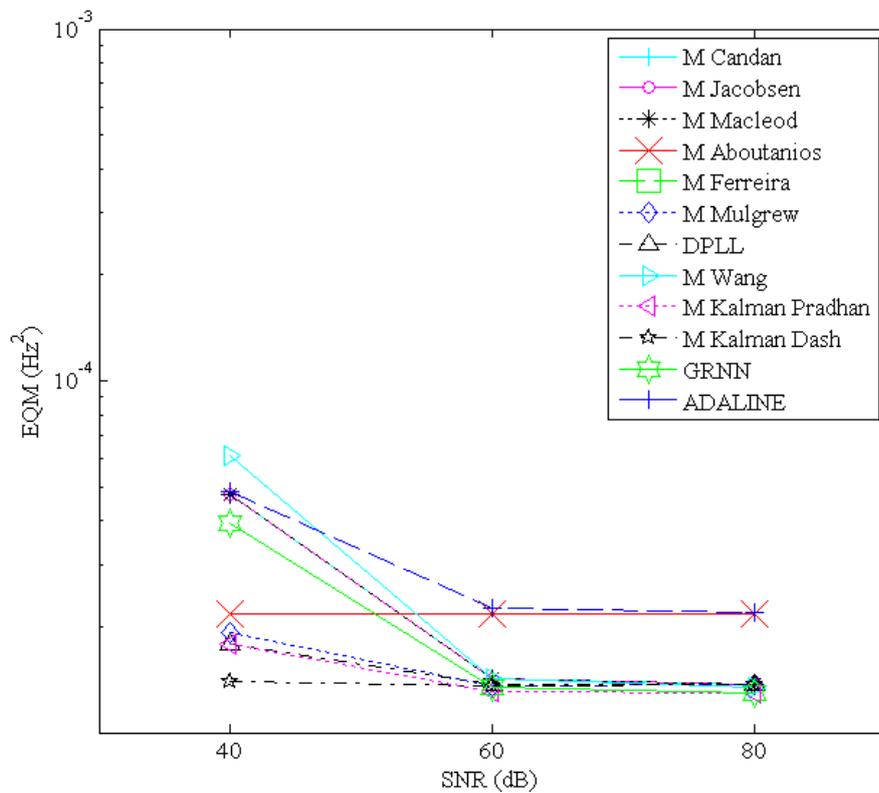


Figura 28 – Erro quadrático médio dos métodos em diversos níveis de ruídos de um sinal de 59,5 Hz

4.5. Caso III: sinal com variação de frequência em degrau

Variações de frequência podem ocorrer no sistema de energia elétrica. Dessa maneira, a fim de determinar a velocidade dos métodos de estimação de frequência, utiliza-se um sinal com variação de frequência em degrau. As variações de frequência em um sistema elétrico de potência normalmente ocorrem de forma relativamente suave, não ocorrendo variações em degrau, entretanto esse teste é importante por se tratar de uma situação extrema em que se pode analisar a convergência de cada método.

Nas figuras 29, 30, 31 e 32, pode-se observar as respostas dos métodos para um sinal com uma variação de frequência de 0,5 Hz, amostrado a 5.760 Hz. De maneira geral, os métodos conseguem rastrear as variações de frequência satisfatoriamente. O método de Phadke, o de Fourier Tradicional e o da Autocorrelação apresentam oscilações. Dessa forma, esses métodos necessitam de amostragem adaptativa ou de uma pós-filtragem para minimizar os erros. No caso do método fundamentado na rede neural Adaline, a oscilação inerente ao método é neutralizada com o uso de filtros na saída do estimador.

Conforme apresentado no item 4.4, muitos métodos necessitam de filtros na entrada e/ou na saída, a fim de minimizar os erros causados por eventos que prejudiquem a qualidade do sinal. Devem ser observados os tempos de convergência desses métodos após a inserção dos filtros, a fim de não comprometer seu desempenho durante transitórios.

Os tempos de convergência das metodologias estão expressos na Tabela 5.

O método de APSSP foi o método mais rápido ao estimar a frequência do sinal, apresentando um tempo de convergência de apenas 0,3 ms, seguido pelo método de Aghazadeh, que apresentou um tempo de convergência de 0,9 ms.

A técnica fundamentada da GRNN apresentou um dos menores tempos de convergência entre os métodos analisados nesta dissertação. O método atingiu a convergência em 5 ms, ou seja, aproximadamente um quarto de ciclo. Quando o filtro é utilizado na entrada e na saída do método, o tempo de convergência foi de 32 ms, ou seja, aproximadamente o tempo que a maioria dos demais métodos apresenta sem a utilização de filtros.

Tabela 5 – Tempo de convergência em segundos dos métodos quando submetidos a uma variação de frequência em degrau de 0,5 Hz

Método	Sem filtro	Com pós-filtragem	Com pré-filtragem	Com pré e pós-filtragem
DPSZ	0,0128	0,0373	0,0141	0,0385
APSSP	0,0003	0,0285	0,0026	0,0295
Aghazadeh	0,0009	0,0290	0,0062	0,0306
Phadke	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Fourier Trad.	Não Conv.	0,0385	Não Conv.	0,0398
Begovic	0,0451	0,0620	0,0464	0,0632
Lobos H	0,0151	0,0382	0,0165	0,0394
Lobos B	0,0125	0,0378	0,0137	0,0392
Autocorrelação	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Abdollahi	0,0019	0,0293	0,0040	0,0306
Lavopa	0,0342	0,0552	0,0354	0,0564
Quinn	0,0372	0,0566	0,0384	0,0578
Jacobsen	0,0382	0,0566	0,0394	0,0580
Candan	0,0382	0,0566	0,0394	0,0580
Macleod	0,0384	0,0566	0,0396	0,0580
Aboutanios	0,0411	0,0582	0,0424	0,0594
Ferreira	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Mulgrew	0,0398	0,0582	0,0410	0,0594
DPLL	0,0465	0,0634	0,0477	0,0646
Wang	0,0274	0,0470	0,0286	0,0483
Kalman Pradhan	0,0413	0,0582	0,0427	0,0594
Kalman Dash	0,0163	0,0403	0,0174	0,0417
GRNN	0,0050	0,0311	0,0064	0,0323
Adaline	Não Conv.	0,0606	Não Conv.	0,0623

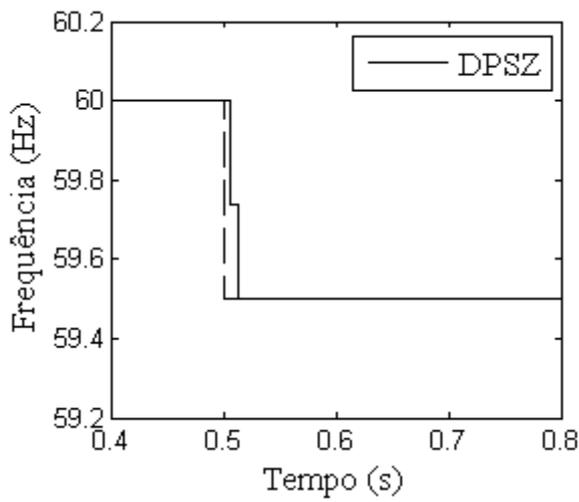
A sobre-elevação pode ser muito prejudicial em aplicações que envolvem relés, pois pode provocar erros, por exemplo, desligamentos desnecessários de equipamentos. Assim, os métodos tiveram suas sobre-elevações contabilizadas, que são expressas na Tabela 6.

A utilização de filtros torna os valores de sobre-elevação dos métodos muito

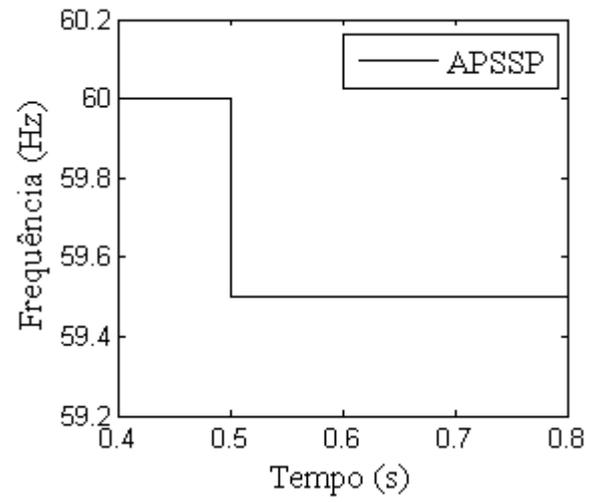
parecidos. No entanto, destacam-se os métodos de DPSZ, APSSP, Aghazadeh, Lobos, Abdollahi, Lavopa e Quinn. Estes apresentaram erros nulos ou muito pequenos na ausência de filtros.

Tabela 6 – Sobre-elevação em Hertz dos métodos quando submetidos a uma variação de frequência em degrau de 0,5 Hz

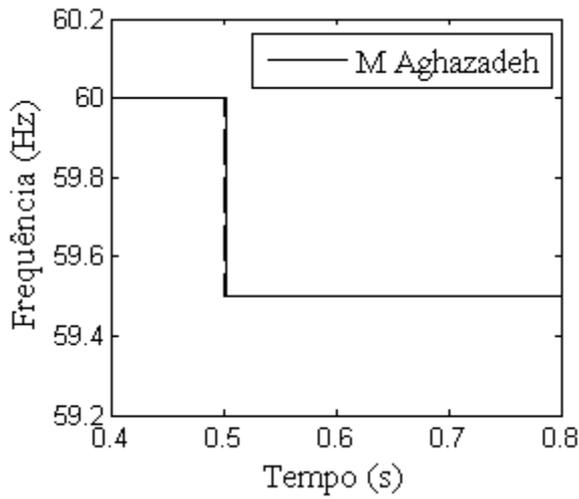
Método	Sem filtro	Com pós-filtragem	Com pré-filtragem	Com pré e pós-filtragem
DPSZ	1,66E-04	2,00E-02	3,75E-04	2,00E-02
APSSP	0,00E+00	2,16E-02	4,35E-02	2,17E-02
Aghazadeh	0,00E+00	2,16E-02	2,42E-01	2,16E-02
Phadke	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Fourier Trad.	Não Conv.	2,70E-02	Não Conv.	2,70E-02
Begovic	5,70E-03	1,04E-02	4,24E-03	1,04E-02
Lobos H	1,73E-11	2,06E-02	9,84E-04	2,05E-02
Lobos B	1,73E-11	2,10E-02	4,70E-04	2,10E-02
Autocorrelação	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Abdollahi	0,00E+00	2,16E-02	1,45E-02	2,15E-02
Lavopa	6,24E-10	1,74E-02	4,21E-06	1,73E-02
Quinn	0,00E+00	1,51E-02	0,00E+00	1,50E-02
Jacobsen	1,44E-02	1,51E-02	1,44E-02	1,51E-02
Candan	1,44E-02	1,51E-02	1,44E-02	1,51E-02
Macleod	1,98E-02	1,52E-02	2,00E-02	1,52E-02
Aboutanios	2,93E-03	1,60E-02	2,93E-03	1,60E-02
Ferreira	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Mulgrew	2,53E-01	2,22E-01	2,53E-01	2,22E-01
DPLL	1,56E-03	1,09E-02	1,49E-03	1,09E-02
Wang	1,99E-03	1,74E-02	1,99E-03	1,73E-02
Kalman Pradhan	2,31E-02	2,97E-02	2,31E-02	2,96E-02
Kalman Dash	1,94E-01	2,17E-02	1,91E-01	2,17E-02
GRNN	4,49E-03	2,14E-02	2,94E-03	2,14E-02
Adaline	Não Conv.	7,35E-02	Não Conv.	7,33E-02



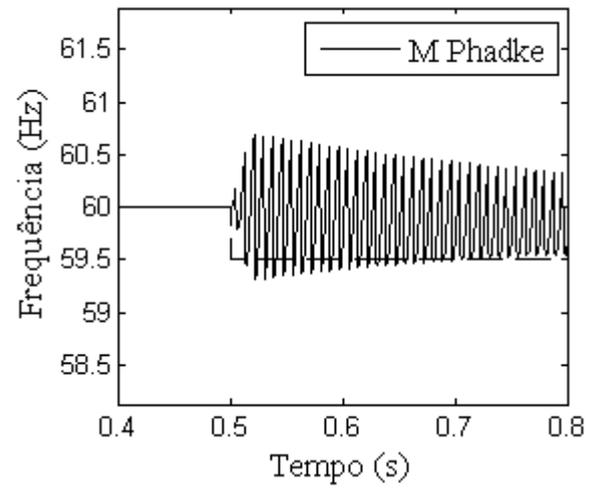
a)



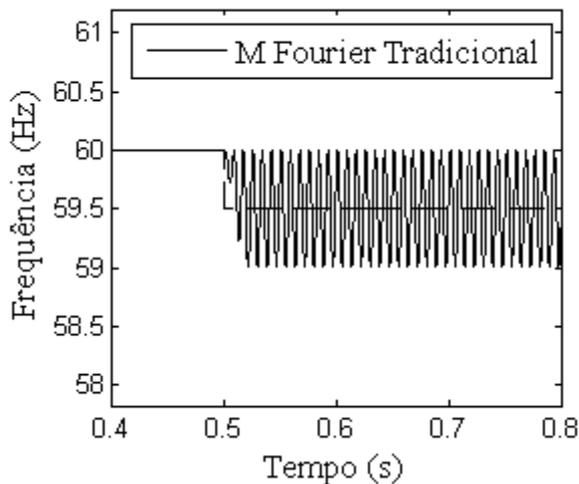
b)



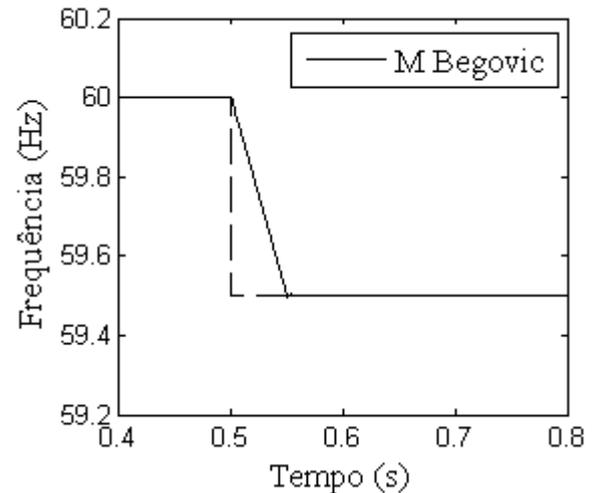
c)



d)

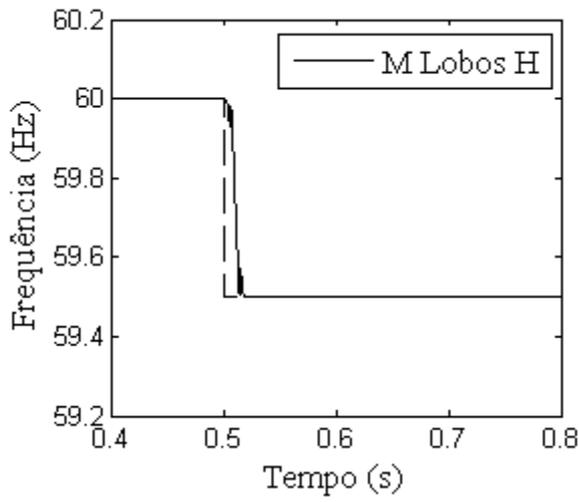


e)

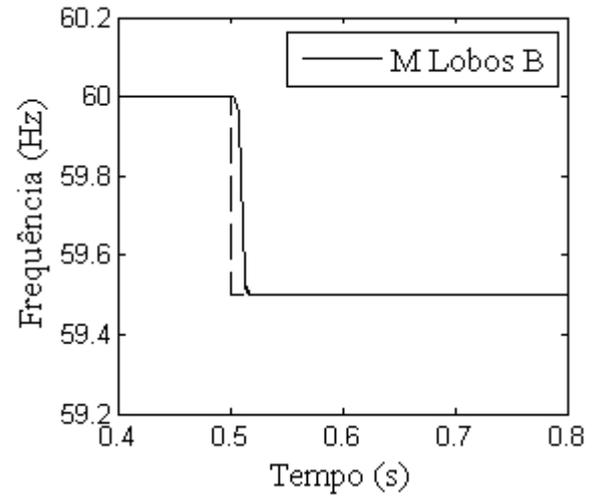


f)

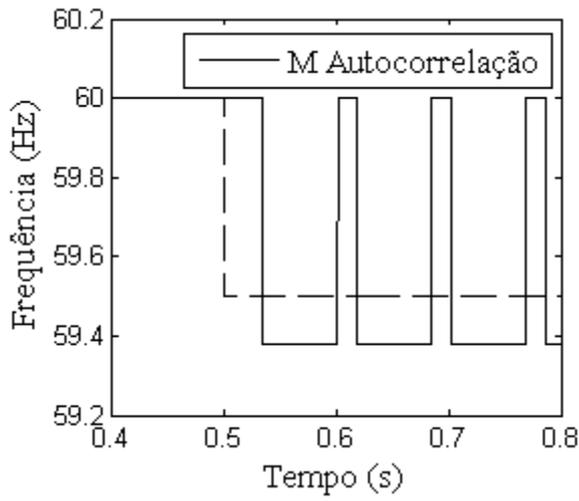
Figura 29 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com uma variação de frequência em degrau de 0,5 Hz



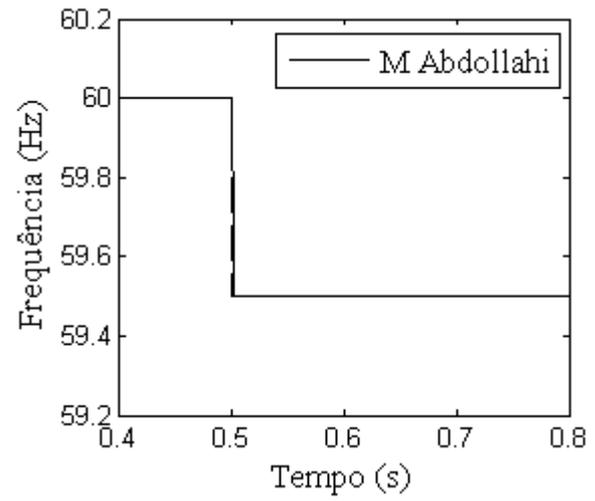
a)



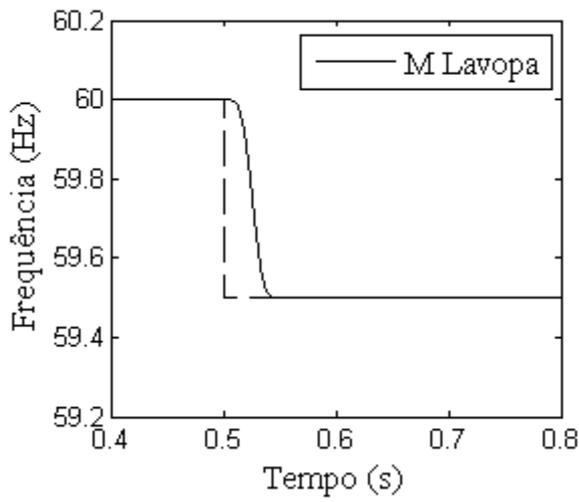
b)



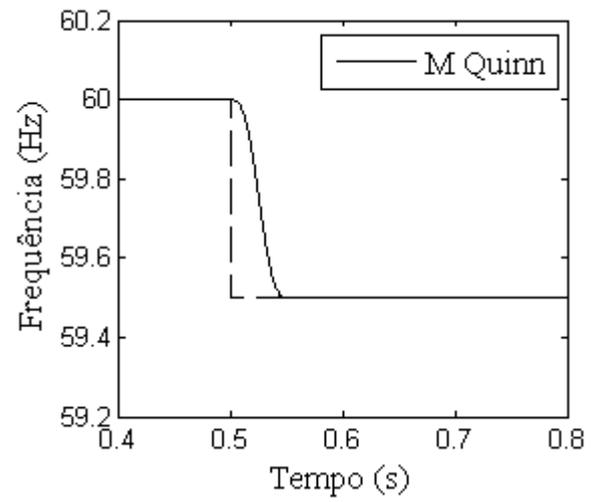
c)



d)

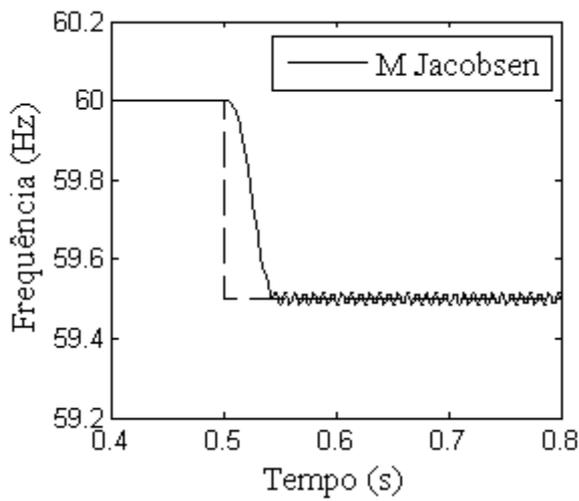


e)

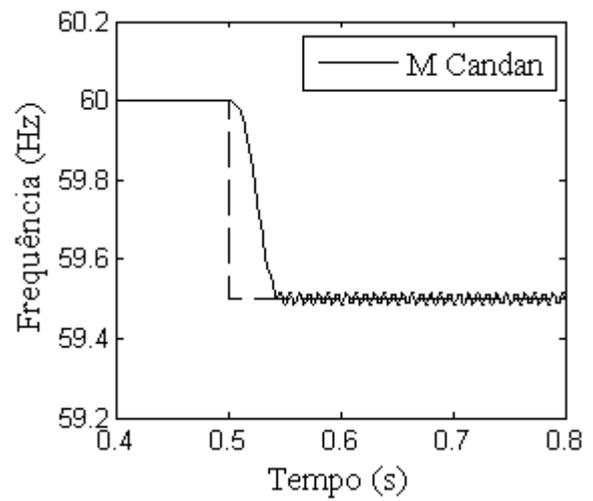


f)

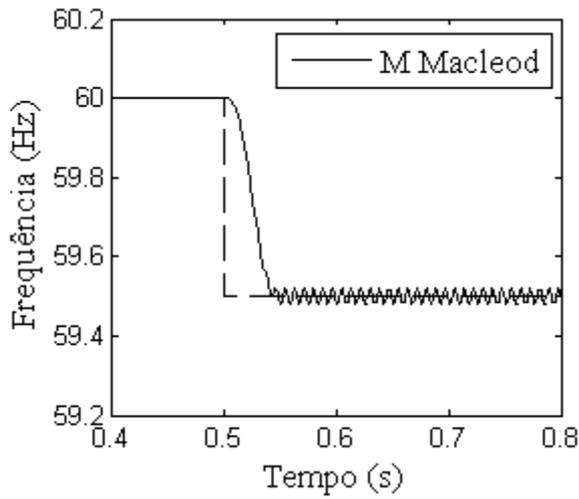
Figura 30 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com uma variação de frequência em degrau de 0,5 Hz



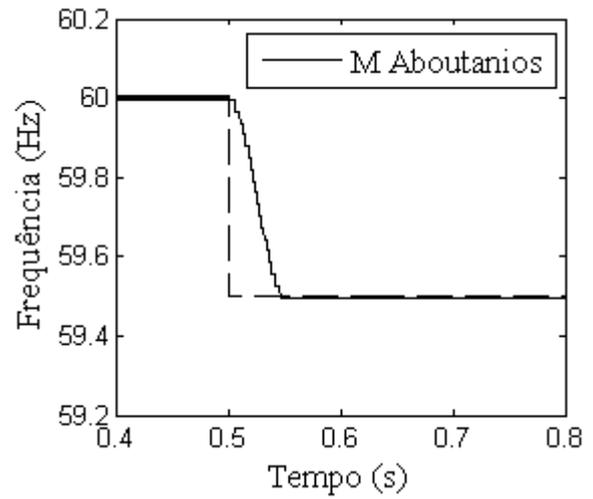
a)



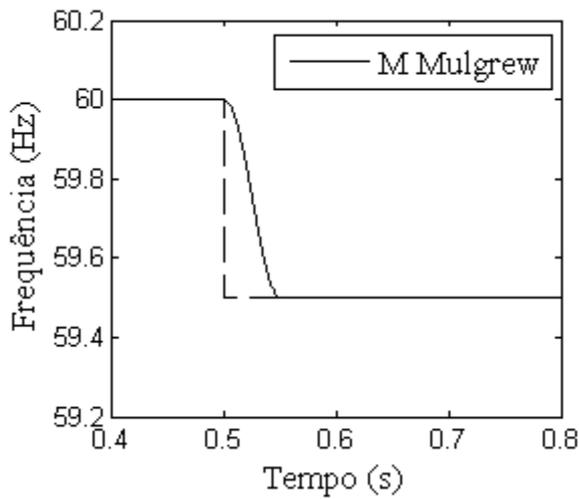
b)



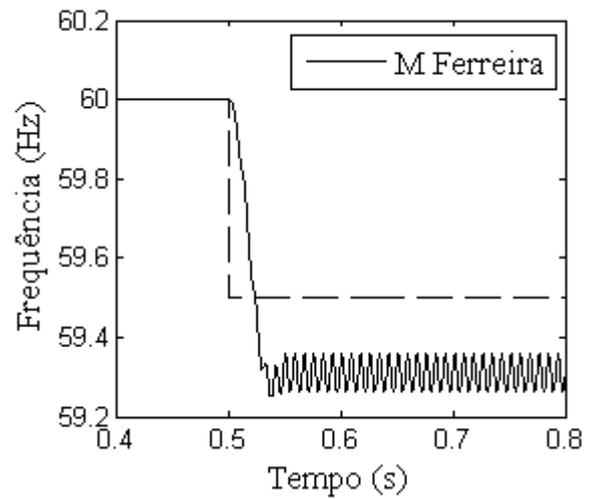
c)



d)

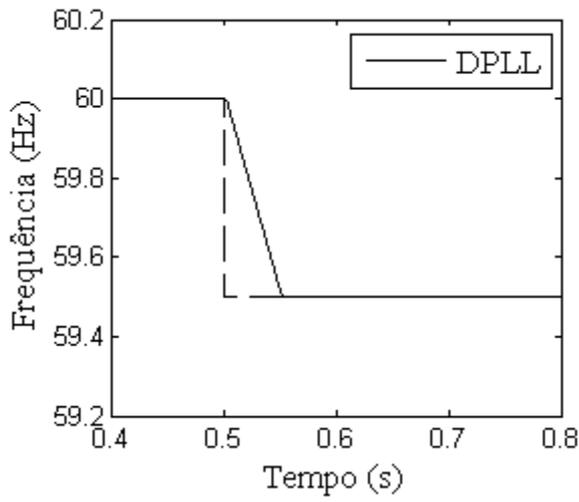


e)

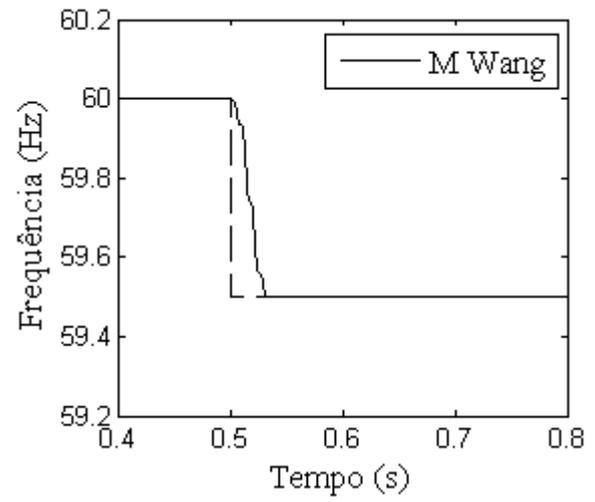


f)

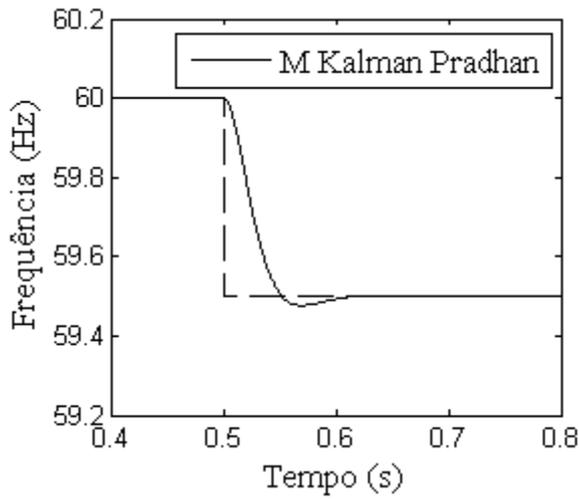
Figura 31 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com uma variação de frequência em degrau de 0,5 Hz



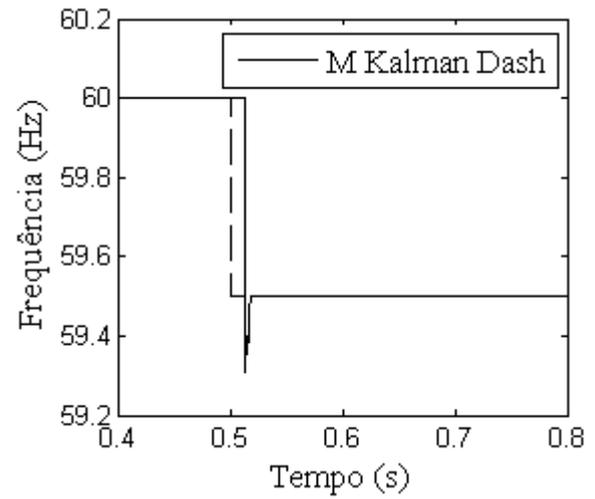
a)



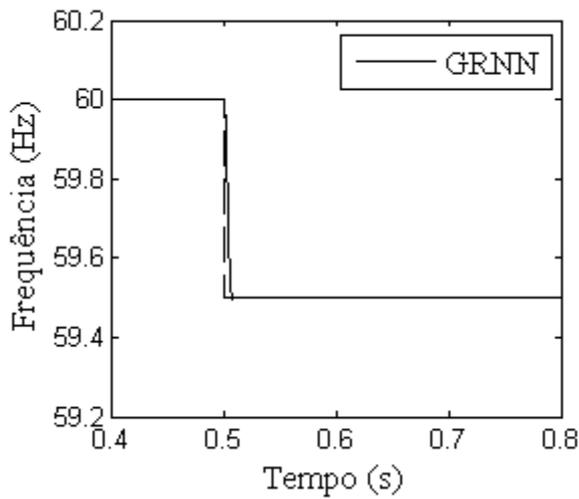
b)



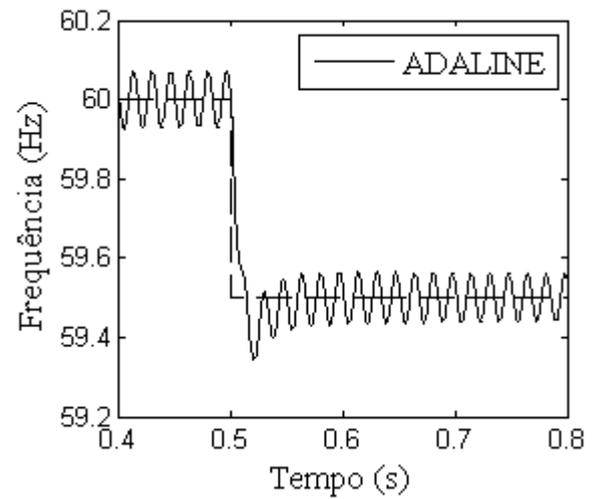
c)



d)



e)



f)

Figura 32 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com uma variação de frequência em degrau de 0,5 Hz

4.6. Caso IV: sinal com harmônicas

Os testes foram realizados para um sinal com Distorção harmônica Individual de Tensão (DIT), conforme os valores de referência para tensões maiores que 69 kV e menores ou iguais a 230 kV (ANEEL, 2012). Na Tabela 7, são apresentadas as respostas dos métodos para um sinal de frequência fundamental de 60 Hz e contendo 1% de harmônica de segunda ordem. Os métodos foram avaliados para sinais com diversas taxas de amostragem (de 16 a 256 amostras por ciclo da fundamental).

É notável a superioridade dos métodos da Autocorrelação, dos fundamentados no filtro de Kalman e dos fundamentados na transformada de Fourier. Pode-se perceber, por meio da Tabela 7, que os algoritmos responderam de maneira semelhante para 16, 32, 64, 96, 128 e 256 amostras por ciclo.

Uma vez que os métodos fundamentados em Fourier têm desempenho semelhante para sinais com harmônicas de frequência mais altas, pois apresentam ganho nulo para múltiplas da fundamental, nas próximas análises, não será apresentado o desempenho dos métodos de Phadke, Fourier Tradicional, Begovic, Lavopa, Quinn, Candan, Jacobsen, Macleod, Aboutanios, Ferreira, Mulgrew e Wang. Será ainda suprimida a análise do Método da Autocorrelação.

Novos testes foram realizados aplicando um filtro Butterworth na entrada e outro na saída dos métodos. Os testes contemplam harmônicas de até 25^a ordem, em amplitudes de acordo com o aceitável para redes de 69 até 230 kV segundo a Aneel (2012). As respostas são apresentadas através do erro quadrático médio, por meio das tabelas 8, 9, 10, 11, 12 e 13. Elas permitem perceber que o método de APSSP não converge para nenhum dos testes realizados. A técnica de Aghazadeh também encontrou problemas para harmônicas com várias ordens de frequência.

O método de Detecção de Passagem do Sinal por Zero convergiu após a filtragem, e pôde-se perceber que é mais sensível às harmônicas de ordem par.

O método da GRNN apresentou um erro ligeiramente superior para harmônicas de segunda e terceira ordens. Considerando que as harmônicas de ordem par são mais raras em sistemas elétricos de potência, e as harmônicas de ordem múltipla de três, desde que equilibradas, podem ser facilmente filtradas pela transformada de Clark, ou por um transformador ligado em delta, esse erro um pouco superior não inviabiliza seu uso em sistemas elétricos de potência.

A partir da harmônica de quarta ordem, os erros das metodologias estão relacionados

basicamente ao transitório do conjunto filtros e método de estimação, pois praticamente a resposta independe da ordem da harmônica.

O método da Adaline apresentou erros praticamente constantes em todo o espectro de frequências analisado.

Tabela 7 – Erro Quadrático Médio de sinal contaminado com 1% de harmônica de segunda ordem

Método	16	32	64	96	128	256
DPSZ	Não Conv.	Não Conv.				
APSSP	Não Conv.	Não Conv.				
Aghazadeh	Não Conv.	Não Conv.				
Phadke	2,19E-07	1,46E-06	1,10E-06	1,13E-06	1,15E-06	9,99E-07
Fourier Trad.	5,80E-08	2,13E-06	1,56E-06	1,04E-06	1,13E-06	1,13E-06
Begovic	2,39E-07	1,21E-06	2,31E-06	1,32E-06	1,15E-06	6,01E-07
Lobos H	Não Conv.	Não Conv.				
Lobos B	Não Conv.	Não Conv.				
Autoco.	0	0	0	0	0	0
Abdollahi	Não Conv.	Não Conv.				
Lavopa	5,25E-11	8,68E-10	2,02E-09	2,46E-09	2,70E-09	3,05E-09
Quinn	1,18E-06	8,34E-07	6,88E-07	6,06E-07	5,72E-07	4,98E-07
Jacobsen	1,42E-07	3,35E-07	4,28E-07	4,58E-07	4,72E-07	4,93E-07
Candan	1,42E-07	3,36E-07	4,29E-07	4,58E-07	4,72E-07	4,93E-07
Macleod	1,44E-07	3,54E-07	4,60E-07	4,94E-07	5,10E-07	5,35E-07
Aboutan.	6,84E-05	1,93E-04	2,31E-04	2,91E-04	2,38E-04	2,49E-04
Ferreira	1,38E-04	1,32E-04	1,31E-04	1,31E-04	1,31E-04	1,31E-04
Mulgrew	2,17E-06	1,74E-06	1,59E-06	1,52E-06	1,50E-06	1,59E-06
DPLL	3,89E-06	6,23E-06	2,63E-06	1,62E-06	8,97E-07	9,30E-07
Wang	3,01E-07	1,27E-06	1,25E-06	1,21E-06	1,18E-06	1,30E-06
Pradhan	2,00E-05	3,66E-05	3,89E-05	1,38E-04	4,21E-04	6,55E+04
Dash	2,84E-05	2,97E-05	8,61E-06	1,52E-05	6,55E-06	1,80E-05
GRNN	Não Conv.	Não Conv.				
Adaline	Não Conv.	4,59E-04	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.

Tabela 8 – Erro Quadrático Médio de sinais amostrados a 5.760 Hz com harmônicas

Método	1%Ord. 2	2%Ord. 3	0,5%Ord. 4	2,5%Ord. 5
DPSZ	4,14E-04	1,32E-05	5,18E-05	1,32E-05
APSSP	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Aghazadeh	9,21E-04	Não Conv.	6,77E-04	Não Conv.
Lobos H.	6,72E-05	9,66E-05	1,32E-05	1,81E-05
Lobos B.	1,04E-04	Não Conv.	1,30E-05	1,35E-05
Abdollahi	Não Conv.	Não Conv.	4,55E-05	Não Conv.
DPLL	1,39E-05	1,39E-05	1,39E-05	1,39E-05
Kalman Pradhan	1,32E-05	1,33E-05	1,31E-05	1,31E-05
Kalman Dash	1,42E-05	Não Conv.	1,50E-05	1,24E-05
GRNN	4,43E-04	9,69E-05	1,28E-05	1,31E-05
Adaline	2,82E-05	2,79E-05	2,13E-05	2,20E-05

Tabela 9 – Erro Quadrático Médio de sinais amostrados a 5.760 Hz com harmônicas

Método	0,5%Ord. 6	2%Ord. 7	0,5%Ord. 8	1%Ord. 9
DPSZ	1,97E-05	1,32E-05	1,50E-05	1,32E-05
APSSP	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Aghazadeh	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Lobos H.	1,32E-05	1,34E-05	1,32E-05	1,32E-05
Lobos B.	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05
Abdollahi	1,49E-05	2,24E-05	1,33E-05	2,58E-05
DPLL	1,39E-05	1,39E-05	1,39E-05	1,39E-05
Kalman Pradhan	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05
Kalman Dash	5,90E-05	1,42E-05	1,50E-05	1,54E-05
GRNN	1,31E-05	1,32E-05	1,31E-05	1,31E-05
Adaline	2,12E-05	2,13E-05	2,12E-05	2,12E-05

Tabela 10 – Erro Quadrático Médio de sinais amostrados a 5.760 Hz com harmônicas

Método	0,5%Ord. 10	1,5%Ord. 11	0,5%Ord. 12	1,5%Ord. 13
DPSZ	1,32E-05	1,32E-05	1,31E-05	1,32E-05
APSSP	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Aghazadeh	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Lobos H.	1,32E-05	1,32E-05	1,32E-05	1,32E-05
Lobos B.	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05
Abdollahi	1,32E-05	3,09E-05	1,25E-05	1,31E-05
DPLL	1,39E-05	1,39E-05	1,39E-05	1,39E-05
Kalman Pradhan	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05	1,31E-05
Kalman Dash	1,52E-05	1,47E-05	1,50E-05	1,53E-05
GRNN	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05
Adaline	2,12E-05	2,12E-05	2,12E-05	2,12E-05

Tabela 11 – Erro Quadrático Médio de sinais amostrados a 5.760 Hz com harmônicas

Método	0,5%Ord. 14	0,5%Ord. 15	0,5%Ord. 16	1%Ord. 17
DPSZ	1,38E-05	1,32E-05	1,28E-05	1,32E-05
APSSP	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Aghazadeh	4,72E-04	Não Conv.	6,09E-05	Não Conv.
Lobos H.	1,32E-05	1,32E-05	1,32E-05	1,32E-05
Lobos B.	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05
Abdollahi	1,26E-05	1,26E-05	1,25E-05	1,31E-05
DPLL	1,39E-05	1,39E-05	1,39E-05	1,39E-05
Kalman Pradhan	1,30E-05	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05
Kalman Dash	1,52E-05	1,52E-05	1,53E-05	1,50E-05
GRNN	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05
Adaline	2,12E-05	2,12E-05	2,12E-05	2,12E-05

Tabela 12 – Erro Quadrático Médio de sinais amostrados a 5.760 Hz com harmônicas

Método	0,5%Ord. 18	1%Ord. 19	0,5%Ord. 20	1%Ord. 21
DPSZ	1,32E-05	1,32E-05	1,32E-05	1,32E-05
APSSP	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Aghazadeh	4,79E-05	Não Conv.	2,68E-04	Não Conv.
Lobos H.	1,32E-05	1,32E-05	1,32E-05	1,32E-05
Lobos B.	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05
Abdollahi	1,30E-05	1,30E-05	1,25E-05	1,26E-05
DPLL	1,39E-05	1,39E-05	1,39E-05	1,39E-05
Kalman Pradhan	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05
Kalman Dash	1,48E-05	1,52E-05	1,52E-05	1,52E-05
GRNN	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05
Adaline	2,12E-05	2,12E-05	2,12E-05	2,12E-05

Tabela 13 – Erro Quadrático Médio de sinais amostrados a 5.760 Hz com harmônicas

Método	0,5%Ord. 22	1%Ord. 23	0,5%Ord. 24	0,5%Ord. 25
DPSZ	1,33E-05	1,32E-05	1,32E-05	1,32E-05
APSSP	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.	Não Conv.
Aghazadeh	4,60E-04	1,77E-03	4,69E-04	Não Conv.
Lobos H.	1,32E-05	1,32E-05	1,32E-05	1,32E-05
Lobos B.	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05	1,30E-05
Abdollahi	1,26E-05	1,26E-05	1,26E-05	1,25E-05
DPLL	1,39E-05	1,39E-05	1,39E-05	1,39E-05
Kalman Pradhan	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05
Kalman Dash	1,52E-05	1,53E-05	1,53E-05	1,48E-05
GRNN	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05	1,31E-05
Adaline	2,12E-05	2,12E-05	2,12E-05	2,12E-05

4.7. Caso V: sinal com sub-harmônicas

As sub-harmônicas são bastante conhecidas por causar flutuação de tensão, que se manifesta pela cintilação luminosa. Nesta seção, busca-se testar sua influência sobre os algoritmos de estimação de frequência. Para isso, geraram-se sinais com 3% da fundamental de frequência 30 Hz, amostrada a 960 Hz. As respostas dos métodos podem ser vistas nas figuras 33, 34, 35 e 36.

Em geral, os métodos apresentam dificuldades em diferenciar sub-harmônicas de variação de frequência. As componentes sub-harmônicas causam oscilações na resposta, ultrapassando os limites definidos para a convergência. Uma vez que o erro quadrático médio deve ser calculado após a convergência da resposta, esse índice não é usado para avaliação desse caso.

Entre os métodos, destacam-se o da Autocorrelação, de Aboutanios, Mulgrew e Pradhan, que apresentaram erros muito baixos para esse tipo de sinal.

4.8. Caso VI: sinal com variação de frequência em rampa

Os métodos de estimação de frequência podem sofrer imprecisões quando a frequência está variando. Dessa maneira, testaram-se os métodos para sinais com rampa de frequência, com variação de 5 Hz/s. As frequências estimadas por cada uma das técnicas são apresentadas nas figuras 37, 38, 39 e 40. Os testes foram realizados considerando um sinal pré-filtrado amostrado a uma frequência de 7.680 Hz. As figuras apresentam as respostas dos métodos na ausência e na presença de filtros na saída dos métodos.

De maneira geral, os métodos conseguem estimar a variação da frequência satisfatoriamente. O método de Phadke não consegue rastrear a variação de frequência. O método da Autocorrelação teve problemas em estimar a frequência devido à sua baixa resolução. O método de Fourier Tradicional consegue rastrear a variação da frequência, desde que seja aplicada uma pós-filtragem na resposta.

A técnica de Ferreira não converge ao final da rampa de frequência, e o método de Dash se mostrou lento, sendo necessários vários reinícios da matriz de covariância.

A metodologia proposta, que utiliza a rede Adaline, apresentou excelente resposta, mesmo com a utilização de pós-filtragem. O atraso provocado pelo método foi de aproximadamente um ciclo. Esse tempo é menor do que o de outros métodos que não utilizam

pós-filtragem, tais como os métodos de Pradhan, Wang, DPLL, Lavopa, Quinn, Begovic, Jacobsen, Candan, Macleod, Aboutanios e Mulgrew.

Outros métodos apresentaram boas respostas, tais como o método de Lobos, GRNN, APSSP, Aghazadeh e Abdollahi.

4.9. Caso VII: sinal com variação senoidal de frequência

Os métodos foram ainda testados para um sinal em que a frequência varia de forma senoidal, de acordo com a equação (123). A frequência de amostragem utilizada é 7.680 Hz.

$$f_t = 60 + 0,5 \text{ sen}(2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot t) \quad (123)$$

As respostas obtidas por cada método estão expostas nas figuras 41, 42, 43 e 44. Os métodos da GRNN e Abdollahi apresentam excelentes respostas a esse tipo de sinal, sendo estes os mais rápidos e precisos. Os métodos Adaline, APSSP e Aghazadeh também foram rápidos, mas necessitam de filtros para eliminar oscilações nas respostas, o que os torna mais lentos.

A técnica de Dash e a técnica de Phadke não conseguiram rastrear as variações de frequência. Os demais métodos não se destacaram devido à baixa velocidade.

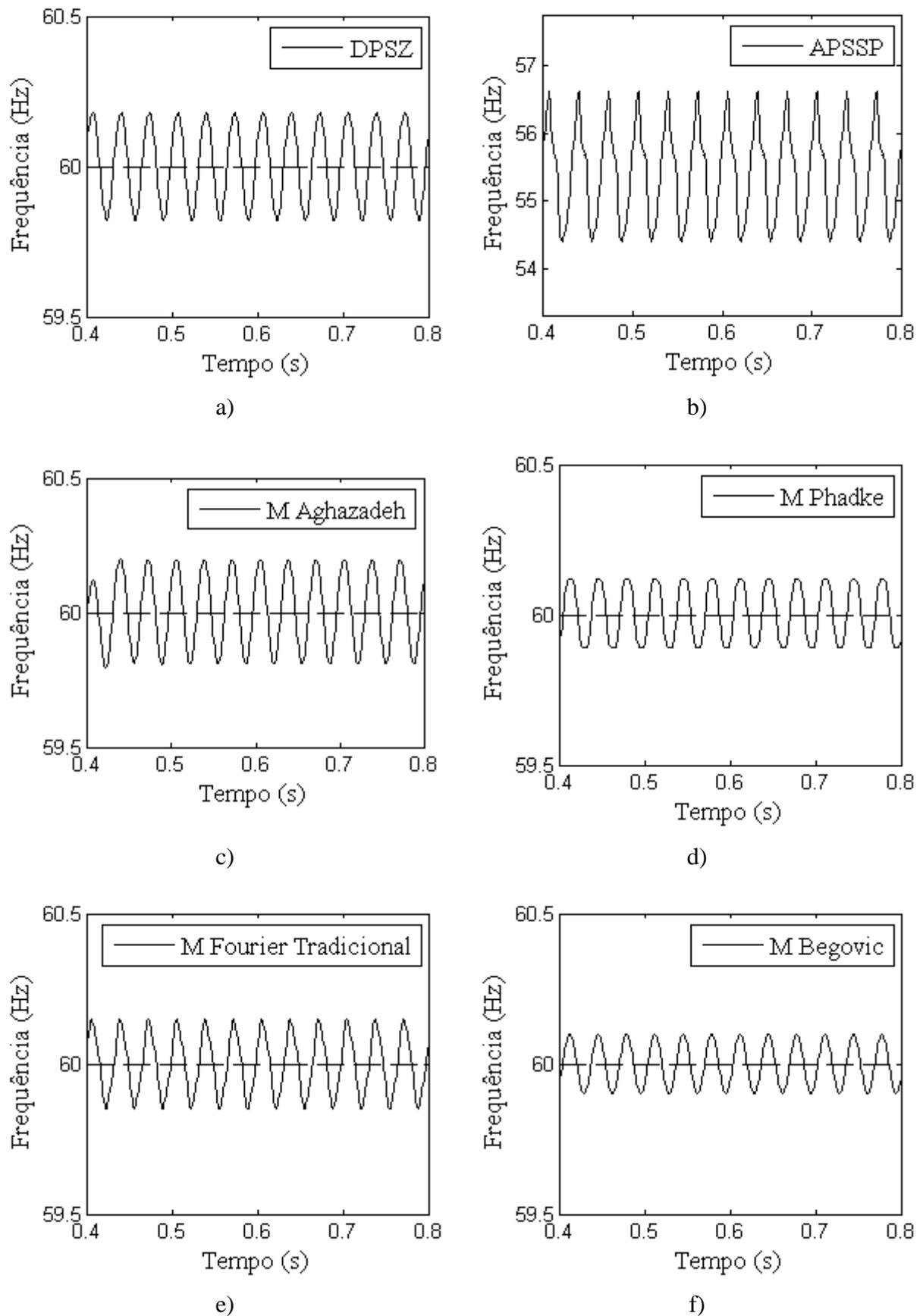


Figura 33 – Respostas dos métodos para um sinal com sub-harmônicas

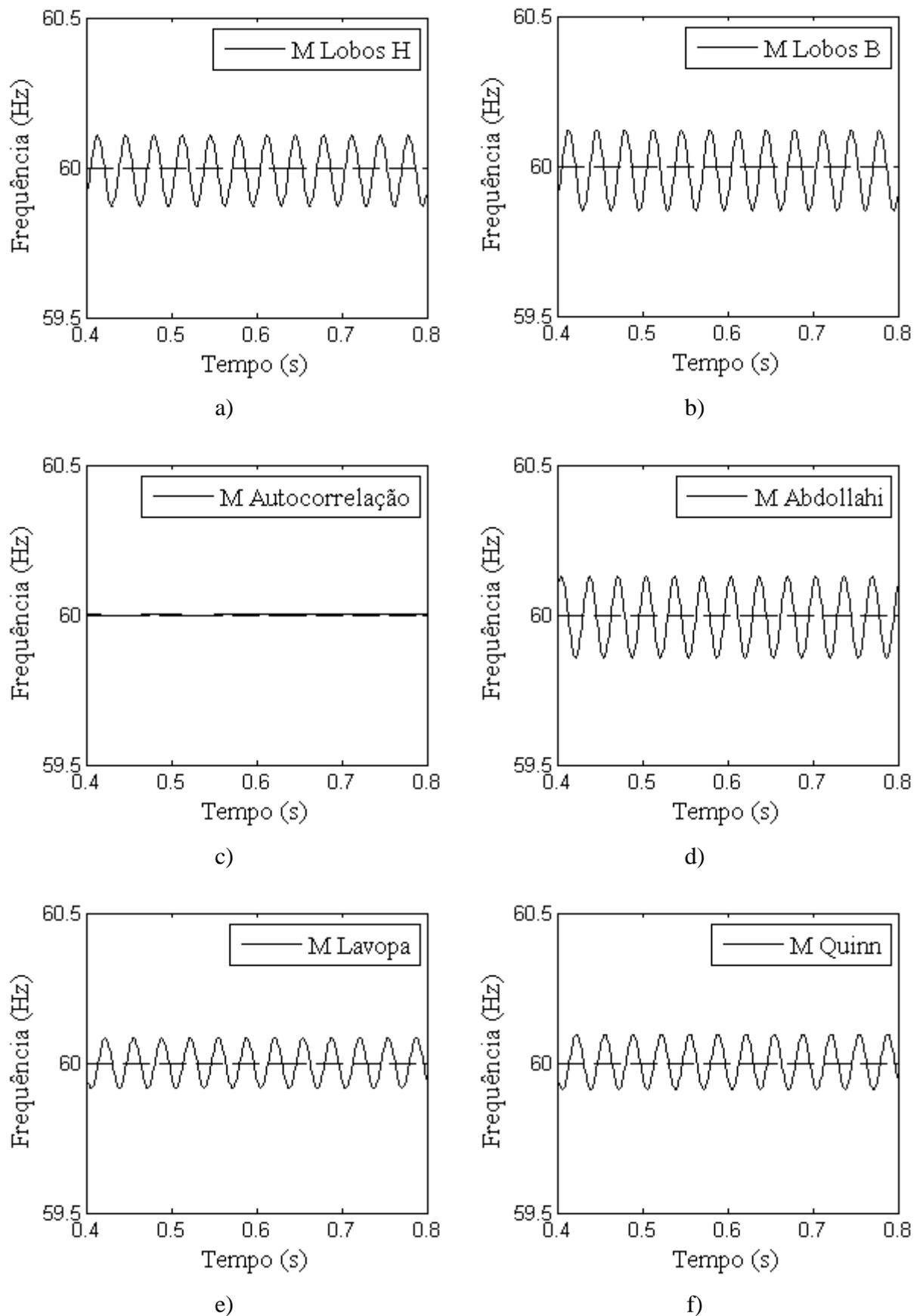


Figura 34 – Respostas dos métodos para um sinal com sub-harmônicas

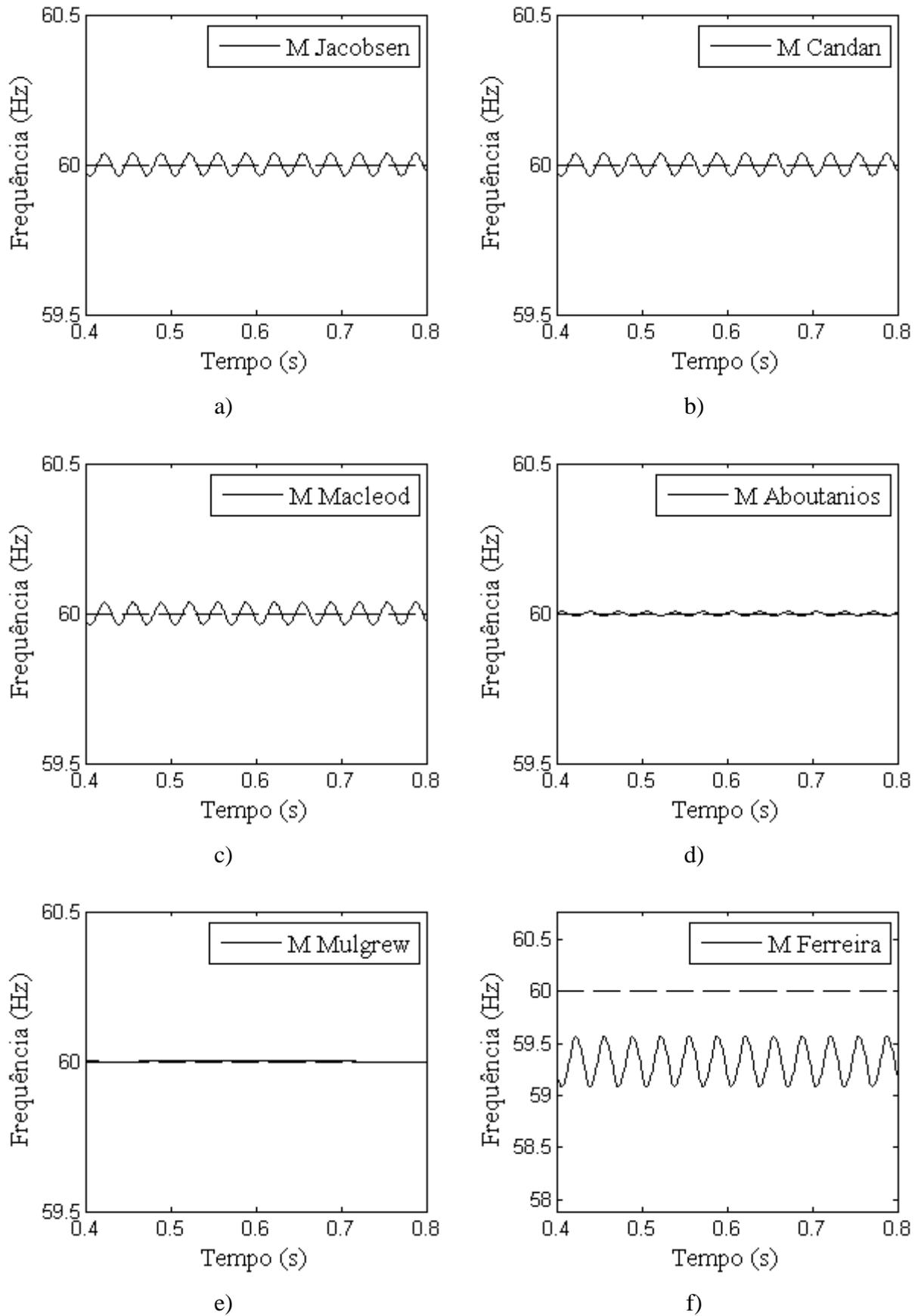


Figura 35 – Respostas dos métodos para um sinal com sub-harmônicas

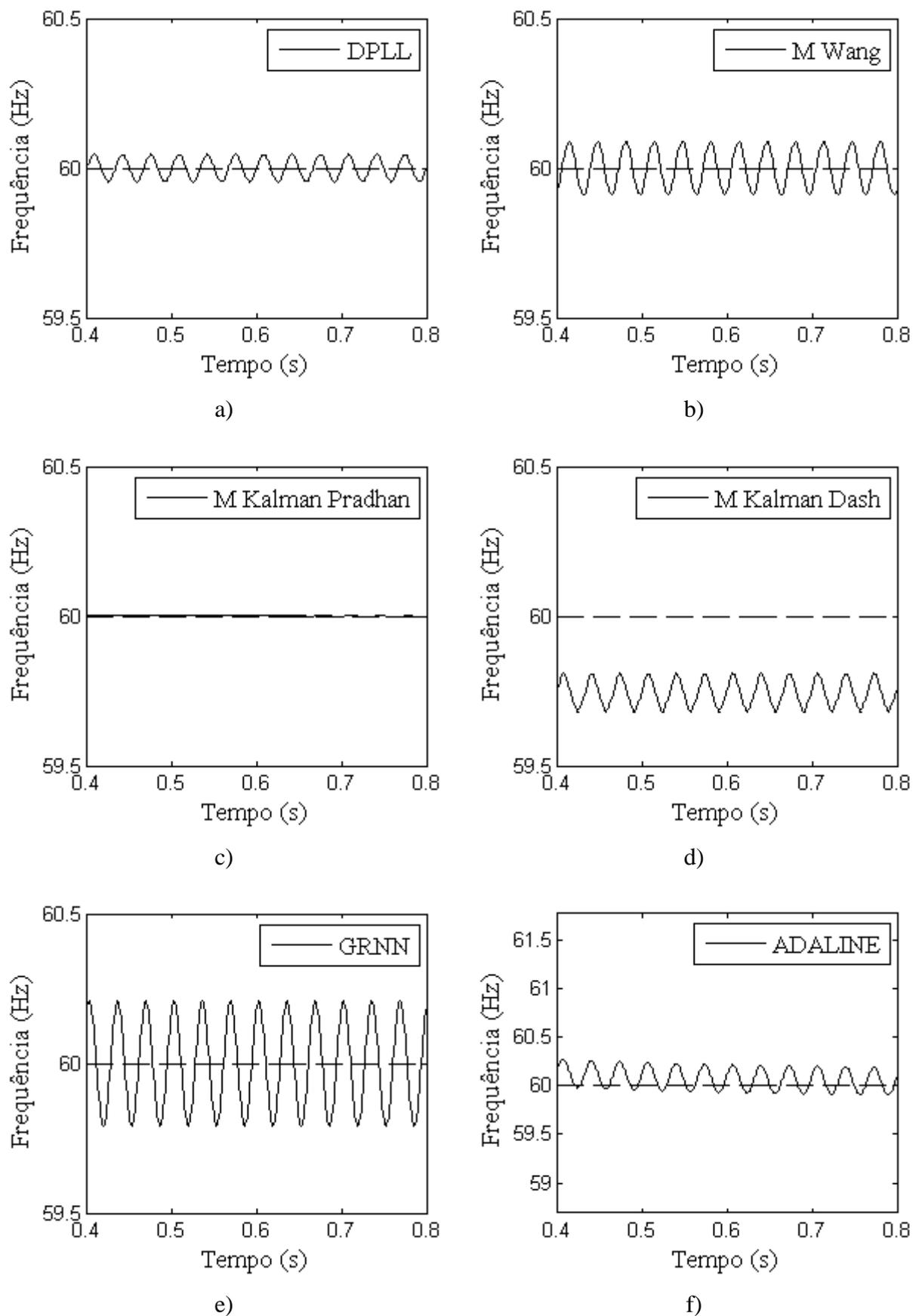


Figura 36 – Respostas dos métodos para um sinal com sub-harmônicas

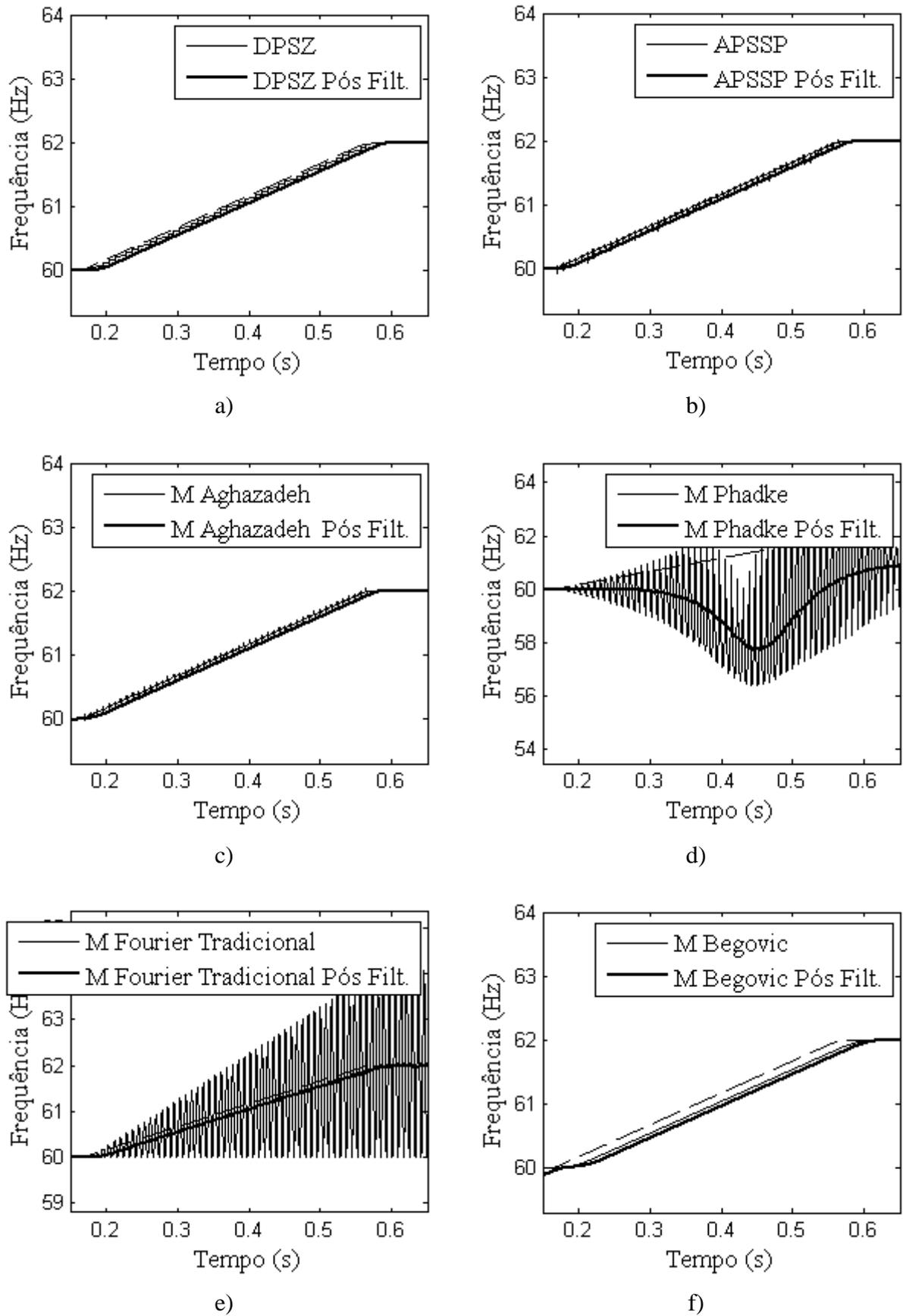


Figura 37 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com variação de frequência em rampa

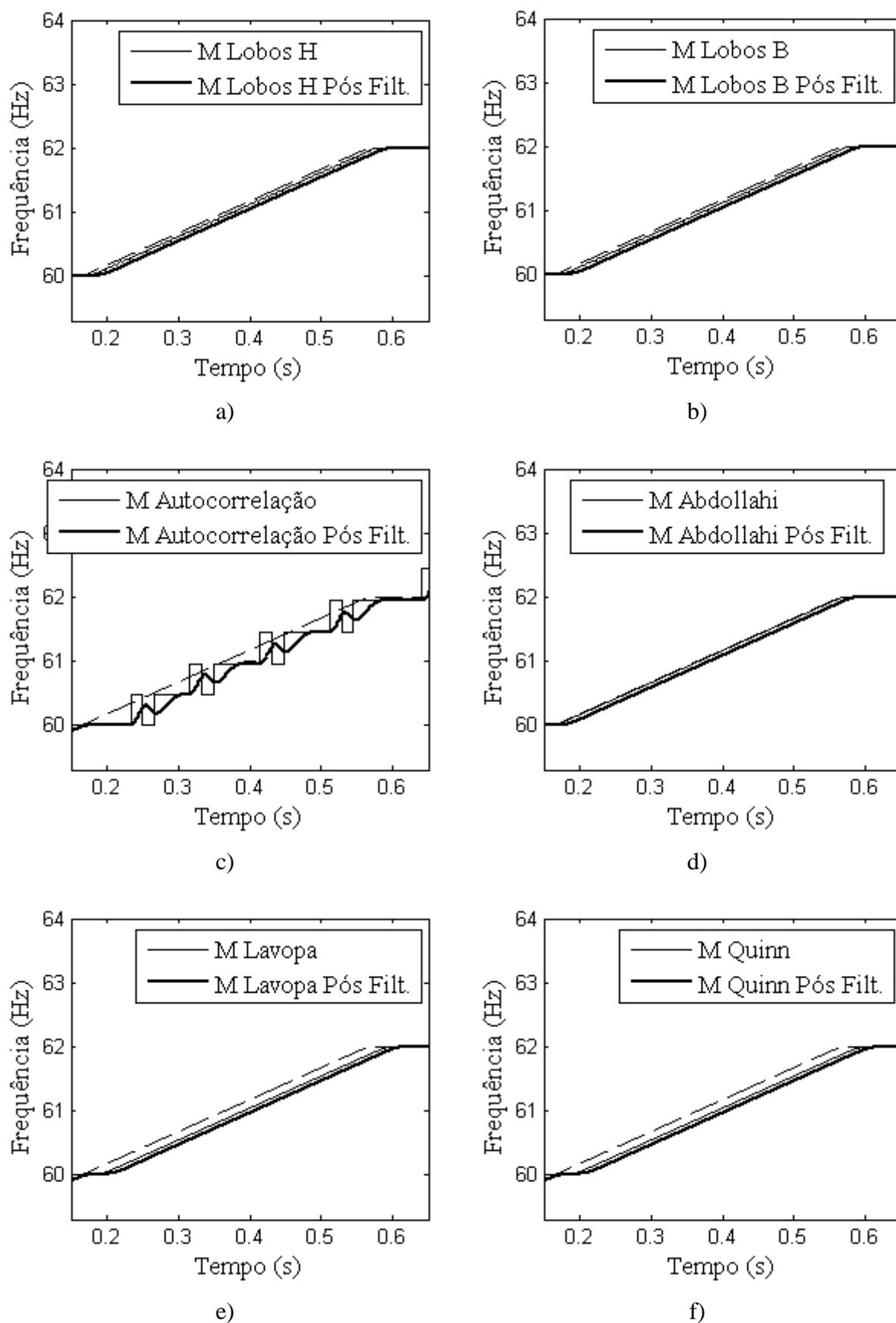


Figura 38 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com variação de frequência em rampa

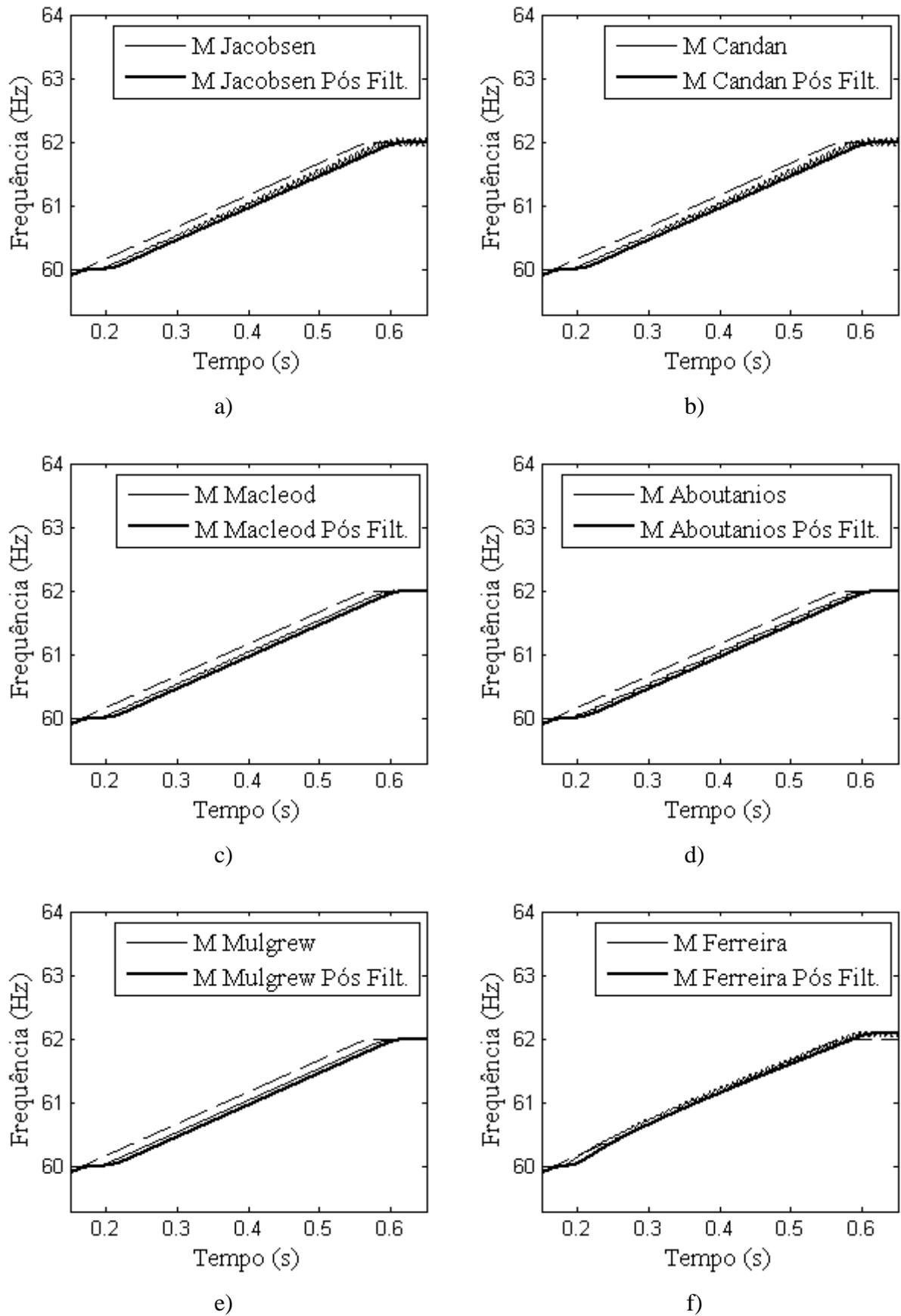


Figura 39 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com variação de frequência em rampa

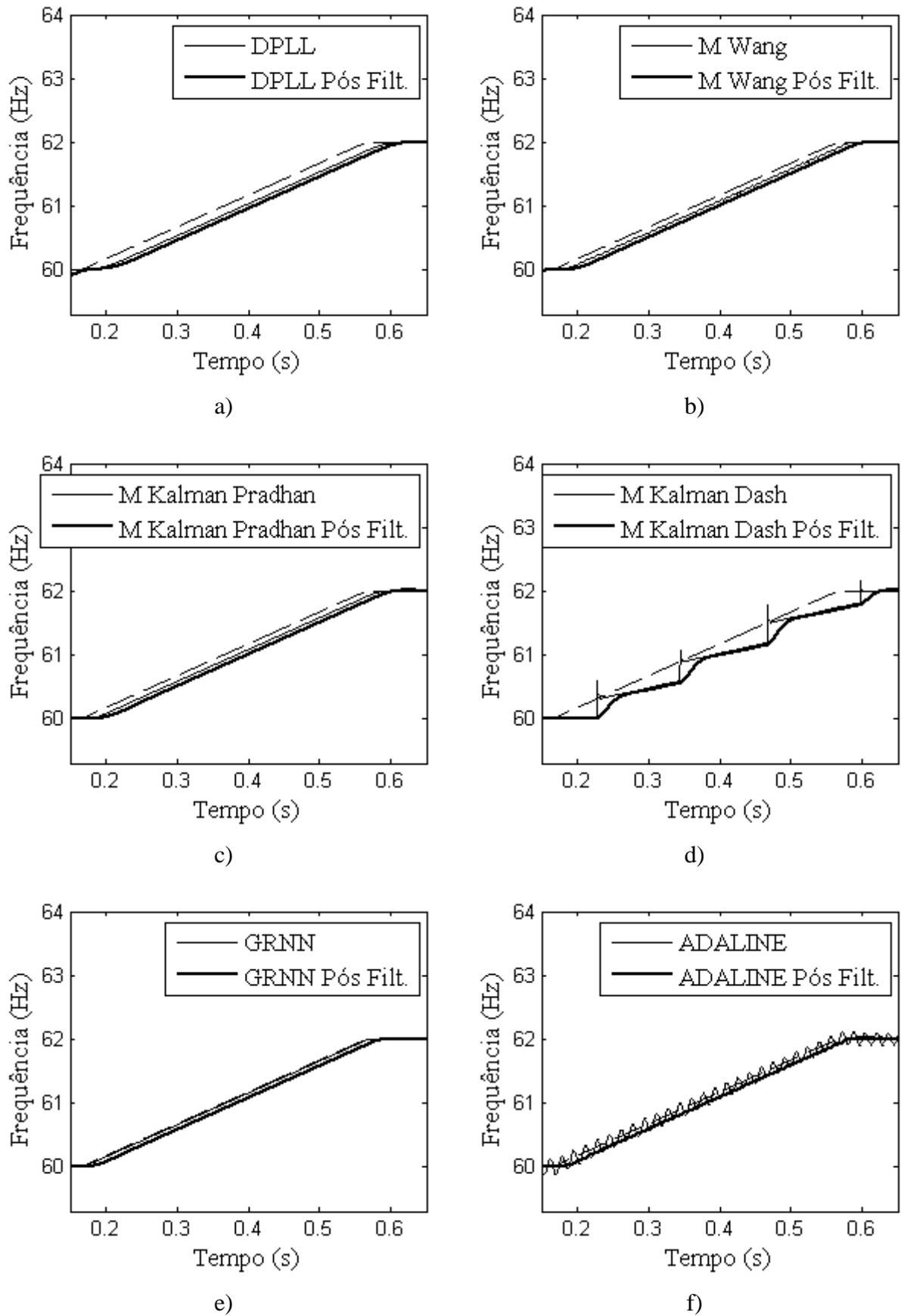


Figura 40 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com variação de frequência em rampa

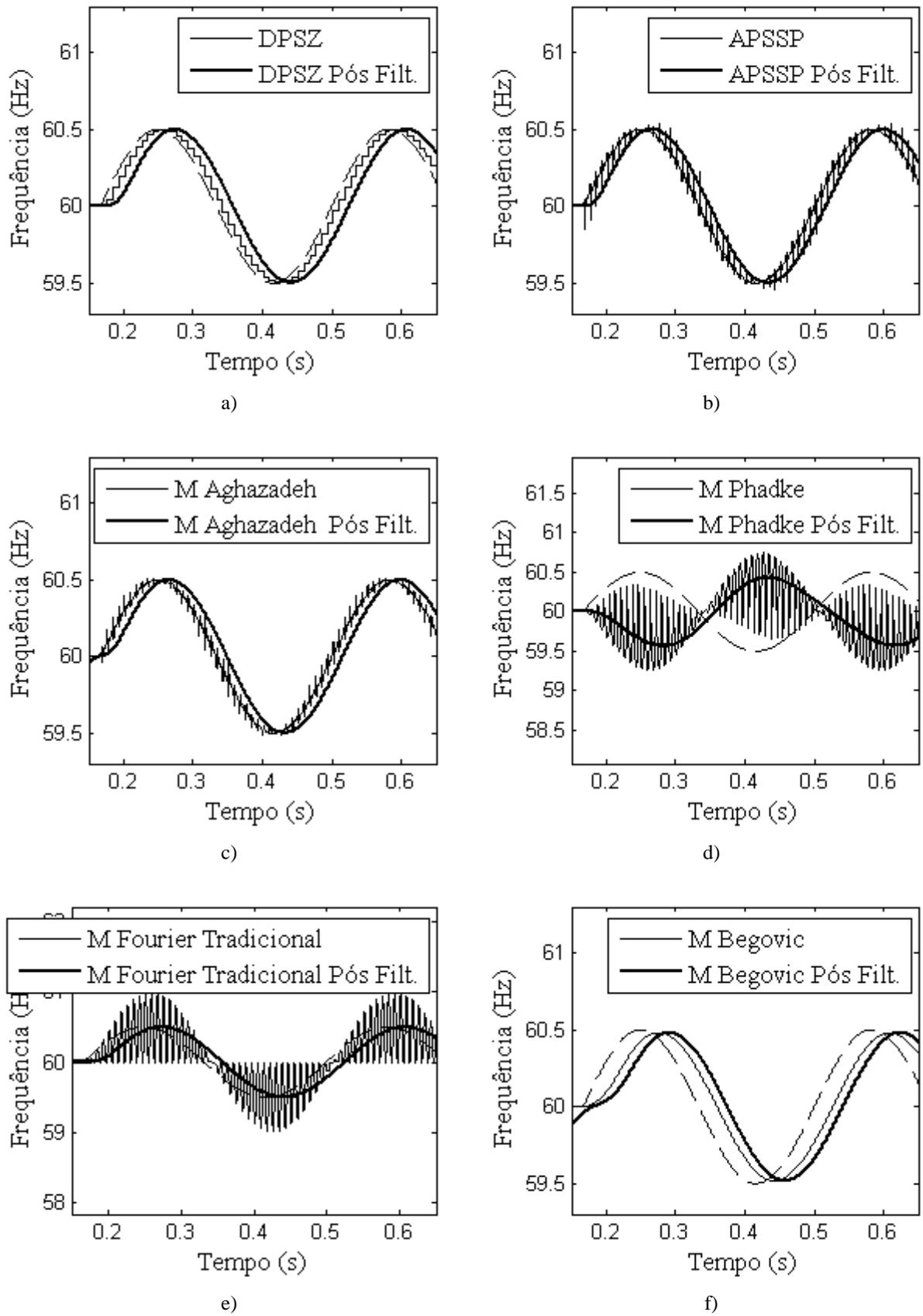


Figura 41 – Respostas dos métodos para um sinal com variação senoidal de frequência

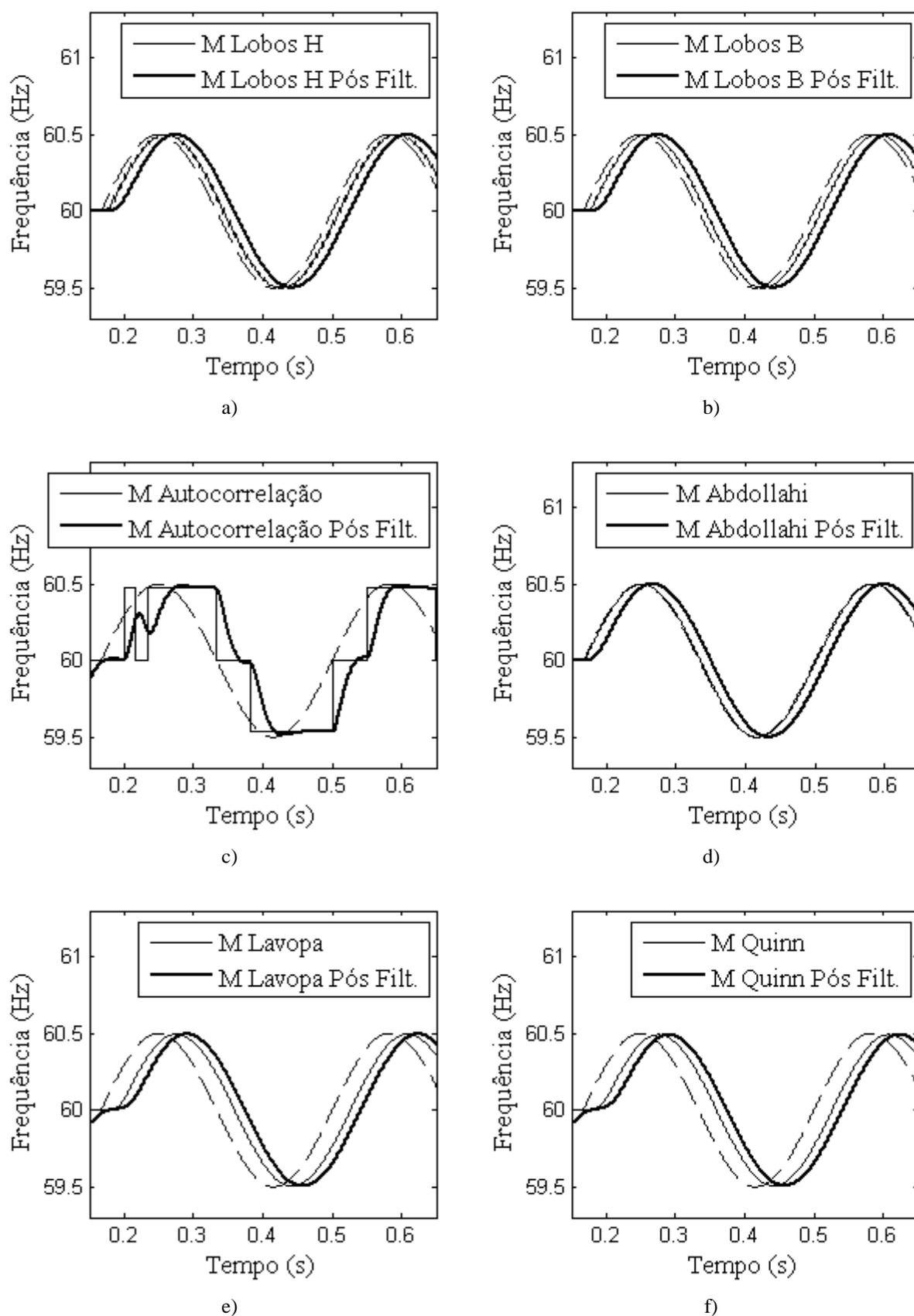


Figura 42 – Respostas dos métodos para um sinal com variação senoidal de frequência

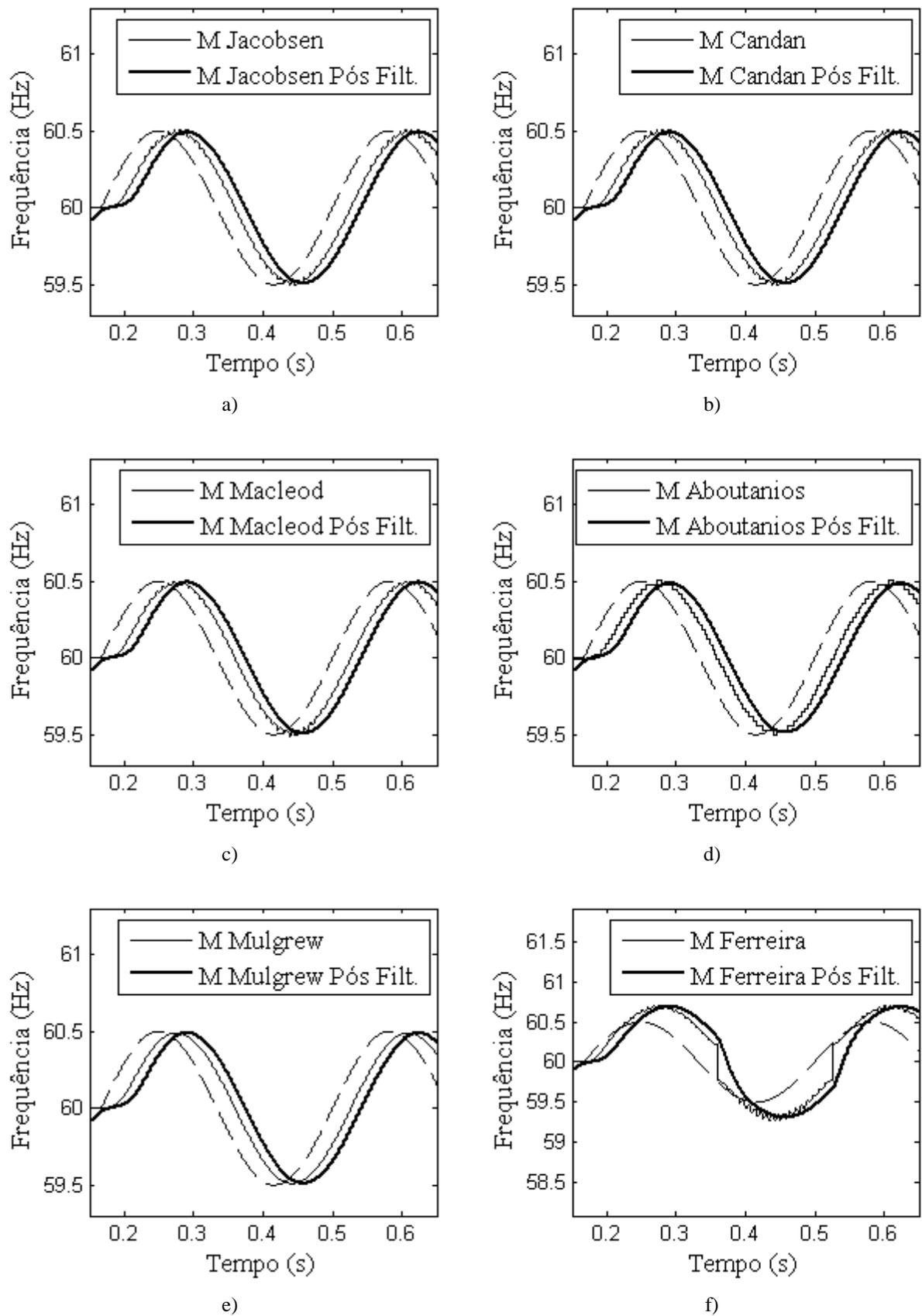


Figura 43 – Respostas dos métodos para um sinal com variação senoidal de frequência

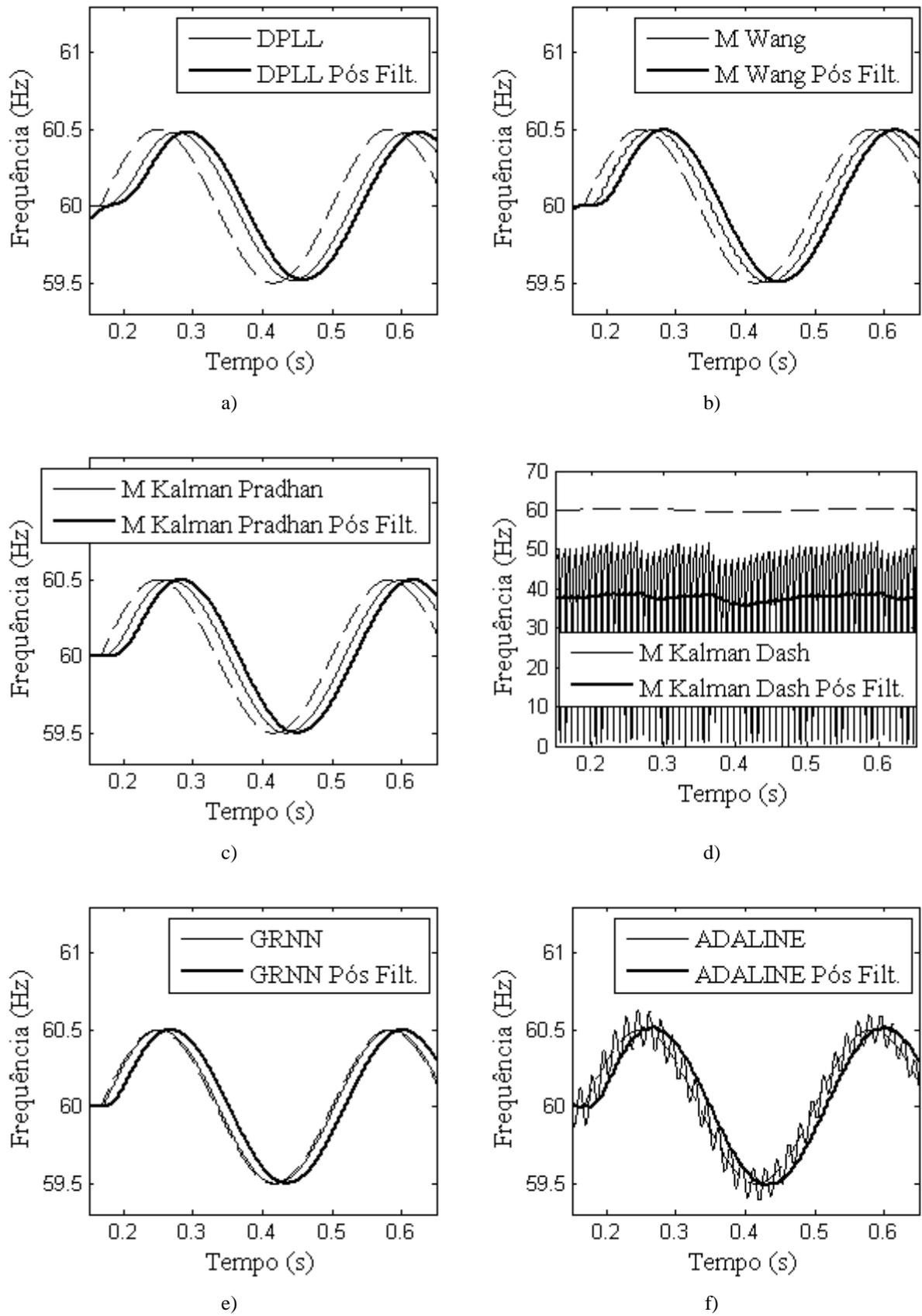


Figura 44 – Respostas dos métodos para um sinal com variação senoidal de frequência

4.10. Caso VIII: sinal com degrau de fase

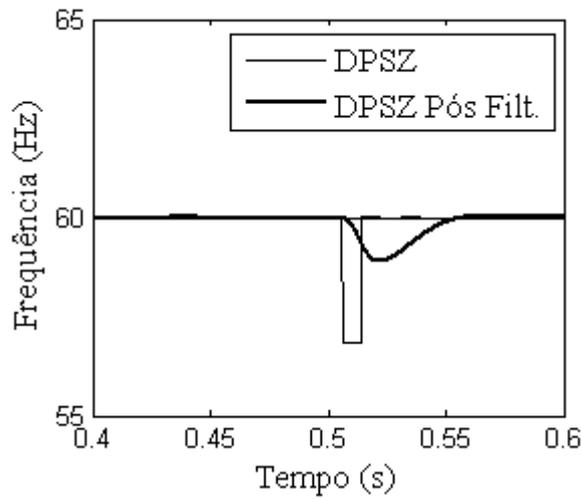
Variações de fase podem ocorrer em um sistema elétrico de potência devido a chaveamentos de linhas de transmissão, linhas de distribuição, banco de capacitores, compensadores ou até mesmo grandes cargas. Os relés de frequência não devem atuar para variações de fase. Dessa maneira, os algoritmos de estimação de frequência devem apresentar a menor variação possível perante uma mudança de fase. Outra característica que se espera de um algoritmo de estimação de frequência é que, se houver um erro na estimativa, que este erro permaneça na resposta por menor tempo possível. Se o algoritmo identificar uma frequência anormal, mas esta não exceder o tempo configurado no relé, o relé não gerará um sinal de disparo ao disjuntor. Esse tempo é configurável, no relé SEL-351S da *Schweitzer Engineering Laboratories*, podendo-se configurar um atraso de dois a 16 ciclos da fundamental.

Os métodos são testados para um sinal, amostrados em 64 amostras por ciclo com uma variação de fase em um degrau de -10° , no instante que a fase “a” tem fase igual a 90° . As respostas podem ser vistas nas figuras 45, 46, 47 e 48.

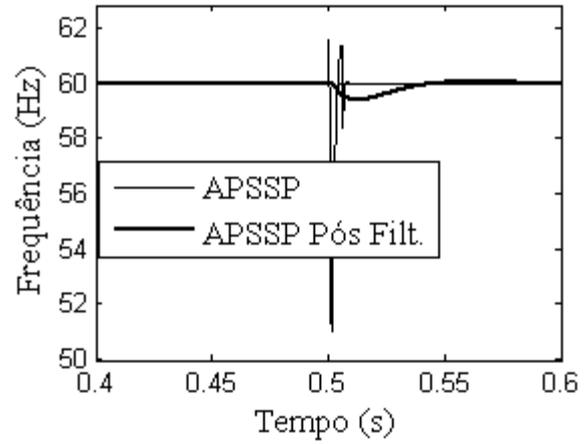
A técnica de Aghazadeh destacou-se por apresentar o menor erro máximo, após a filtragem, e o menor tempo em que o erro permaneceu na resposta. Os métodos Begovic, DPLL e Pradhan apresentaram os maiores tempos em que o erro permaneceu na resposta.

Quando a resposta sem filtragem é analisada, destacam-se principalmente os métodos de Kalman Pradham, DPLL, Aboutanios e Ferreira.

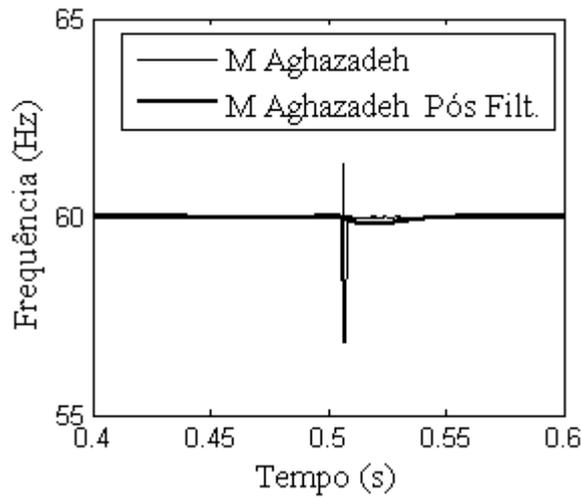
As demais metodologias tiveram respostas muito parecidas.



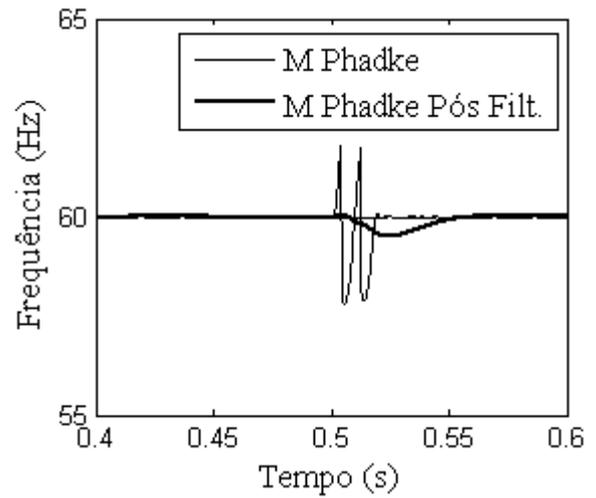
a)



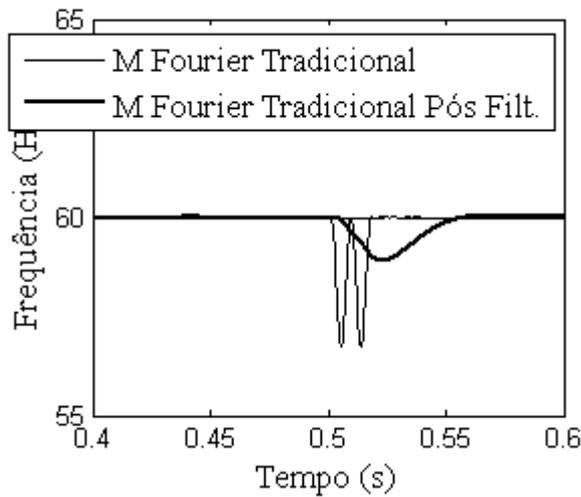
b)



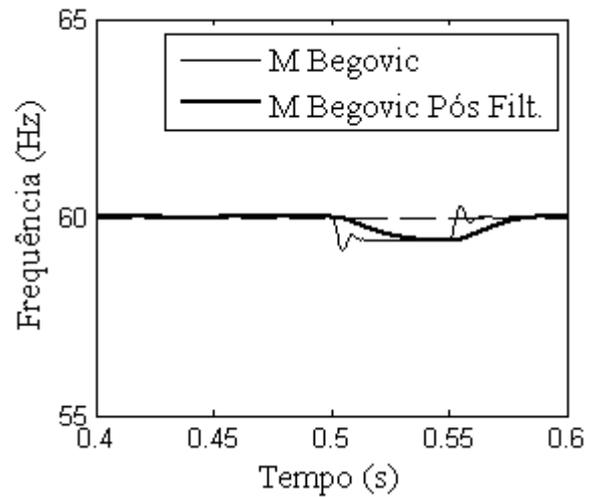
c)



d)



e)



f)

Figura 45 – Respostas dos métodos para um sinal com degrau de fase de -10°

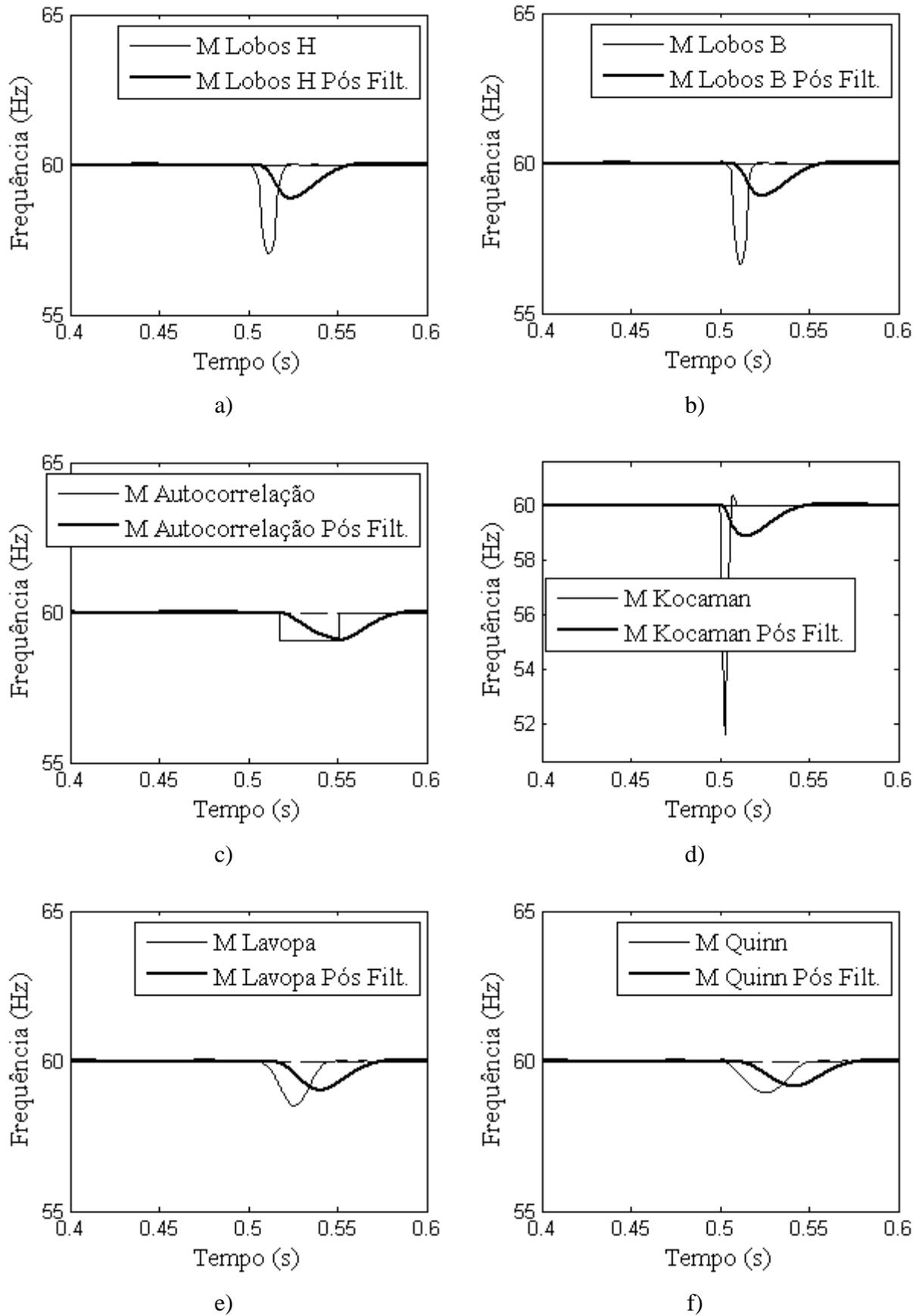


Figura 46 – Respostas dos métodos para um sinal com degrau de fase de -10°

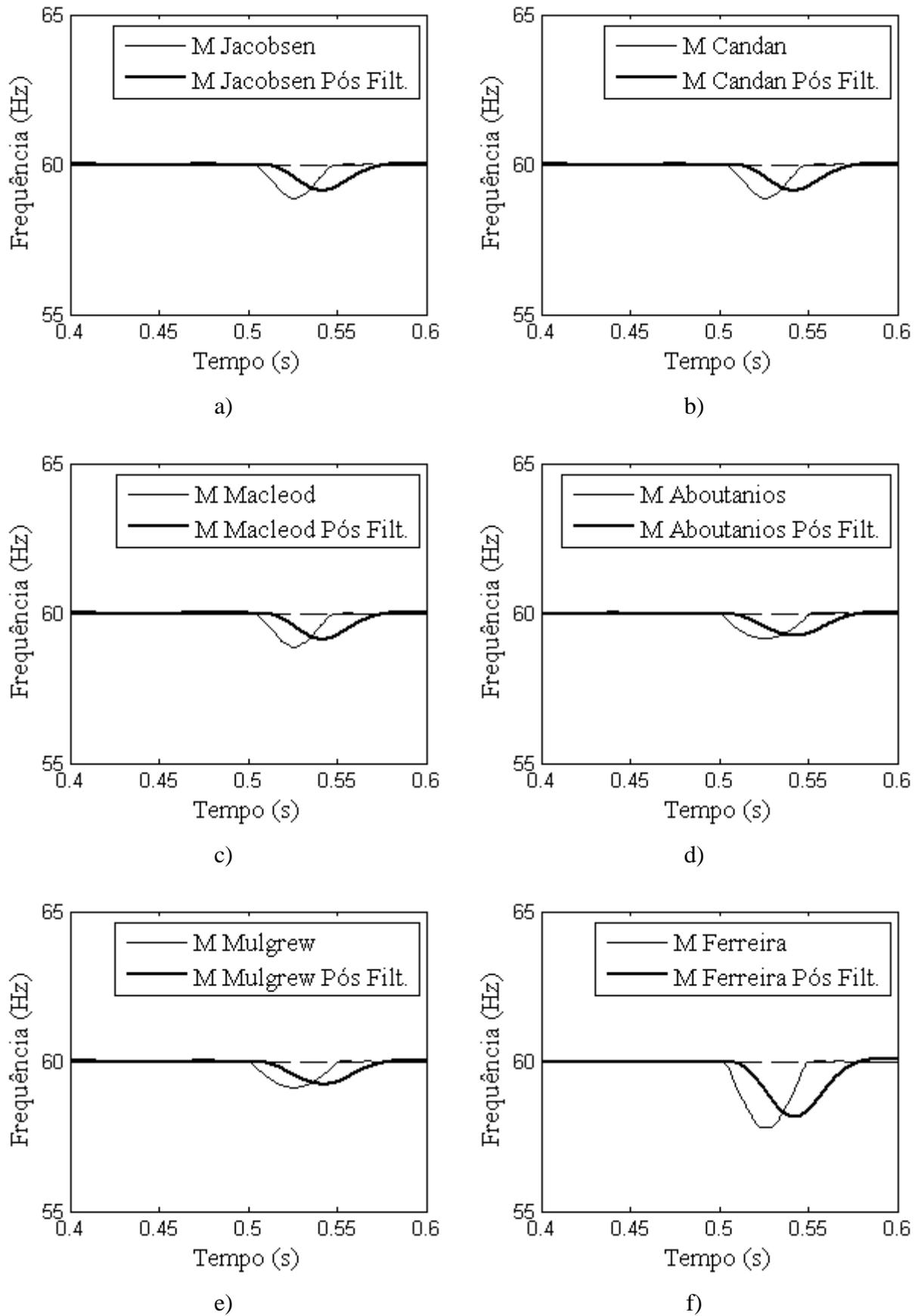


Figura 47 – Respostas dos métodos para um sinal com degrau de fase de -10°

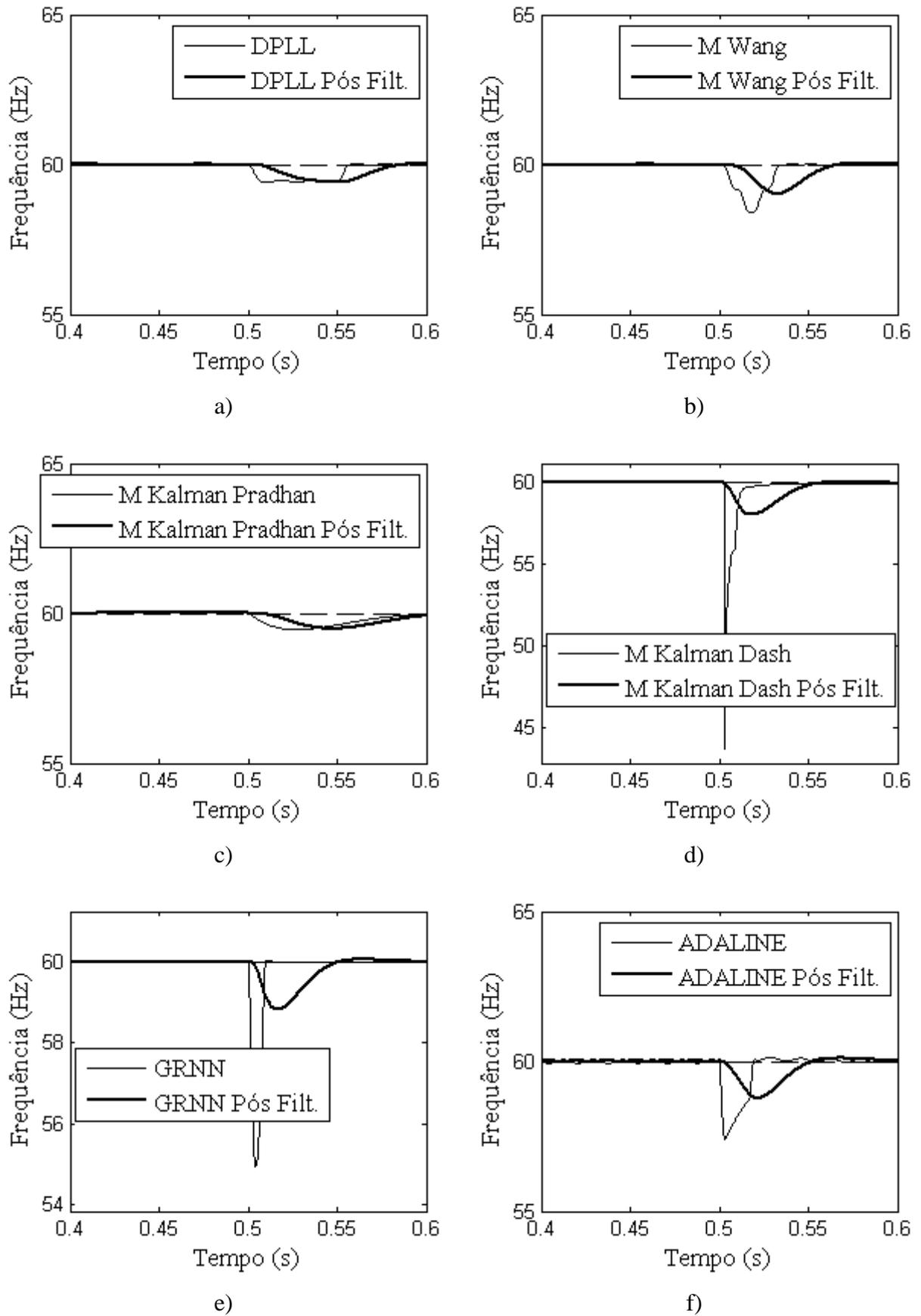


Figura 48 – Respostas dos métodos para um sinal com degrau de fase de -10°

4.11. Caso IX: sinal com variação de amplitude

Variações de amplitude são muito comuns em sistemas elétricos, principalmente devidos a transitórios gerados por faltas ou chaveamentos. Muitos algoritmos podem ser sensíveis a essas variações e, assim, gerar erros nas estimativas de frequência. Os testes foram realizados para um sinal com uma variação em degrau de -10% da amplitude, amostrado a uma frequência de 1.920 Hz. A variação de amplitude ocorre quando a tensão da fase “A” é máxima, ou seja, o ângulo do fasor é 90 graus.

As técnicas de estimação de frequência de DPSZ, Begovic, Autocorrelação, Lavopa, Aboutanios, Mulgrew, DPLL, Pradhan, GRNN e Adaline se destacaram nesse teste, apresentando erros nulos ou muito pequenos. As respostas dos métodos podem ser vistas nas figuras 49, 50, 51 e 52.

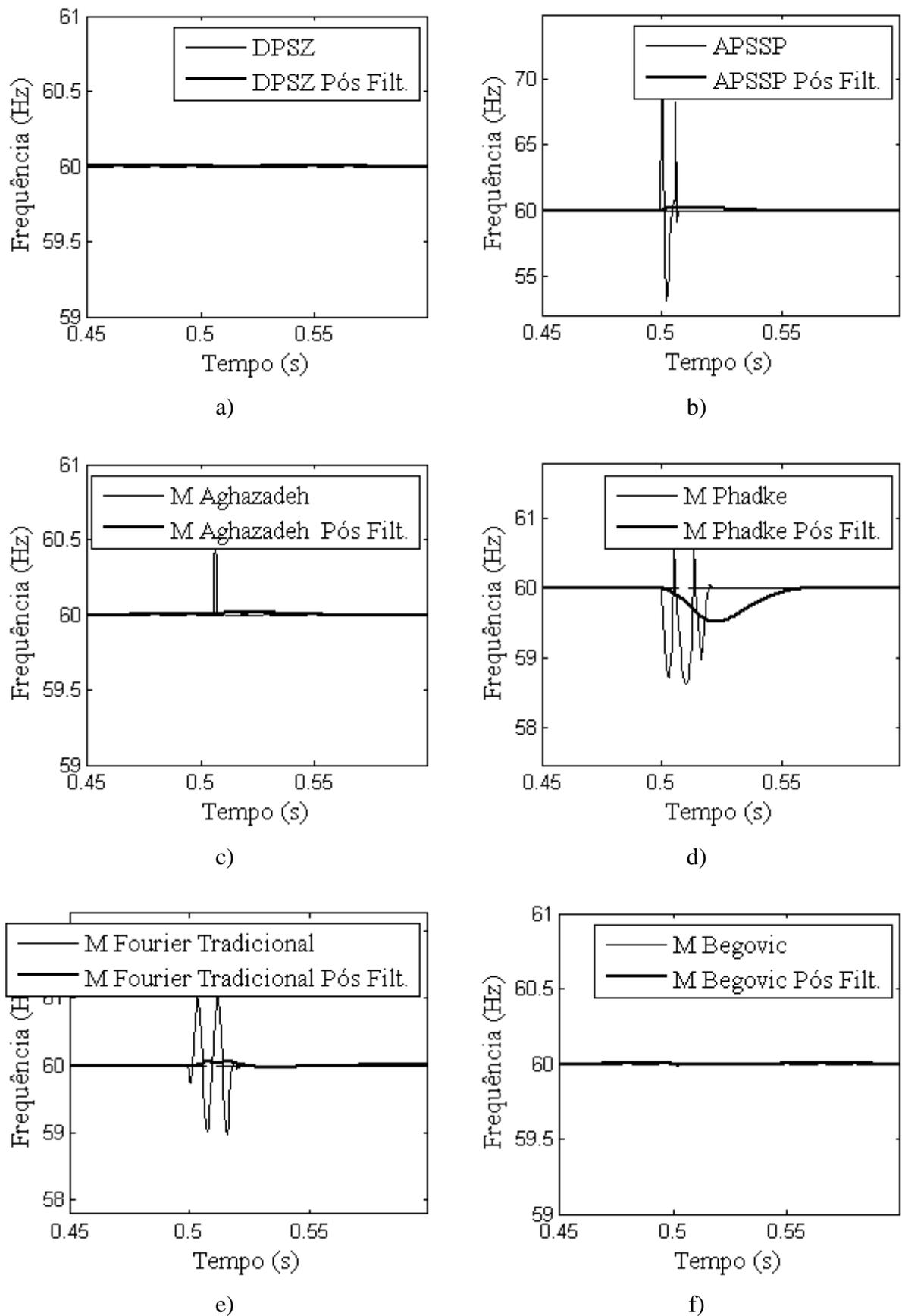


Figura 49 – Respostas dos métodos para um sinal com variação de -10% da amplitude

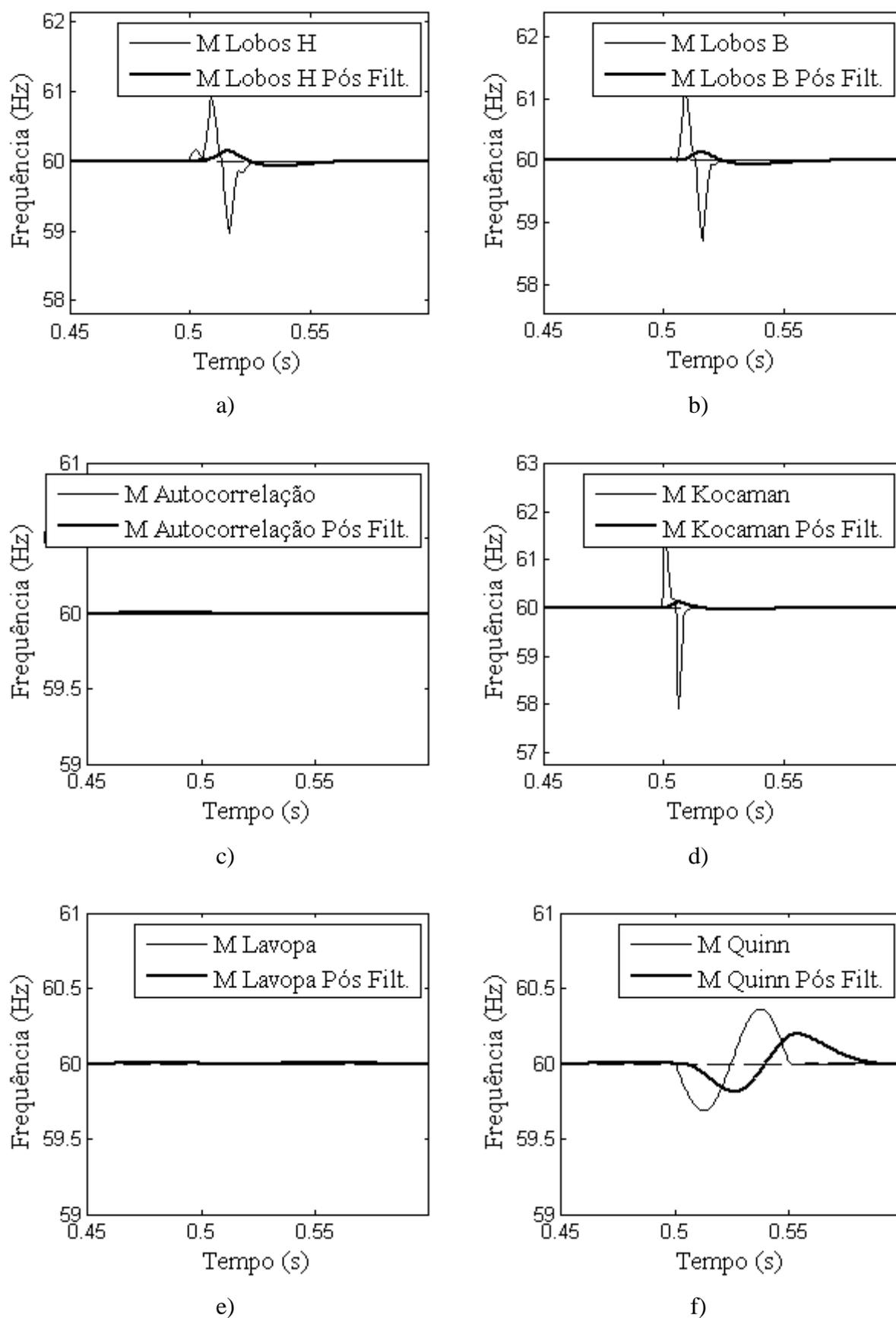


Figura 50 – Respostas dos métodos para um sinal com variação de -10% da amplitude

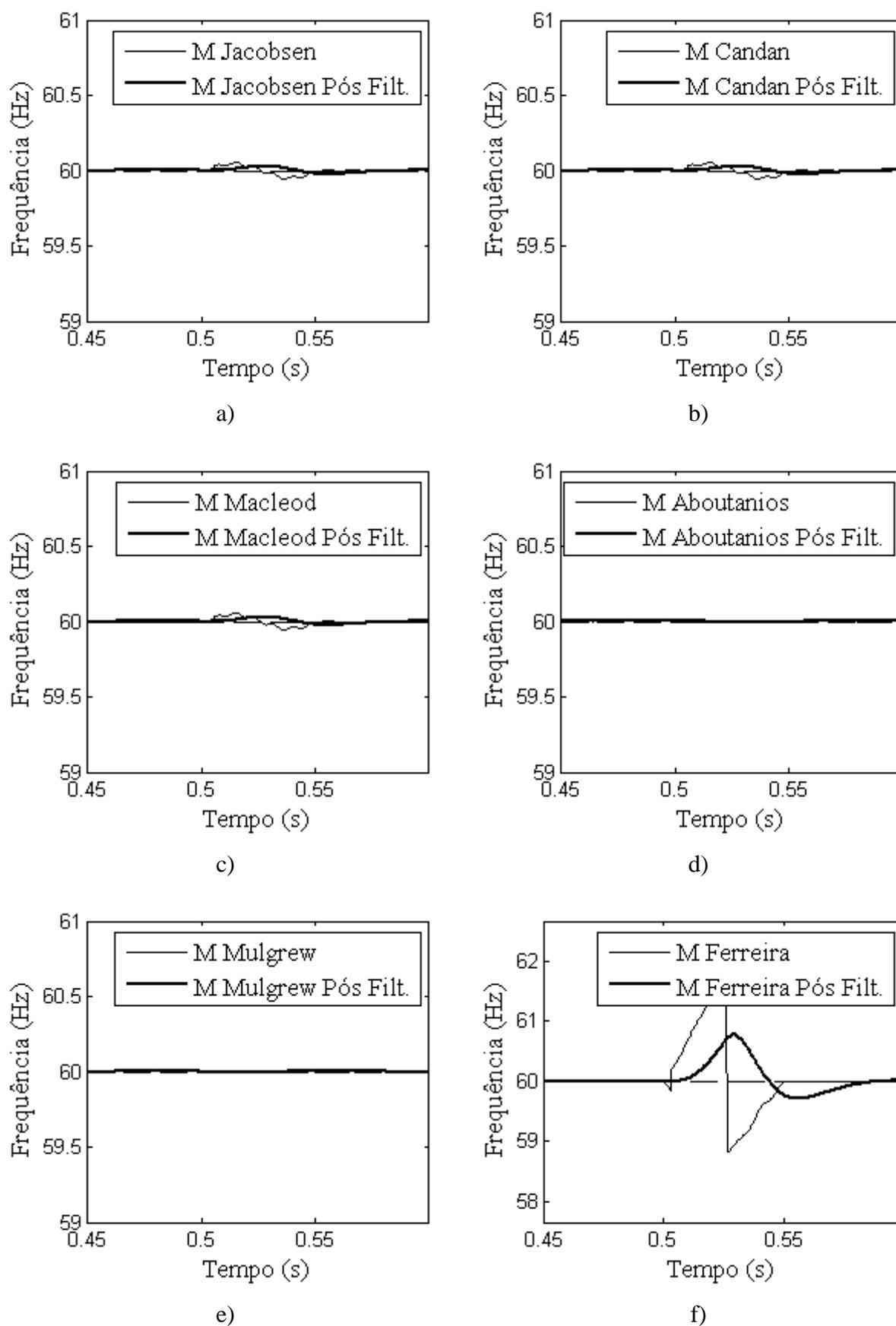


Figura 51 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com variação de -10% da amplitude

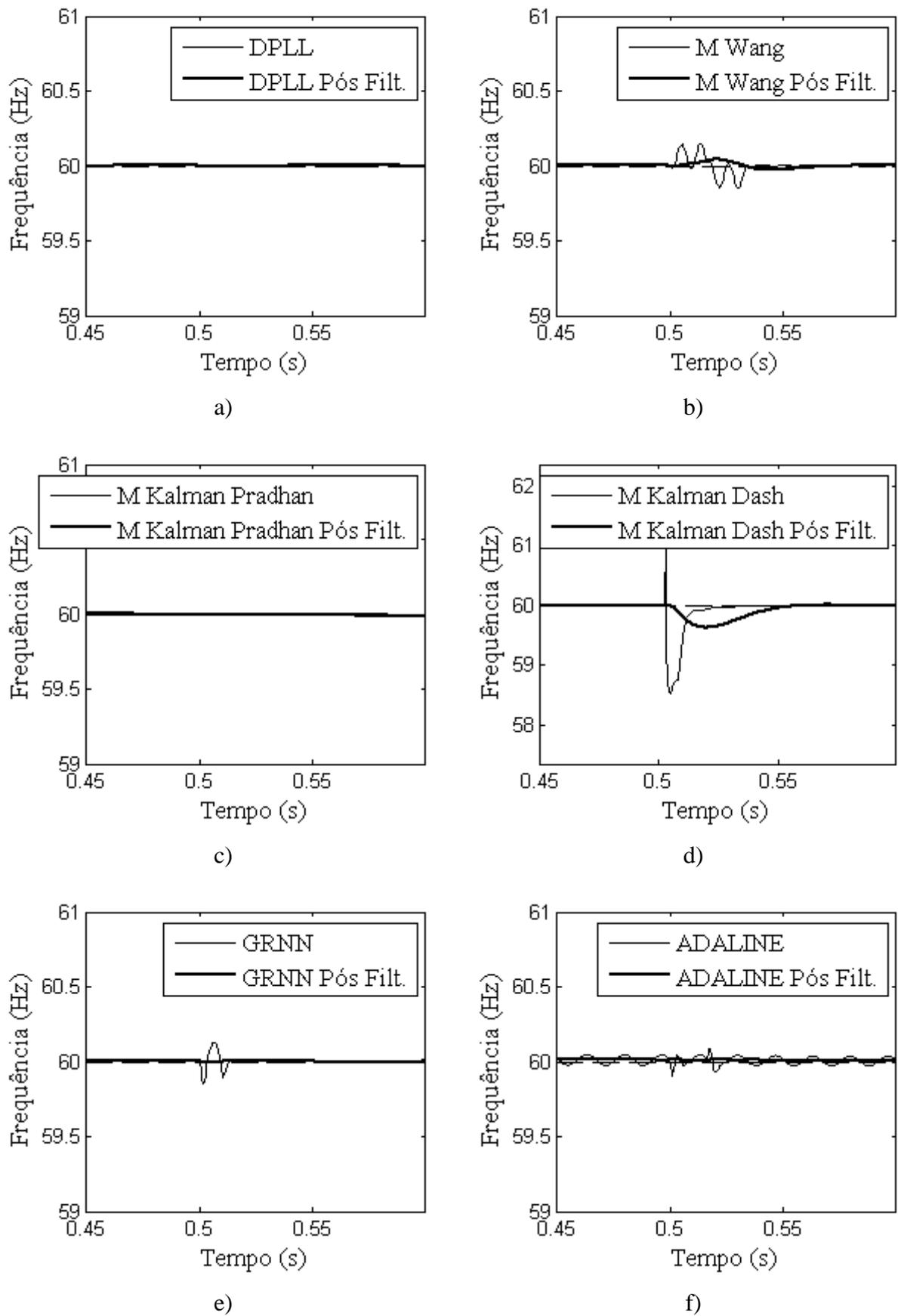


Figura 52 – Respostas dos métodos para um sinal senoidal com variação de -10% da amplitude

4.12. Caso X: sinal obtido por simulação

A capacidade de rastreamento dos estimadores de frequência foi avaliada com base em um sinal que melhor represente a entrada e saída de um bloco de carga em um SEP. Esse sinal foi obtido por meio de simulações realizadas no *software* DIgSILENT®, e as estimativas da frequência foram feitas no Matlab®. O sistema elétrico utilizado na simulação é mostrado na Figura 53 e é composto por um gerador de 255 MVA, com 19 kV de tensão nominal, cujos dados são apresentados na Tabela 14. Os valores expressos em porcentagem se referem às bases nominais do gerador. No gerador, foi utilizado o regulador de velocidade gov_IEEE3 e o estabilizador de potência pss_BEPS do DIgSILENT®.

Além do gerador, o sistema conta com um transformador elevador e uma linha de transmissão. O transformador possui relação de transformação 19/500 kV, ligado em Δ na baixa tensão e em Y na alta tensão, com potência aparente de 250 MVA. Os demais dados são apresentados na Tabela 15, em que os dados apresentados em porcentagem se referem à base nominal do transformador.

A linha de transmissão tem 200 km de comprimento, e os dados são mostrados na Tabela 16.

Tabela 14 – Dados do gerador

Descrição	Valor	Descrição	Valor
S	255 MVA	X2	20%
VL	19 kV	X''d	16%
FP	0,8	X''q	17%
Xd	201%	X'd	21%
Xq	189%	X'q	34%
X0	10%		
T''do	0,023 s	T'do	10,33 s
T''qo	0,036 s	T'qo	1 s

Nessa tabela, S é a potência aparente, VL é a tensão de linha, FP é o fator de potência, Xd é a reatância de eixo direto, Xq é a reatância de eixo em quadratura, X0 é a reatância de sequência zero, X2 é a reatância de sequência negativa, X''d é a reatância subtransitória de eixo direto, X''q é reatância subtransitória de eixo em quadratura, X'd a reatância transitória

de eixo direto, $X'q$ a reatância transitória de eixo em quadratura e $T''do$, $T''qo$, $T'do$ e $T'qo$ são as constantes de amortecimento de eixo direto e em quadratura subtransitória e transitória, respectivamente.

Tabela 15 – Dados do transformador

Descrição	Valor
S	250 MVA
VL	19/500 kV
Vcc+	19%
X/R	60
Vcc0	10%
Tensão por tape	2,5%
Perdas a vazio	26 kW
Corrente a vazio	0,5%

Onde Vcc é a tensão do ensaio de curto-circuito, e X/R é a relação entre a reatância e a resistência de sequência positiva.

Tabela 16 – Linha de transmissão

Descrição	Valor
VL	500 kV
R+-	0,017 Ω /km
X+-	0,266 Ω /km
R0	0,424 Ω /km
X0	1,357 Ω /km
B+-	5,097 μ s/km
B0	3,3097 μ s/km

Em que VL é a tensão de linha, R+- é a resistência de sequência positiva e negativa, X+- é a reatância de sequência positiva e negativa, R0 é a resistência de sequência zero, X0 é a reatância de sequência zero, B+- é a susceptância de sequência positiva e negativa e B0 é a susceptância de sequência zero.

A simulação contempla o caso de entrada e saída súbita de carga. No instante $t = 400$

ms, um bloco de carga de 50 MVA é adicionado à carga já existente no sistema (100 MVA) e, após 200 ms, o bloco adicional de carga é desligado. A estimação da frequência é feita no sinal proveniente da barra 1 (Figura 53).

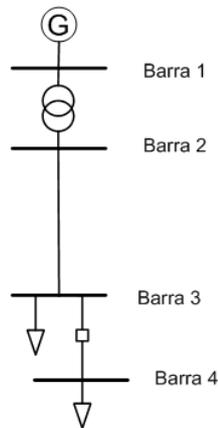


Figura 53 – Sistema teste

O sinal é amostrado em 32 amostras por ciclo e, então, filtrado por um filtro Butterworth de segunda ordem, com frequência de corte de 200 Hz.

Os transitórios de conexão e desconexão de cargas geram ruídos, harmônicos e afundamentos de tensão que podem dificultar a estimação da frequência. Na Figura 54, pode-se observar a medição de frequência para o evento descrito anteriormente. Após a conexão de um bloco adicional de carga, a frequência do sinal diminui e volta a subir após a desconexão da carga.

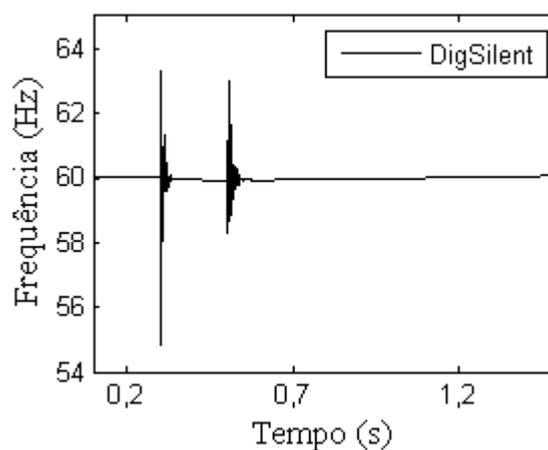


Figura 54 – Frequência medida na barra 1, pelo *software* DIGSILENT

Os métodos, de maneira geral, estimam bem a frequência antes e depois das manobras com a carga extra, conforme as figuras 55, 56, 57 e 58. O método da Autocorrelação, que não possui resolução suficiente para essa taxa de amostragem, estima a frequência com precisão razoável.

Durante o intervalo de tempo em que a carga é inserida e retirada do sistema-teste, os métodos de APSSP, Aghazadeh, Begovic e Dash apresentaram oscilações bastante grandes, mostrando-se bastante sensíveis a esse tipo de fenômeno, o que inviabiliza seu uso.

Conforme já visto anteriormente, o método de Ferreira perde precisão, conforme a frequência se desvia da nominal.

Os métodos fundamentados em Fourier, a técnica de Pradhan e a DPLL apresentam uma característica de filtro e respostas menos oscilantes.

As duas técnicas propostas conseguem rastrear bem as variações de frequência, no entanto necessitam de um filtro para o tratamento da saída dos métodos, a qual é apresentada na figura 59.

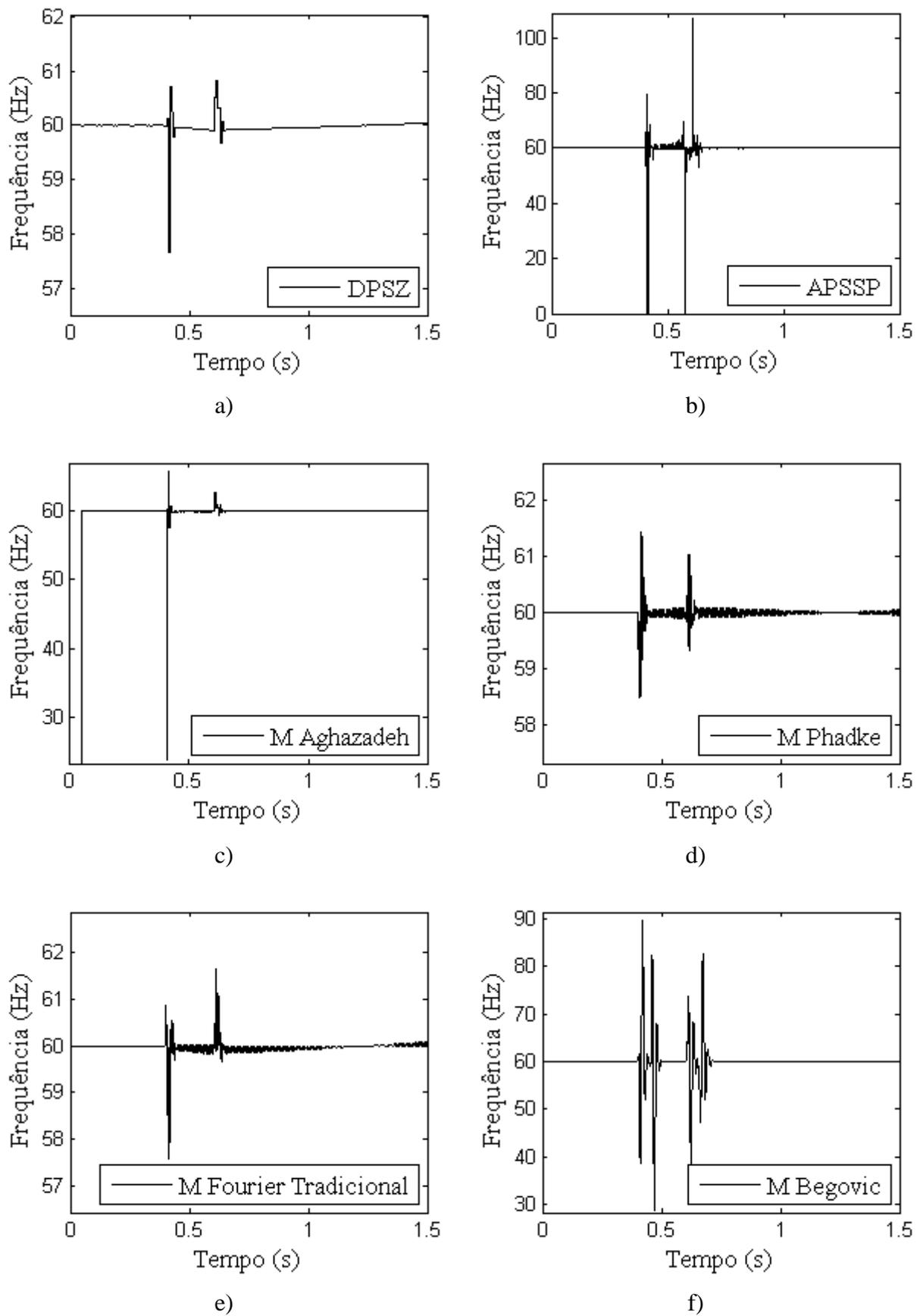
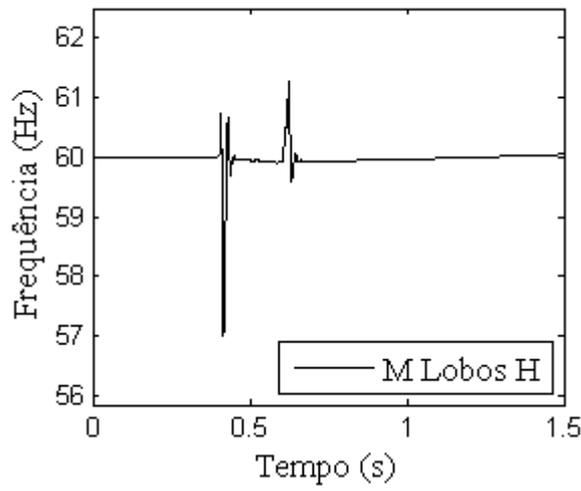
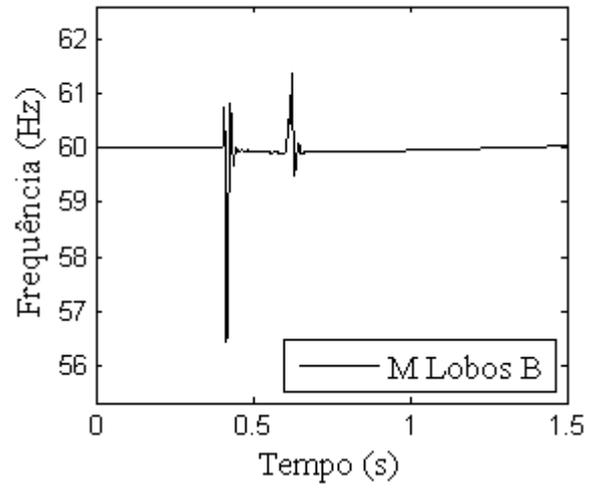


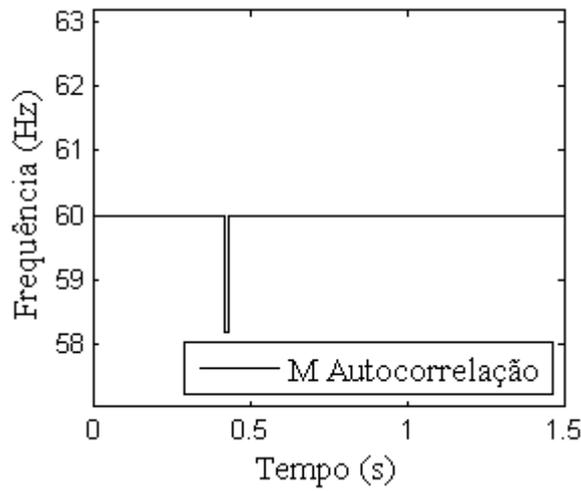
Figura 55 – Respostas dos métodos para o sinal de simulação



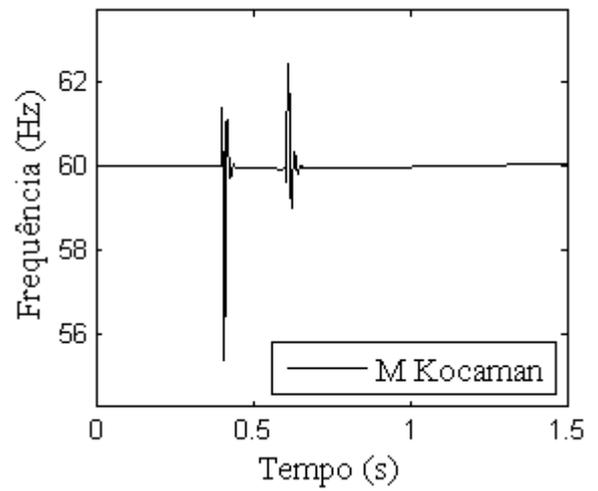
a)



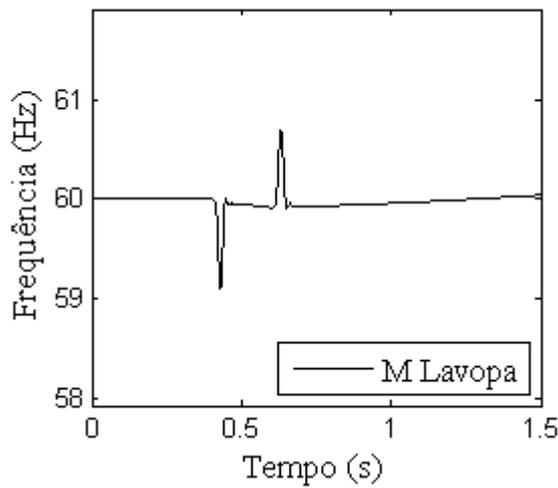
b)



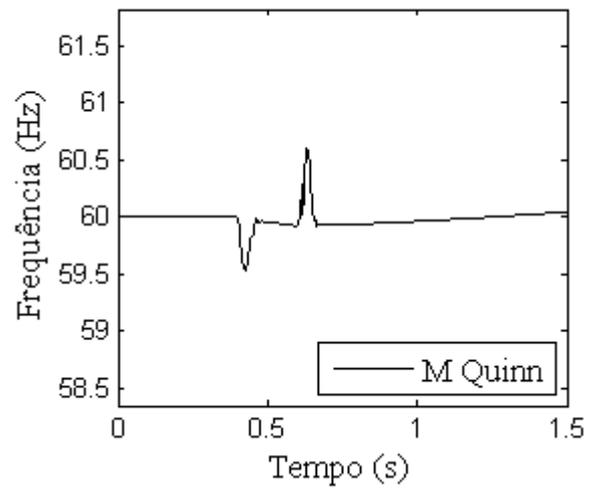
c)



d)

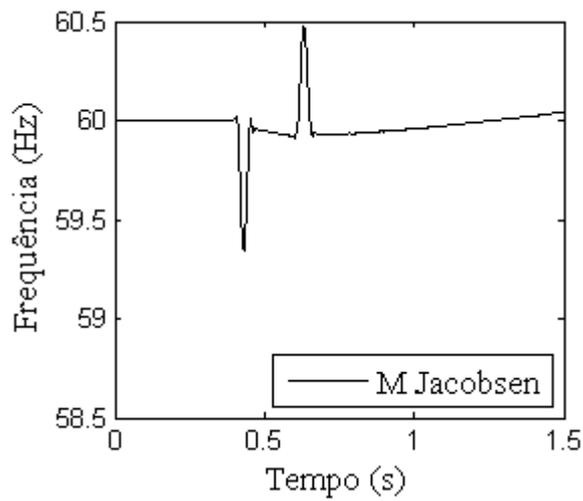


e)

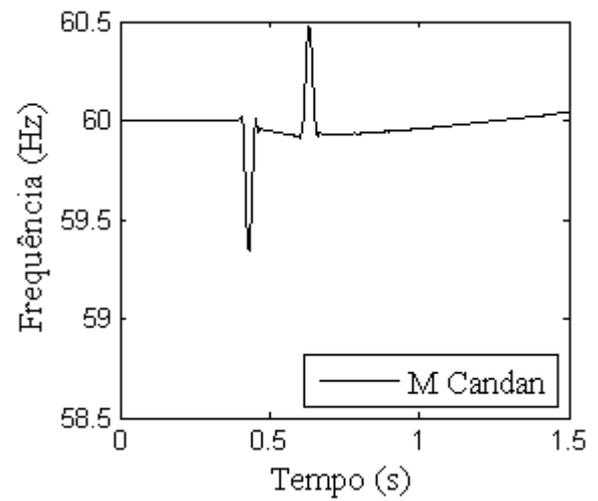


f)

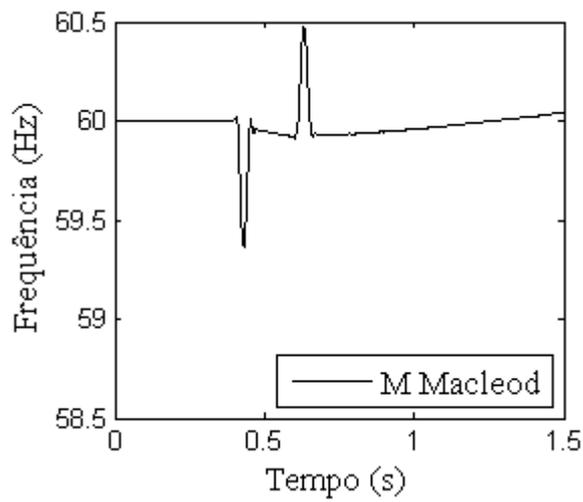
Figura 56 – Respostas dos métodos para o sinal de simulação



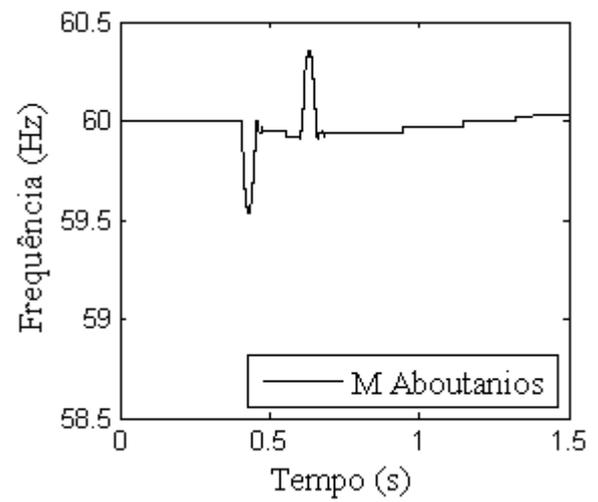
a)



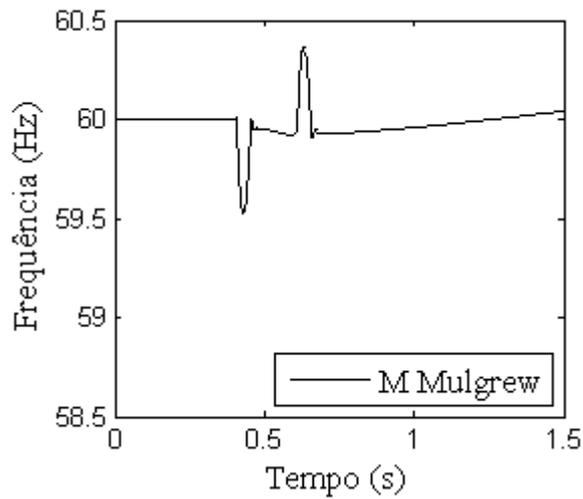
b)



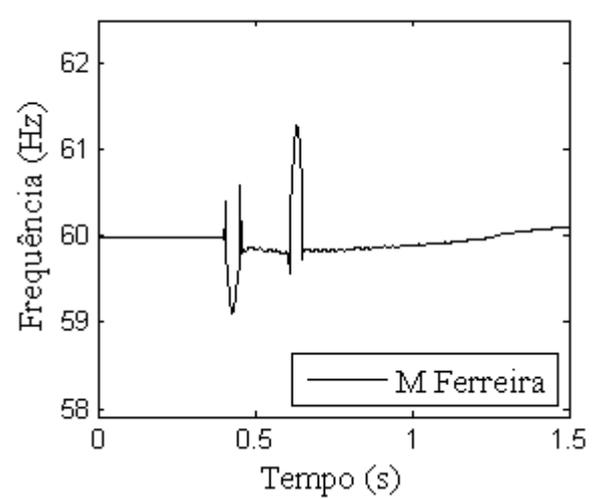
c)



d)

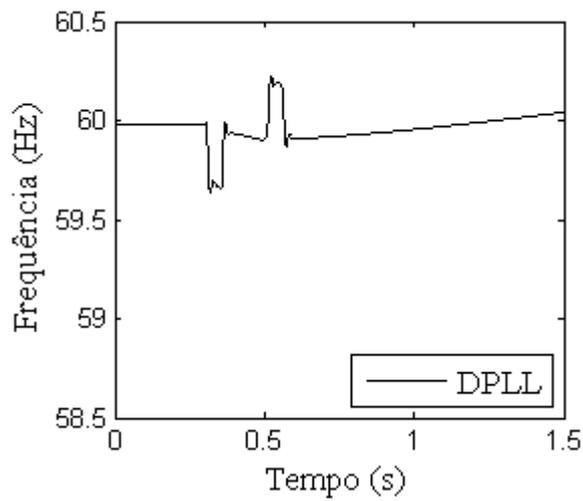


e)

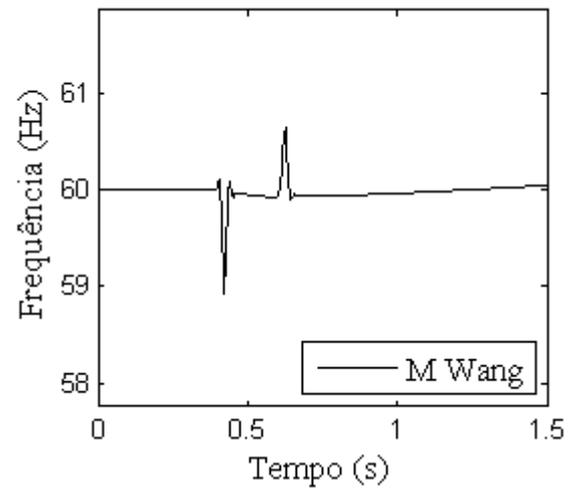


f)

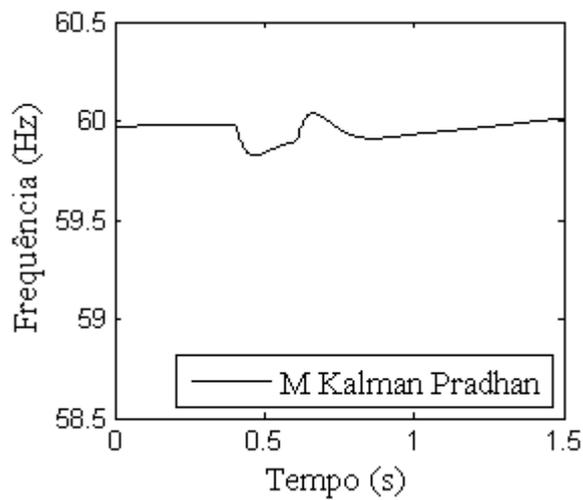
Figura 57 – Respostas dos métodos para o sinal de simulação



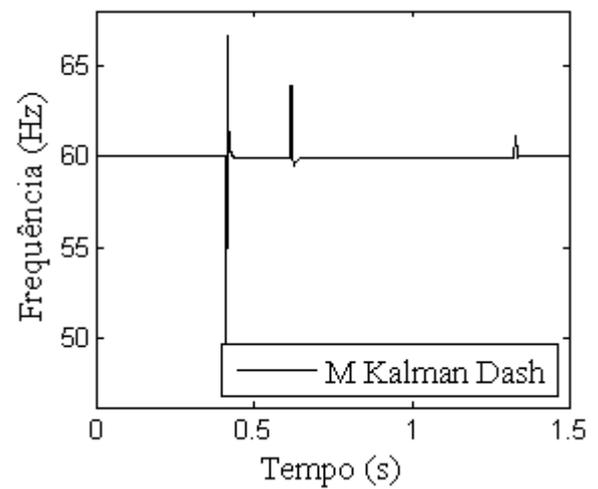
a)



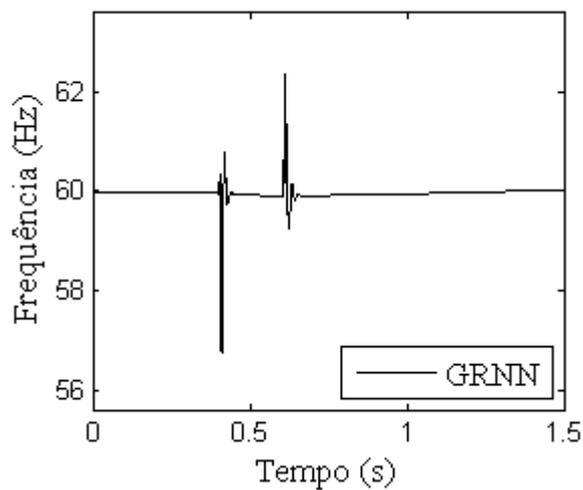
b)



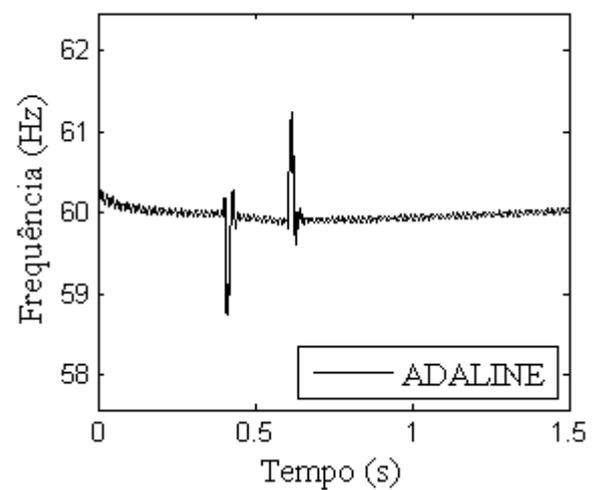
c)



d)



e)



f)

Figura 58 – Respostas dos métodos para o sinal de simulação

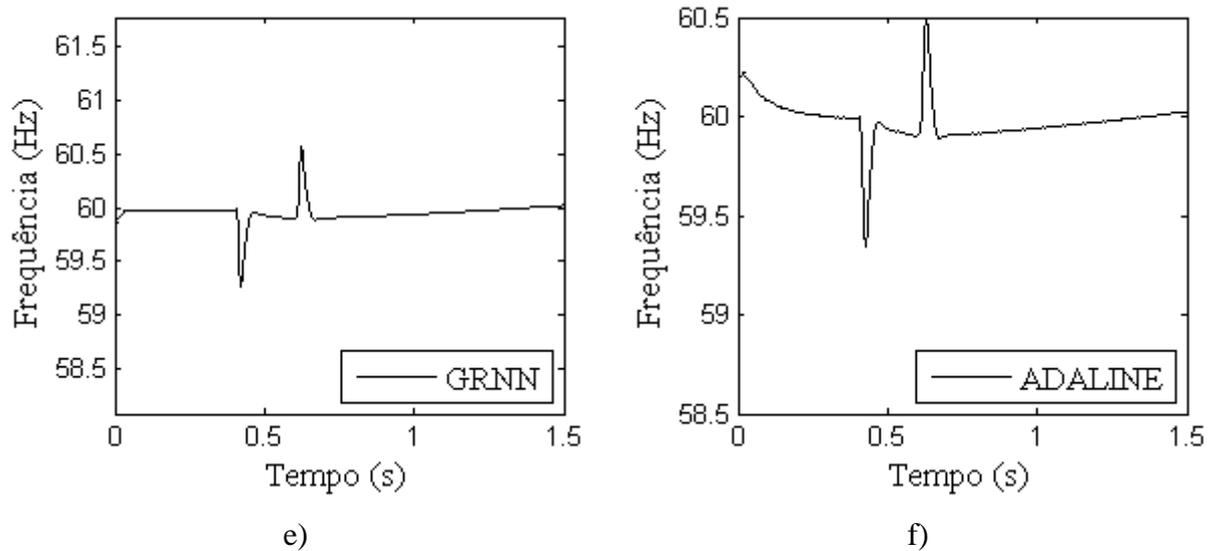


Figura 59 – Respostas filtradas dos métodos para o sinal de simulação

4.13. Considerações finais

Neste capítulo, foram expostos os resultados de diversos testes realizados com técnicas de estimação de frequências comumente utilizadas em sistemas elétricos de potência e outras provindas de áreas diversas, além de duas metodologias propostas.

Um dos métodos mais utilizados em sistemas elétricos, o método DPSZ, é um método bastante simples. No entanto, é preciso somente para sinais com baixa quantidade de ruídos e harmônicas. Quando os ruídos ultrapassam certo valor, múltiplas passagens por zero podem ocorrer, o que implica erros muito grandes. Dessa forma, a precisão do método está estreitamente ligada com a capacidade do filtro em remover tais distorções no sinal de entrada.

A técnica de APSSP é muito rápida e é de fácil implementação. O método trabalha em uma ampla faixa de frequências, conseguindo rastrear a frequência com apenas três amostras de tensão de uma das fases. Apesar dessas qualidades, ele é muito sensível a ruídos e harmônicas, o que o torna pouco aplicável.

O método de Aghazadeh é do tipo híbrido e busca unir a precisão do método de detecção de passagem por zero em uma janela grande com a velocidade do método de APSSP. Apesar dessas melhorias, a técnica ainda apresenta erros inaceitáveis para um algoritmo de estimação de frequência.

A técnica de Phadke apresenta boa imunidade a ruídos e harmônicas, no entanto é imprecisa para frequências fora da nominal devido à grande influência do vazamento

espectral na sua resposta.

O método de Fourier Tradicional também é uma técnica utilizada em relés comerciais, conforme item 2.4. Esse algoritmo é preciso mesmo na presença de ruídos e harmônicas, no entanto necessita de amostragem adaptativa, a fim de minimizar os efeitos do vazamento espectral, que não foi objeto de análise nesta dissertação.

A metodologia de Begovic mostrou melhorias em relação ao método de Fourier Tradicional no que diz respeito à imunidade a ruídos e minimiza consideravelmente os efeitos do vazamento espectral. No entanto, o método apresenta um tempo de convergência relativamente grande (45 ms para um degrau de frequência de 0,5Hz sem a utilização de filtragem).

O método de Lobos utilizando a janela de Hamming ou Blackman apresentou respostas bastante parecidas umas com as outras. O método apresenta precisão e tempos de convergência razoáveis, sendo em condições de frequência fora da nominal um pouco melhores que o método de Fourier Tradicional.

A técnica da Autocorrelação é precisa na presença de ruídos, harmônicas e variação de amplitude do sinal, no entanto apresenta baixa resolução para frequências de amostragem usuais a sistemas elétricos de potência.

O método de Abdollahi é rápido, mas bastante sensível a ruídos e harmônicas.

Os métodos de Lavopa, Quinn, Jacobsen, Candan, Macleod, Aboutanios e Mulgrew, que buscam encontrar o pico do espectro da TDF, apresentam excelentes resultados na presença de harmônicas, mas são relativamente lentos. Os métodos apresentam sensibilidade a ruídos semelhantes, destacando-se o método Lavopa e o método Quinn. Lavopa é ainda bastante robusto para as variações de amplitude do sinal, ao contrário do método de Quinn. Mulgrew é muito preciso na presença de ruídos e variações de amplitude. Ferreira é impreciso em aplicações que envolvem os sistemas elétricos de potência.

O DPLL é preciso na presença de ruídos, harmônicas e variação da amplitude do sinal, no entanto seus tempos de convergência alcançam quase três ciclos.

O método de Wang responde com boa precisão mesmo na presença de frequência fora da nominal. O seu tempo de convergência fica em torno de pouco menos de dois ciclos.

O método de Kalman proposto por Pradhan é preciso na presença de ruídos, harmônicas e inter-harmônicas, mas não responde bem aos transitórios e apresenta um grande tempo de convergência.

O método de Dash é bastante instável, podendo vir a divergir, na ocorrência de grandes ruídos ou alterações bruscas em algum dos parâmetros do sinal.

A GRNN se mostrou bastante promissora nos testes executados. Conseguiu rastrear as variações de frequências em degrau, rampa e senoidal apresentando um pequeno tempo de convergência. Quando o sinal é distorcido por harmônicas ou ruídos, é necessário o uso de filtros para minimizar os erros gerados. Mesmo com o uso desses filtros, o método atinge o tempo de convergência próximo ou, muitas vezes, menor que os demais métodos. O método apresenta, ainda, robustez para sinais com variações de tensão.

O método da rede Adaline necessita de um filtro para tratar a frequência estimada, uma vez que esta apresenta oscilações indesejáveis. O uso do filtro incrementa o tempo de convergência para um sinal com variação em degrau de frequência, o que restringiria sua aplicação. Quando foram executados testes com variação de frequência senoidal e em rampa, o método apresentou desempenho equivalente ou melhor que as demais técnicas.

A fim de apresentar de maneira mais clara os resultados dos métodos, geraram-se as tabelas 17 e 18, em que os dez melhores métodos foram classificados. Foram atribuídos os menores números para os métodos que mais se destacaram em cada caso. Muitos métodos tiveram respostas muito parecidas, sendo que, dessa maneira, apresentam o mesmo número.

Tabela 17 – Classificação dos resultados dos métodos de estimação de frequência para cada caso

Método	Caso I	Caso II	Caso III	Caso IV	Caso V
DPSZ	1		6		
APSSP			1		
Aghazadeh	1		2		
Phadke	1			7	
Fourier Trad.	1			3	
Begovic	1			8	8
Lobos H	1		7		
Lobos B	1		5		
Autocor.	1			1	3
Abdollahi	1		3		
Lavopa	1	7	10	2	8
Quinn	1	6		10	8
Jacobsen	1	9		5	5
Candan	1	8		4	5
Macleod	1			6	5
Aboutanios		2			4
Mulgrew	1	3			1
Ferreira	1				
DPLL	1	5			6
Wang	1	10	9	9	7
Kalman					2
Pradhan	1	4			
Kalman Dash	1	1	8		
GRNN	1		4		
Adaline					

Tabela 18 – Classificação dos resultados dos métodos de estimação de frequência para cada caso

Método	Caso VI	Caso VII	Caso VIII	Caso IX
DPSZ	5			1
APSSP	1	3		
Aghazadeh	2	3		
Phadke				
Fourier Trad.		5		
Begovic			5	1
Lobos H	5	2		
Lobos B	5	2		
Autocor.			6	1
Abdollahi	3	1		
Lavopa	8			1
Quinn			8	
Jacobsen			9	2
Candan			7	2
Macleod			10	2
Aboutanios			3	1
Mulgrew				1
Ferreira			4	
DPLL			2	1
Wang	7			2
Kalman Pradhan	6	6	1	1
Kalman Dash		1		
GRNN	4			
Adaline		4		2

5. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

5.1. Conclusões

Esta dissertação mostrou a importância da estimação de frequência para o bom funcionamento de sistemas elétricos e para a qualidade da energia elétrica, podendo estar relacionada com grandes perturbações, falha no fornecimento de energia elétrica, deterioração de componentes elétricos e mecânicos do próprio sistema ou consumidores. Quanto à legislação, esta estabelece que a frequência em regime não deve ultrapassar 0,1 Hz de desvio em relação à nominal. Dessa forma, para atender a esses requisitos, é necessário um controle carga-frequência bastante sensível, que necessita de medidas de frequência, rápidas e precisas.

A fim de avaliar a eficiência dos algoritmos de estimação de frequência, diversas técnicas tiveram que ser implementadas. Alguns desses métodos foram concebidos para uso em sistemas elétricos de potência, outros para uso em outras áreas de processamentos de sinais, como os métodos de Lavopa, Quinn, Jacobsen, Candan, Macleod, Aboutanios, Mulgrew, Ferreira e DPLL. Esta dissertação buscou avaliá-los para uso em sistemas elétricos de potência. Além disso, foram propostas duas metodologias fundamentadas em redes neurais, ou seja, a GRNN e a Adaline (do inglês *Generalized Regression Neural Network* e *Adaptive Line Network*). As metodologias proposta são de fácil implementação e entendimento.

Foram gerados diversos sinais comuns a sistemas elétricos de potência, ou sinais extremos no sentido de testar os limites de cada método. Dentre as metodologias utilizadas em outras áreas, que não SEP, pode-se destacar o método Lavopa, que apresenta grande precisão mesmo na presença de harmônicas, ruídos e desvios de frequência. Este é, ainda, simples e não iterativo, o que facilita a sua implementação.

Dentre as metodologias propostas, pode-se destacar a GRNN, que é um dos mais rápidos dentre os 24 algoritmos analisados ao longo do trabalho. Quando os filtros são utilizados de modo a minimizar os efeitos negativos produzidos por ruídos e harmônicas, ocorre um incremento no tempo de convergência, que ainda é aceitável (converge em menos de dois ciclos da fundamental quando submetido a um degrau de frequência de 0,5 Hz).

As duas metodologias propostas se mostraram promissoras tanto na proteção de sistemas elétricos quanto em qualímetros, contribuindo para um sistema elétrico de potência

mais confiável e eficiente e para a melhoria da qualidade de energia elétrica.

5.2. Sugestões para trabalhos futuros

- Utilizar filtros Butterworth de ordem maior e frequências de corte menores que 5°;
- Testar a GRNN para valores de Spread dependentes da janela utilizada;
- Testar a rede Adaline com janelas diferentes;
- Implementar o filtro de Kalman utilizando a covariância do ruído do processo variável;
- Testar os métodos em oscilações transitórias e curtos-circuitos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABB; **630 series Technical Manual**, 2012

ABDOLLAHI, A.; Matinfar, F.; , Frequency Estimation: A Least-Squares New Approach, **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol.26, no.2, pp.790-798, April 2011

ABOUTANIOS, E.; , A modified dichotomous search frequency estimator, **Signal Processing Letters, IEEE** , vol.11, no.2, pp. 186- 188, Fev. 2004

ABOUTANIOS, E.; MuLgrew, B.; , Iterative frequency estimation by interpolation on Fourier coefficients, **IEEE Transactions on Signal Processing**, vol.53, no.4, pp. 1237- 1242, April 2005

Agha ZADEH, R., Ghosh, a., Ledwich, G., eZare, F. (2010). Online estimation of distorted power system signal parameters. **IETGeneration, Transmission&Distribution**, 4(6), 746.

ANEEL, **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional** – PRODIST, Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica (2012)

BARBOSA, D.; MONARO, RENATO M.; COURY, Denis V. OLESKOVICZ, Mário; **Filtragem adaptativa para a estimação de frequência em sistemas elétricos de potência**. Revista controle & automação, vol. 19, nº. 2, São Paulo,Abril, Maio e Junho 2008.

BELEGA, D.; DALLET, D.; , Influence of systematic errors on a sine wave frequency estimation by means of Interpolated DFT method, **Communications, Control and Signal Processing, 2008**. ISCCSP 2008. 3rd International Symposium on , vol., no., pp.1436-1439, 12-14 March 2008

Begovic, M.M.; Djuric, P.M.; Dunlap, S.; Phadke, A.G., Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics,**Power Delivery, IEEE Transactions on** , vol.8, no.2, pp.480,486, Apr 1993

BENMOUYAL, G. Removal of DC-Offset in Current Waveforms Using Digital Mimic Filtering. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Vol.10, No.2, pp. 621-630.

BENMOUYAL, G., AVERSA, A. D., Concurrent Implementation of 81 Frequency Elements

Together With Frequency Tracking in Protective Relays : Issues and Solutions, **Schweitzer Engineering Laboratories**, 1–14.

BENTLEY, E.C. et al. , "Effects of frequency deviation on the accuracy of harmonic analysis and mitigation," **Universities Power Engineering Conference**, 2008. UPEC 2008. 43rd

BLAABJERG, F. et al. , Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol.53, no.5, pp.1398-1409, Oct. 2006

CANDAN, C.; , A Method For Fine Resolution Frequency Estimation From Three DFT Samples, **Signal Processing Letters, IEEE** , vol.18, no.6, pp.351-354, June 2011

COSTELLO, D.; ZIMMERMAN, K.; , Frequency tracking fundamentals, challenges, and solutions, **64th Annual Conference for Protective Relay Engineers**, 2011, pp.203-214, 11-14 April 2011

DASH, P. K., et al. An extended complex Kalman filter for frequency measurement of distorted signals. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, 49(4), 746–753, 2000

DASH, P. K., PRADHAN, a. K., ePANDA, G.. Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex Kalman filter. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 14(3), 761–766.

DASH, P.K.; HASAN, S.; PANIGRAHI, B.K.; , Adaptive complex unscented Kalman filter for frequency estimation of time-varying signals, **Science, Measurement & Technology, IET** , vol.4, no.2, pp.93-103, March 2010

DASH, P.K.; KRISHNANAND, K.R.; PADHEE, M.; , Fast recursive Gauss-Newton adaptive filter for the estimation of power system frequency and harmonics in a noisy environment, **Generation, Transmission & Distribution, IET** , vol.5, no.12, pp.1277-1289, December 2011

DAWEIFan; CENTENO, V.; , Phasor-Based Synchronized Frequency Measurement in Power Systems, **Power Delivery, IEEE Transactions on** , vol.22, no.4,

DECKER, I.C. ET AL. Monitoring of a large scale event in the Brazilian Power System by WAMS, **Bulk Power System Dynamics and Control (iREP) - VIII (iREP)**, 2010 iREP Symposium, pp.1-8, 1-6 Aug. 2010

DUDANC.R; MCGRANAGHAN F. M.; SANTOSO S.; BEATYH.W. **Electrical Power Systems Quality**.2º ed. McGraw-Hill, 2003.

FEDELE, G.; PICARDI, C.; SGRO, D.; , A Power Electrical Signal Tracking Strategy Based on the Modulating Functions Method, **IEEE Transactions onIndustrial Electronics**, vol.56, no.10, pp.4079-4087, Oct. 2009

FRIEDMAN, V.; , A zero crossing algorithm for the estimation of the frequency of a single sinusoid in white noise, **IEEE Transactions onSignal Processing**, vol.42, 1994

GRIMONI, J. A. B; GALVÃO, L. C. R. e UDAETA, M. E. M.. **Iniciação a Conceitos de Sistemas Energéticos para o Desenvolvimento Limpo**. Edusp. 2004.

Hou, D.; , Relay Element Performance During Power System Frequency Excursions, **61st Annual Conference for Protective Relay Engineers**, 2008, vol., no., pp.105-117, 1-3 April 2008

IEEE Guide for Abnormal Frequency Protection for Power Generating Plants, **IEEE Std C37.106-2003** (Revision of ANSI/IEEE C37.106-1987), pp.0_1-34, 2004

JACOBSEN, E.; KOOTSOOKOS, P.; , Fast, Accurate Frequency Estimators [DSP Tips & Tricks], **Signal Processing Magazine, IEEE** , vol.24, no.3, pp.123-125, May 2007

Milenko B. Djurić, Željko R. Djurišić, Frequency measurement of distorted signals using Fourier and zero crossing techniques, **Electric Power Systems Research**, Volume 78, Issue 8, August 2008, pp. 1407-1415,

REN J.; KEZUNOVIC, M.; , A Hybrid Method for Power System Frequency Estimation, **Power Delivery**, IEEE Transactions on , vol.27, no.3, pp.1252-1259, July 2012

KARIMI-GHARTEMANI, M., BAKHSHAI, a. R., MOJIRI, M. (2005). Estimation of Power System Frequency Using Adaptive Notch Filter.2005 **IEEE Instrumentationand Measurement Technology Conference Proceedings**, 2(May), 1494–1497.

KATIRAEI F.; IRAVANI M. R.; LEHN P. W. F. K. “Micro-grid autonomous operation during and subsequent to islanding process, **IEEE Trans. Power Del.**, vol. 20, no. 1, pp. 248–257, Jan. 2005

KUSLJEVIC, M.D; POLJAK, P.D., "Simultaneous Reactive-Power and Frequency Estimations Using Simple Recursive WLS Algorithm and Adaptive Filtering," **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol.60, no.12, pp.3860,3867, Dec. 2011

KOCAMAN, C.; et al. Calculation of fundamental power frequency for digital relaying algorithms, Developments in Power System Protection (DPSP 2010). **10th IET International Conference on Managing the Change**, pp.1-5, March 29 2010-April 1 2010

LAPUH, R.; Phase sensitive frequency estimation algorithm for asynchronously sampled harmonically distorted signals. 2011 **IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference**, 2, 1–4.

LAVOPA, E et al. Real-time estimation of fundamental frequency and harmonics for active power filters applications in aircraft electrical systems, **European Conference on Power Electronics and Applications**, pp.1-10, 2-5 Set. 2007

LIAO, Y.; **Phase and frequency estimation: High-Accuracy and low-complexity techniques**. Dissertação (Mestrado e engenharia elétrica e computação)-Worcester politechnic Institute, 2011.

M. KARIMI-GHARTEMANI; M. R. Iravani, Wide-range, fast and robust estimation of power system frequency, **Electr. Power Syst. Res.**, Elsevier, vol. 65, no. 2, pp. 109–117, Maio 2003.

MACLEOD, M.D.; , Fast nearly ML estimation of the parameters of real or complex single tones or resolved multiple tones, **IEEE Transactions on Signal Processing**, vol.46, no.1, pp.141-148, Jan 1998

MAI RUIKUN; et al. A Novel Frequency Estimation Algorithm on Dynamic Condition in Power System, **Power and Energy Engineering Conference**, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific , vol., no., pp.1-5, 27-31 March 2009

Novanda, H.; Regulski, P.; Gonzalez-Longatt, F.M.; Terzija, V.; , Unscented Kalman Filter for frequency and amplitude estimation, **PowerTech, 2011 IEEE Trondheim** , vol., no., pp.1-6, 19-23 June 2011

ONS, Procedimento de Rede, Submódulo 10.6. **Controle da geração em operação normal**. 2009.

ONS, Procedimento de Rede, Submódulo 25.6. **Indicadores de qualidade de energia elétrica – frequência e tensão**. 2008.

PHADKE, A.G.; THORP, J.S.; ADAMIAK, M.G.. A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency. Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on, Vol. PAS-102 N° 5, Maio 1983

Quinn, B.G.; , Estimating frequency by interpolation using Fourier coefficients, **IEEE Transactions on Signal Processing**, vol.42, no.5, pp.1264-1268, May 1994

RAMOS, P. M.; CRUZ SERRA, A. Comparison of frequency estimation algorithms for power quality assessment, **Measurement**, Volume 42, Edição 9, Novembro 2009, 1312-1317,

REGULSKI, P.E; TERZIJA, V., "Estimation of Frequency and Fundamental Power Components Using an Unscented Kalman Filter," **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol.61, no.4, pp.952,962, April 2012

RODRIGUEZ, P. et al. Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions, IEEE Industrial Electronics, **IECON 2006 - 32nd Annual Conference on**, vol., no., pp.5173-5178, 6-10 Nov. 2006

RONCERO-SANCHEZ, P et al. Robust Frequency-Estimation Method for Distorted and Imbalanced Three-Phase Systems Using Discrete Filters, **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.26, no.4, pp.1089-1101, April 2011

SCHOUKENS, J., PINTELON, R., eVAN HAMME, H. (1992). The interpolated fast Fourier transform: a comparative study. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, 41(2), 226–232.

SCHWEITZER E. L.; **SEL-351S -Protection System, Optimize Protection, Automation, and Breaker Control**, 2012

SIEMENS; 7SG11 – **Argus 8, Voltage and Frequency Relays**, 2010

SILVA, R. P. M., DELBEM, A. C. B., eCOURY, D. V. Genetic algorithms applied to phasor estimation and frequency tracking in PMU development. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, 44(1), 921–929

SITHAMPARANATHAN, K.; , Digital-PLL Assisted Frequency Estimation with Improved Error Variance, **Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBECOM 2008. IEEE** , vol., no., pp.1-5, Nov. 30 2008-Dec. 4 2008,

SORRENTINO, E., e CARVALHO, R. (2010). Performance of three algorithms for frequency measurement under transient conditions. **Electric Power Systems Research**, 80(10), 1191–1196.

GUANG, S.; ZHANG, X.; , A fundamental wave recursive DFT algorithm applied in the inverter's pre-synchronization, **Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)**, 2011 4th International Conference on, pp.544-548, 6-9 July 2011

TERZIJA, V.V.; DJURIC, M.B. e KOVACEVIC, B.D.; , Voltage phasor and local system frequency estimation using Newton type algorithm, **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol.9, no.3, pp.1368-1374, Jul 1994

VAINIO, O.; OVASKA, S.J.; , Noise reduction in zero crossing detection by predictive digital filtering, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol.42, no.1, pp.58-62, Feb 1995

VARKONYI-KOCZY, A.R.; , Fuzzy Logic Supported Frequency Range Estimation for Adaptive Fourier Analysis, **Soft Computing Applications, 2007. SOFA 2007**. 2nd International Workshop on, pp.25-31, 21-23 Aug. 2007

WANG M.; Sun Y.; A practical, precise method for frequency tracking and phasor estimation , **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol.19, no.4, pp. 1547- 1552, Oct. 2004

WIDROW, B.; McCool, J. e BALL, M.; , The complex LMS algorithm, **Proceedings of the IEEE** , vol.63, no.4, pp. 719- 720, Abril 1975

Vieira Filho X; **Operação de Sistemas de Potência com controle automático de geração**, Rio de Janeiro , Eletrobrás 1984

YAZDANI, D. et al, A Fast and Accurate Synchronization Technique for Extraction of Symmetrical Components, **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol.24, no.3, pp.674-684, Março 2009

XIAO Y.; MANDIC, D.P.; , Widely Linear Adaptive Frequency Estimation of Unbalanced Three-Phase Power Systems, **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol.61, no.1, pp.74-83, Jan. 2012

YIZHENGLIANG. **Phase and frequency estimation: High-Accuracy and Low-Complexity**

techniques, Worcester polytechnic institute, Dissertação de Mestrado, 2011.

ZENG, B., e TENG, Z. Bo ZENG; Parameter Estimation of Power System Signals Based on Cosine Self-Convolution Window With Desirable Side-Lobe Behaviors, **IEEE Transactions on Power Delivery**, vol.26, no.1, pp.250-257, Jan. 2011

ZIVANOVIC, R. (2007). An Adaptive Differentiation Filter for Tracking Instantaneous Frequency in Power Systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 22(2), 765–771.