

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

MARCEL DA CRUZ STALTER

**ANÁLISE DE ESTIMADORES DE
FREQUÊNCIA SOB CONDIÇÕES
TRANSITÓRIAS**

**Alegrete
2014**

MARCEL DA CRUZ STALTER

**ANÁLISE DE ESTIMADORES DE
FREQUÊNCIA SOB CONDIÇÕES
TRANSITÓRIAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Eduardo Machado dos Santos

**Alegrete
2014**

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

SST782a Stalter, Marcel da Cruz

Análise de Estimadores de Frequência Sob Condições
Transitórias / Marcel da Cruz Stalter.

83 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2014.

"Orientação: Eduardo Machado dos Santos".

1. Sistemas Elétricos de Potência. 2. Proteção de Sistemas
Elétricos de Potência. 3. Estimadores de Frequência. 4. Relés
Digitais. 5. Qualidade de Energia. I. Título.

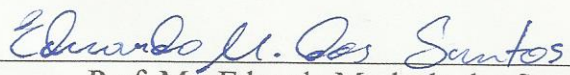
MARCEL DA CRUZ STALTER

ANÁLISE DE ESTIMADORES DE FREQUÊNCIA SOB CONDIÇÕES TRANSITÓRIAS

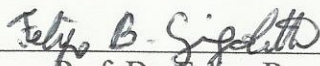
Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal do Pampa, como
requisito parcial para obtenção do Título de
Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 18 de agosto de 2014.

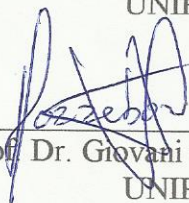
Banca examinadora:



Prof. Me. Eduardo Machado dos Santos
Orientador
UNIPAMPA



Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto
UNIPAMPA



Prof. Dr. Giovanni Guarienti Pozzebon
UNIPAMPA

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, aos meus pais João Carlos e Fátima pelo apoio, suporte e paciência durante esta etapa da minha vida.

A meus irmãos Guilherme e Thaís, os quais sempre demonstraram seu apoio, com quem pude compartilhar alegrias e tristezas.

Aos meus avós, José, Jandira e Wanda (in memoriam), por todo o apoio e incentivo durante minha jornada de estudos.

Em especial, a pessoa qual contribuiu para a realização desse trabalho, meu orientador e amigo Eduardo Machado dos Santos, pois sem sua paciência e dedicação não seria possível à realização do presente trabalho.

A todo corpo docente da UNIPAMPA por todo o conhecimento transmitido durante os anos de graduação.

Agradeço a todos os membros do grupo de pesquisa GESEP, por me acompanhar e apoiar durante o processo de realização deste trabalho.

Agradeço a todos aqueles que, de maneiras diretas e indiretas, demonstraram seu incentivo.

“A maior recompensa para o trabalho do homem não é o que ele ganha com isso, mas o que ele se torna com isso”.

John Ruskin

RESUMO

Com o avanço tecnológico e a inserção dos relés digitais nos sistemas elétricos de potência, ocorreram grandes evoluções nos sistemas de proteção. Através de um microprocessador, os relés digitais utilizam algoritmos baseados no processamento dos sinais de tensão e corrente, os quais vêm se tornando cada vez mais complexos e realizando diversas funções, além das funções básicas de proteção. Nesse contexto, cada vez mais as concessionárias de energia elétrica buscam obter o melhor desempenho na operação das redes, o que depende também dos sistemas de proteção. Sendo assim, faz-se necessário realizar estudos sobre o comportamento dos dispositivos de proteção frente as mais diversas condições as quais o sistema elétrico de potência está sujeito. Isso inclui analisar a confiabilidade, a velocidade de resposta, a robustez e a segurança oferecida por tais elementos de proteção aos SEPs. Dessa forma, uma característica importante e uma das grandezas monitoradas em um sistema de potência é a frequência elétrica do sinal de tensão fornecido. Tal grandeza deve ser constante, pois ela influencia diretamente no funcionamento dos equipamentos do sistema e na qualidade dos processos industriais. Realizada de forma ágil e precisa, a estimação do valor da frequência auxilia na proteção, controle e monitoramento da qualidade da energia elétrica, de maneira a assegurar a plenitude do sistema. Para a realização da estimação de frequência, diversas metodologias já foram propostas, uma vez que, a maioria delas não apresenta um bom desempenho quando o sinal apresenta distorções harmônicas ou ruídos. Sendo assim, este trabalho apresenta uma avaliação de algumas das metodologias já propostas para este fim. Tais técnicas são comparadas através de índices como o tempo de convergência, a sobre-elevação e erro transitório da estimação da resposta, de maneira a verificar qual apresenta o melhor desempenho. Para tal, foram realizados testes que utilizam sinais com variação de frequência em degrau, em rampa, variação exponencial e amortecida, além de sinais incluindo variação de amplitude, oscilação de potência e distorção harmônica e sub-harmônica. Os resultados da comparação são demonstrados em forma de gráficos e tabelas, de modo a permitir distinguir as vantagens e desvantagens de cada metodologia frente às diferentes variações, para determinar as melhores opções a serem utilizadas na proteção de sistemas elétricos de potência.

Palavras chaves: Sistema elétrico de potência, estimação de frequência, relé digital, harmônicas, proteção, controle, qualidade.

ABSTRACT

With the advances and the integration of digital relays in electrical power systems, major developments occurred in the protection systems. Through a microprocessor, digital relays use algorithms based on the processing of voltage and current signals, which are becoming more complex and are performing various functions beyond the basic protection ones. In this context, more and more the electric companies are looking for the best performance in the operation of the networks, which also depends on the protection systems. Therefore, it is necessary to conduct studies on the behavior of protection devices for the different conditions which the electric power system is subject. This includes to analyze the reliability, the speed of response, the robustness and the security offered by such protective elements to the Electric Power Systems. Thus, an important characteristic and one of the monitored quantities in a power system is the electrical frequency of the provided voltage signal. Such parameter should be constant since it directly influences in the functioning of the system equipment and in the quality of industrial processes. Conducted in an agile and accurate way, the frequency estimation assists in the protection, control and monitoring of the power quality in order to ensure the fullness of the system. To perform the frequency estimation, various methodologies have been proposed, since the most of them do not have good performance when the signal presents harmonic distortion or noise. Therefore, this work presents an evaluation of some of the methods already proposed for this purpose. Such techniques are compared using indices such as the convergence time, the overshoot and the estimation transient error of the response in order to verify which technique has the best performance. For this comparison, tests were carried out using signals with sudden frequency variation and frequency varying in ramp, in exponential and in damped variation. Besides, tests including signal amplitude variation, power swings and sub-harmonic and harmonic distortion were carried out too. The comparison results are shown in graphs and tables, in order to distinguish between the advantages and disadvantages of each method against the different variations, in order to determine the best options to be used in the protection of electric power systems.

Key words: Electric power system, frequency estimation, digital relay, harmonics, protection, control, quality.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Subsistema do sistema de proteção	15
Figura 2 – Relé de proteção SEL-351S.....	18
Figura 3 – Relé de proteção Reyrolle 7SG118 Argus.....	19
Figura 4 – Relé de proteção Siprotec Compact	19
Figura 5 – Relé de proteção SPAF 140C	20
Figura 6 – Período de uma forma de onda senoidal	22
Figura 7 – Malha DPLL	27
Figura 8 – Instante de convergência	32
Figura 9 – Tempo de convergência e regime permanente	32
Figura 10 – <i>Overshoot</i>	34
Figura 11 – Resultados para um sinal senoidal puro	38
Figura 12 – Resultados para um sinal com variação em degrau	42
Figura 13 – Resultados para um sinal com variação em rampa	46
Figura 14 – Resultados para um sinal com variação exponencial.....	50
Figura 15 - Resultados para um sinal com variação senoidal amortecida	54
Figura 16 – Resultados para um sinal com variação em amplitude	58
Figura 17 – Resultados para um sinal com harmônicas de segunda ordem.....	62
Figura 18 – Resultados para um sinal com harmônicas de terceira ordem.....	66
Figura 19 – Resultados para um sinal com sub-harmônicas	70
Figura 20 - Oscilação de Potência	71
Figura 21 – Resultados para um sinal com oscilação de potência.....	74

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros Utilizados para cada frequência de amostragem do DPLL.....	27
Tabela 2 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal puro	35
Tabela 3 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal puro com pós-filtragem.....	36
Tabela 4 – Resultados obtidos para um teste com variação em degrau	39
Tabela 5 – Resultados obtidos para um teste com variação em degrau com pós-filtragem.....	41
Tabela 6 – Resultados obtidos para um teste com variação em rampa.....	43
Tabela 7 – Resultados obtidos para um teste com variação em rampa com pós-filtragem	45
Tabela 8 – Resultados obtidos para um teste com variação exponencial	47
Tabela 9 – Resultados obtidos para um teste com variação exponencial com pós-filtragem ..	49
Tabela 10 – Resultados obtidos para um teste com variação amortecida	51
Tabela 11 – Resultados obtidos para um teste com variação amortecida com pós-filtragem..	53
Tabela 12 – Resultados obtidos para um teste com variação em amplitude	56
Tabela 13 – Resultados obtidos para um teste com variação em amplitude com pós-filtragem	57
Tabela 14 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal com harmônicas de ordem 2	59
Tabela 15 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal com harmônicas de ordem 2, com pós-filtragem	61
Tabela 16 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal com harmônicas de ordem 3	63
Tabela 17 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal com harmônicas, com pós- filtragem	64
Tabela 18 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal com sub-harmônicas	67
Tabela 19 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal com sub-harmônicas, com pós-filtragem.....	69
Tabela 20 – Resultados obtidos para um teste do sinal com oscilação de potência	72
Tabela 21 – Resultados obtidos para um teste do sinal com oscilação de potência com pós- filtragem	73
Tabela 22 - Classificação dos resultados para cada caso	77
Tabela 23 – Classificação dos resultados gerais	77

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANSI - *American National Standards Institute*

APSSP - Método de Ajuste de Pontos para um Sinal Senoidal Puro

TDFA - Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Anníbal

TDFC - Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Candan

TDFJ - Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Jacobsen

TDFM - Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Macleod

DPLL - Método do Laço Fechado de Fase Digital

DPSZ - Método de Detecção da Passagem do Sinal por Zero

E_{max} - Erro máximo

E_{med} - Erro médio

IC - Instante de convergência

MMQ - Método dos Mínimos Quadrados

MP - Método de Prony

MPB - Método de Prony com janela de Blackman

MPH - Método de Prony com janela de Hamming

ONS - Operador Nacional do Sistema Elétrico

OS - *Overshoot* ou sobre-elevação

SEP - Sistemas Elétricos de Potência

TC - Tempo de convergência

TDF - Transformada Discreta de Fourier

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	12
1.1 Estrutura do Trabalho	13
2. SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA	14
2.1 Proteção de Sistemas Elétricos de Potência	14
2.2 A Frequência	15
2.3 Relés Digitais	17
3. MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA	21
3.1 Método de Ajuste de Pontos para um Sinal Senoidal Puro (APSSP)	21
3.2 Método de Detecção da Passagem do Sinal por Zero (DPSZ)	22
3.3 Método dos Mínimos Quadrados (MMQ)	23
3.4 Método de Prony (MP)	25
3.5 Método do Laço Fechado de Fase Digital (DPLL)	26
3.6 Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Jacobsen (TDFJ) ... 28	
3.7 Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Candan (TDFC) 28	
3.8 Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Macleod (TDFM) .. 28	
3.9 Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Aníbal (TDFA) 29	
3.10 Considerações finais	30
4. RESULTADOS E ANÁLISES	31
4.1 Índices de Desempenho	31
4.1.1 <i>Instante de convergência (IC)</i>	31
4.1.2 <i>Tempo de convergência (TC)</i>	32
4.1.3 <i>Erro máximo (Emax)</i>	33
4.1.4 <i>Erro médio (Emed)</i>	33
4.1.5 <i>Overshoot (OS)</i>	33
4.2 Caso 1: Sinal senoidal puro	34
4.3 Caso 2: Sinal com variação em degrau	39
4.4 Caso 3: Sinal com variação em rampa	43
4.5 Caso 4: Sinal com variação exponencial	47
4.6 Caso 5: Sinal com variação amortecida	51
4.7 Caso 6: Sinal com variação em amplitude	55
4.8 Caso 7: Sinal senoidal com conteúdos harmônicos	59
4.8.1 <i>Caso 7.1: Teste com harmônicas de ordem par</i>	59
4.8.2 <i>Caso 7.2: Teste com harmônicas de ordem ímpar</i>	63
4.9 Caso 8: Sinal senoidal com conteúdo sub-harmônico	67
4.10 Caso 9: Sinal com oscilação de potência	71
4.11 Análise Geral dos Resultados	75
5. CONSIDERAÇÕES FINAIS	78
5.1 Sugestões para trabalhos futuros	79
REFERÊNCIAS	80

1. INTRODUÇÃO

A estimação de frequência é de suma importância para a proteção e controle dos Sistemas Elétricos de Potência (SEPs), em consequência de crescentes distúrbios no sinal de tensão e variações da frequência fundamental (THOMAS & WOOLFSON, 2001, JENKINS, 2001). Consequentemente, é essencial a precisão e a agilidade na detecção de anomalias, de forma que estas sejam eliminadas para que o sistema retorne a operar normalmente.

Em Sistemas Elétricos de Potência (SEPs), a frequência é um parâmetro fundamental conexo à qualidade de energia elétrica, de modo que, para obtenção de uma energia com qualidade boa, as tensões e frequências deverão ser constantes, assim como a sua forma de onda não pode apresentar distorções harmônicas. Em regime permanente, admite-se uma oscilação na frequência para operação do sistema entre $\pm 0,5\text{Hz}$ (ONS, 2008). Oscilações fora dos limites estabelecidos podem apontar momentos de falta ou sobrecarga do sistema (BARBOSA & MONARO, 2008).

No entanto, se a variação da frequência não atender os limites determinados para sua operação normal, podem ocorrer danos aos equipamentos conectados à rede elétrica, tais como geradores, motores, transformadores, bancos de capacitores, linhas de transmissão, entre outros, o que pode prejudicar a estabilidade do SEP (BARBOSA & MONARO, 2008). Deve-se ressaltar que com a evolução tecnológica e a elevada aplicação de sistemas eletrônicos em máquinas e equipamentos, aumentaram-se os cuidados com as oscilações de frequência no sistema, sendo que esses novos componentes possuem maior vulnerabilidade a esta espécie de perturbação. Desta forma, para uma operação adequada do SEP, faz-se necessário aperfeiçoar cada vez mais as técnicas utilizadas para estimação de frequência (EMANUEL *et. al*, 1991).

Tais técnicas estão relacionadas à proteção contra a perda de sincronismo, priorizando a manutenção da estabilidade do SEP (BARBOSA, 2007). Nesse contexto, diversos métodos vêm sendo propostos, no qual cada um detém suas vantagens, tais como precisão, velocidade de convergência, capacidade de estimação sob condições de distorção harmônica e presença de ruídos. Devido a variações inesperadas no sinal de entrada, nenhuma técnica apresenta imunidade a todos os tipos de transitórios. Isso ocorre pelo fato delas serem baseadas em filtragens. Além disso, quando o sinal apresenta distorções sub-harmônicas ou inter-harmônicas, não é possível estimar a frequência com boa precisão com os métodos existentes (KUSLJEVICN & POLJAK, 2011).

Apesar da existência de diversas técnicas de estimação de frequência, nenhuma se consolidou absolutamente. Normalmente, os métodos mais utilizados são os mais simples, como o de detecção da passagem por zero. Atualmente, novos trabalhos vêm demonstrando que é difícil estimar adequadamente a frequência sob diferentes condições de operação do sistema elétrico (REGULSKI & TERZIJA, 2012, GRIMONI *et. al*, 2004).

O presente trabalho tem como objetivo:

- Realizar estudos a cerca das metodologias de estimação de frequência;
- Implementar algoritmos para esta tarefa;
- Realizar um estudo comparativo entre os algoritmos destacando seus prós e contras.

Para o desenvolvimento deste trabalho, foi utilizado o *software Matlab*[®], no qual foram implementados os métodos estudados. Além disso, sinais de diferentes amostragens foram gerados computacionalmente através do *software Matlab*[®], com diferentes tipos de variação de frequência (variação em rampa, variação em degrau, variação exponencial, variação amortecida, variação em rampa, conteúdo harmônico e sub-harmônico, e oscilação de potência). Todos esses sinais foram a base para a análise do desempenho dos algoritmos implementados. Por fim, o desempenho dos métodos foi comparado através de índices como o tempo de convergência, a sobre-elevação e o erro transitório da estimação.

1.1 Estrutura do Trabalho

No Capítulo 2, são descritos aspectos inerentes aos sistemas de proteção de SEP, onde se destaca a relevância da estimação de frequência para a operação do sistema, bem como as consequências dos desvios de frequências em seus componentes. Também, são apresentados alguns dos relés digitais comerciais, os quais possuem a função de rastrear a frequência.

No Capítulo 3, são descritas as metodologias de estimação de frequência estudadas.

No Capítulo 4, são apresentados os resultados obtidos, assim como análises dos mesmos.

Por fim, no Capítulo 5, apresenta as considerações finais e as sugestões para trabalhos futuros.

2. SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

Essa seção apresenta uma breve introdução sobre sistemas de proteção, bem como a importância da frequência para a qualidade da energia elétrica. Demonstram, também, as características dos relés digitais, bem como suas vantagens em relação aos relés eletromecânicos, com relação a sua utilização para proteção do SEP.

2.1 Proteção de Sistemas Elétricos de Potência

A energia elétrica é de suma importância para o desenvolvimento da sociedade e, com isso, a expansão do SEP é inevitável. Portanto, cada vez mais se faz necessário o desenvolvimento de novas tecnologias e metodologias, as quais garantam a confiabilidade e segurança para manutenção do fornecimento de energia nas mais diversas condições de operação da rede elétrica. De acordo com WARRINGTON (1969), é de suma importância que o SEP opere com a máxima eficiência, de forma que o sistema mantenha-se protegido.

Como o SEP é vulnerável a defeitos oriundos de diversas naturezas (curtos-circuitos, sobrecargas, sobre tensões, entre outras). Dos quais podem causar grandes prejuízos, como perda de equipamentos, interrupção do processo de produção, incêndios, etc.

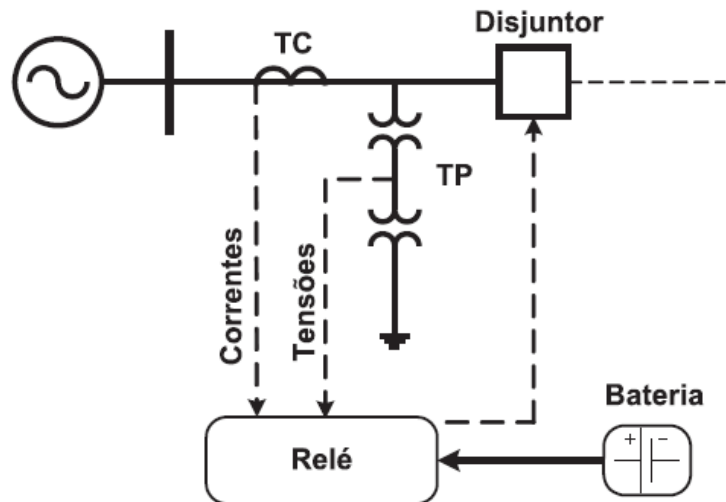
Nesse contexto se faz necessário restringir o problema no menor tempo possível, e para isso são utilizados os chamados sistemas de proteção. Qual tem por objetivo desligar rapidamente qualquer componente do sistema ou eliminar a anomalia detectada no sistema. De forma a evitar danos a equipamentos ou mesmo a interferência nas demais operações realizadas pelo SEP (LUCARINY, 1983).

De acordo com BARBOSA (2007), os sistemas de proteção são formados por um conjunto de subsistemas integrados que interagem entre si com o objetivo de produzir a melhor atuação sobre o sistema, ou seja, isolar a área com defeito, sem comprometer o restante do SEP. Tais sistemas de proteção, de acordo com a Figura 1, são formados por:

- Relés: Responsáveis pela lógica de atuação do sistema de proteção;
- Disjuntores: chaves que interligam o sistema que atuam sobre comando do relé, abrindo seus contatos, de maneira a interromper a passagem da corrente, isolando o trecho com defeito.

- Transformadores de instrumentação: reduzem os níveis de tensão e corrente, além de isolar os equipamentos dos circuitos de alta tensão;
- Baterias: Alimentação auxiliar em caso de falha do sistema supridor de CC ao relé.

Figura 1 – Subsistema do sistema de proteção.



Fonte: BARBOSA, 2007.

Dessa forma estruturado, o principal componente do sistema de proteção é o relé, o qual pode ser considerado o cérebro da proteção. Ele envia sinal para a abertura do disjuntor quando sua lógica de atuação é satisfeita, isolando os trechos sob defeito do restante do SEP. Tais dispositivos são projetados para responder a variações nas grandezas elétricas (tensões, correntes, frequência, etc.), isto é, quando estas assumem diferentes faixas de valores de suas condições nominais (WARRINGTON, 1969). Além disso, devido a sua importância, devem ser equipamentos muito confiáveis e robustos.

De forma geral, a proteção não elimina a possibilidade de defeitos, porém reduz a probabilidade de prejuízos. Também, é capaz de auxiliar na localização e na identificação do defeito, possibilitando uma manutenção de forma ágil.

2.2 A Frequência

Segundo GRIMONI, GALVÃO e UDAETA (2004), uma energia com boa qualidade não pode apresentar variações em suas tensões e frequências, assim como a forma de onda senoidal não deve ser distorcida.

Nesse contexto, as demasiadas oscilações de frequência vêm diminuindo com a interligação dos sistemas. No sistema interligado brasileiro, suas oscilações ficam por volta de $\pm 0,02$ Hz. Apesar disso, ainda verificam-se oscilações acima desse valor, as quais ocorrem devido a curtos-circuitos, desligamentos ou entradas de grandes blocos de carga, além da conexão ou desconexão de uma grande fonte geradora. Nessas condições, a qualidade de energia é afetada, pois os reguladores de velocidade talvez não sejam capazes de compensar as variações de carga em curtos intervalos de tempo (DUGAN, 2003).

De acordo com BARBOSA *et. al* (2008), oscilações de frequência fora das margens estabelecidas, podem afetar a operação do SEP, danificando os equipamentos ligados à rede, como os transformadores, os geradores, os motores, entre outros.

Atualmente, é essencial observar a qualidade da energia, processo no qual se necessita um arranjo de medição para as magnitudes elétricas como a frequência, a tensão, a corrente, entre outras grandezas. Um arranjo de medição de frequência eficiente é relevante pela sua ação desta grandeza sobre o SEP, assim como influencia na medição de outras magnitudes.

Vale ressaltar que, de acordo com o PRODIST (2012), os limites de frequência estão entre 59,9 e 60,1 Hz, para operação normal e em regime permanente, sendo esses valores exigidos para o sistema de distribuição e as instalações de geração ligadas ao referido sistema.

Ainda, segundo o PRODIST (2012), em casos que ocorre a necessidade de desligamento de geração ou corte de carga para conceber a reabilitação do equilíbrio carga-geração, enquanto ocorrem distúrbios no sistema de distribuição, a frequência não pode ultrapassar 66 Hz e nem pode ser menor que 56,5 Hz, isso em condições extremas. Além disso, a frequência pode ser superior a 62 Hz por até 30 segundos e superior a 63,5 Hz por no máximo dez segundos. Ainda, pode manter-se inferior a 58,5 Hz por até dez segundos e inferior a 57,5 Hz por até cinco segundos.

Segundo VIEIRA (1984), em sistemas grandes, a oscilação da carga pode ser ampla e o valor de coeficiente de amortecimento costuma ser relativamente pequeno, o que pode causar oscilações na frequência que excederiam com facilidade os limites impostos. Assim, faz-se de extrema necessidade que o controle automático da geração seja capaz de compensar as oscilações de carga, de modo a manter a frequência nominal no SEP.

Logo, verifica-se que as oscilações de frequência afetam diretamente na qualidade da energia elétrica, ocasionando funcionamento indevido do sistema, diminuindo a eficiência de equipamentos, causando falhas de operação dos mesmos, além de prejudicar o desempenho dos sistemas de proteção e dos processos industriais.

2.3 Relés Digitais

Relés são dispositivos capazes de detectar as perturbações que ocorrem no sistema, além de realizar comandos para a abertura de disjuntores, com a intenção de conservar a plenitude da rede (MARCHESAN, 2013).

Os estudos acerca de relés digitais tiveram início nos anos 60, de forma que, até a década de 1980, não haviam sistemas de proteção digital disponíveis comercialmente. Entretanto, o rápido avanço tecnológico dos microprocessadores abriu as portas para o aparecimento e a difusão dos relés digitais (EL-HAWARY, 1995).

Tais elementos apresentam desempenho igual ou superior aos relés eletromecânicos e estáticos nas tarefas de proteção. Como a decisão da abertura do disjuntor é dada pelo resultado de operações matemáticas, o que possibilita à integração de várias funções em um único equipamento, tem-se, como consequência da utilização de relés digitais, um aumento considerável na confiabilidade dos sistemas de proteção. De acordo com FERREIRA (2002), as principais vantagens da utilização de relés digitais são:

- Maior confiabilidade;
- Menor custo de manutenção;
- Auto monitoração;
- Maior exatidão nas medições;
- Intervalos de ajuste amplos;
- Flexibilidade no projeto das características operacionais, devido ao uso de filtragem digital e técnicas numéricas de medição;
- Sistemas compactos e econômicos;
- Integração das funções de proteção com funções adicionais, como monitoração de carga, eventos e registro de ocorrências;
- Armazenamento de informação;
- Possibilidade de ajuste remoto e acesso à informação armazenada através canais de comunicação digital;
- Integração de relés digitais em proteção coordenada e sistemas de controle das subestações.

Nesse contexto, uma das grandezas a ser monitorada é a frequência elétrica. Com o avanço dos relés digitais numéricos, os quais utilizam algoritmos de pré-processamento de sinais, além de executar as funções básicas de proteção, diferentes metodologias para

estimação deste parâmetro vêm sendo propostas ao longo dos anos, visto que os limites de frequência podem ser definidos e coordenados conforme as características do sistema.

Para prevenção de falhas de operação ou operações inadequadas, os relés devem permanecer constantes durante as oscilações de frequência, assim garantindo uma proteção confiável. Porém, qualquer tipo de proteção atua de forma distinta em relação aos desvios de frequência. Nesse contexto é importante conhecer (HOU, 2008).

- O critério pelo qual o relé mede a frequência do sistema;
- As extremidades de velocidade do algoritmo em estimar a frequência;
- A característica da memória de polarização que o relé de impedância emprega;
- Se o algoritmo exibe rastreadores de frequência que ajustam a frequência de amostragem para a nova frequência do sistema;
- O tipo de filtragem no sinal de entrada aplicado pelo relé para construir os fasores.

Uma forma de reduzir as ações geradas devido aos desvios de frequência é utilizando o controle da amostragem. Nos métodos caracterizados como tendo amostragem adaptativa ou rastreadores de frequência, as frequências estimadas e amostradas estão relacionadas, apresentando respostas indesejadas no decorrer de transitórios em que a frequência oscila.

Hoje, existem diversos relés utilizados para estimação da frequência e proteção do sistema contra frequências fora da nominal (ANSI 81). Existem também relés capazes de detectar a taxa de variação da frequência, dentre os quais se podem descrever:

- SEL-351S: utilizado para a proteção de alimentadores em sistemas de distribuição. Atua em uma faixa de 40 a 65 Hz, utilizando o algoritmo da detecção da passagem do sinal de tensão por zero, a qual é medida em alguma das fases “A”, “B” ou “C”. É fabricado pela *Schweitzer Engineering Laboratories* e pode ser visto na Figura 2.

Figura 2 – Relé de proteção SEL-351S.



Fonte: SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES, 2011.

- Reyrolle 7SG118 Argus: fabricado pela Siemens, encontrado em redes de distribuição. São utilizados em esquemas de corte de carga. Para realizar a estimação de frequência, utiliza o método da TDF, a qual é executada para cada fase de entrada. Este modelo está representando na Figura 3.

Figura 3 – Relé de proteção Reyrolle 7SG118 Argus.



Fonte: SIEMENS, 2010.

- Siprotec Compact 7RW80: relé multifuncional, utilizado em sistemas de distribuição e em esquemas de corte de carga. Detecta qualquer desvio de frequência, atuando de acordo com os valores definidos. A Figura 4 ilustra este relé.

Figura 4 – Relé de proteção Siprotec Compact.



Fonte: SIEMENS, 2011.

- SPAF 140C: relé utilizado na proteção de geradores de energia contra variações de sub-frequências, fabricado pela ABB, está representado na Figura 5.

Figura 5 – Relé de proteção SPAF 140C.



Fonte: ABB, 1998.

Vale ressaltar que a concepção de algoritmos aplicados em relés digitais é um grande desafio, vistas as constantes mudanças das características do SEP e suas respectivas cargas, além da presença de conteúdo harmônico, as quais interferem diretamente na eficiência dos relés. Assim, se faz necessário que os dispositivos de proteção necessitem de constantes evoluções, de maneira a garantir sua confiabilidade.

Nesse contexto, as diversas metodologias propostas para a estimação da frequência nunca foram comparadas minuciosamente. Sendo assim, este trabalho faz um estudo detalhado e compara diversas metodologias. As técnicas estudadas são descritas no Capítulo 3.

3. MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA

Neste Capítulo, são abordadas as técnicas de estimação de frequência envolvidas neste estudo, as quais são: Método de Ajuste de Pontos para um Sinal Senoidal Puro (APSSP); Método dos Mínimos Quadrados (MMQ); Método de Prony com Janela de Haming (MPH); Método de Prony com Janela de Blackman (MPB); Método do Laço Fechado de Fase Digital (DPLL); Método de Detecção da Passagem do Sinal por Zero (DPSZ); Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Candan (TDFC); Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Jacobsen (TDFJ); Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Macleod (TDFM); Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Anibal (TDFFA). Tais técnicas foram implementadas e avaliadas de forma a analisar quais apresentam os melhores desempenhos frente as diversas condições de operação dos SEPs.

3.1 Método de Ajuste de Pontos para um Sinal Senoidal Puro (APSSP)

Segundo SORRENTINO E CARVALHO (2010), para o desenvolvimento dessa metodologia, foram empregadas algumas relações trigonométricas de modo a determinar o valor da frequência, com base em três amostras consecutivas de um sinal de tensão (V_k, V_{k-1}, V_{k+1}). Como os valores de tensão são obtidos em uma frequência constante e a mesma também é constante no sistema, a diferença de argumento entre duas amostras ($\Delta\phi$) também é constante.

Desta forma, a frequência é obtida a partir da Equação (1):

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

Onde:

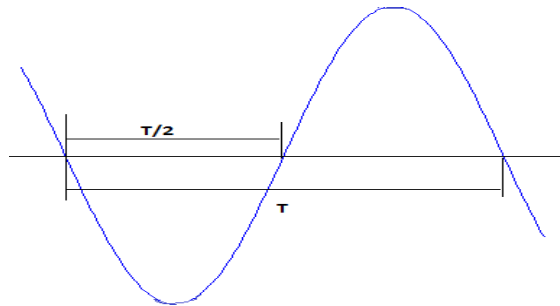
- f é a frequência;
- Δt é o intervalo de amostragem;
- V_k é a amostra de tensão no instante k ;
- V_{k-1} é a amostra de tensão no instante $k - 1$;
- V_{k-2} é a amostra de tensão no instante $k - 2$.

3.2 Método de Detecção da Passagem do Sinal por Zero (DPSZ)

De acordo com SORRENTINO E CARVALHO (2010), essa metodologia consiste em medir o intervalo de tempo entre duas passagens do sinal de tensão por zero. Assim, relacionando a frequência (f) ao período (T), de acordo com a Equação (2). A Figura 6 representa essa relação.

$$f = \frac{1}{T} \quad (2)$$

Figura 6 – Período de uma forma de onda senoidal.



Fonte: Autoria própria.

O momento do cruzamento no qual ocorre a passagem por zero (T_{PZ}) é obtido através de uma interpolação linear entre duas amostras de tensão (V_K e V_{K-1}). De acordo com a Figura 6, pode-se observar que uma amostra será positiva e a outra negativa.

Conforme a Equação (3):

$$\lim_{\theta \rightarrow 0} (\text{sen}(\theta)) = \theta \quad (3)$$

A interpolação linear converte-se em uma escolha interessante para estimar o instante em que a tensão passa por zero, devido a sua forma de onda ser aproximadamente igual a uma reta, conforme a Equação (4). A frequência é dada pela Equação (5) e recalculada a toda nova passagem por zero. Durante o intervalo de tempo das duas intersecções, assume-se que o valor da frequência é igual ao último valor calculado.

$$t_{PZ} = \frac{T_{k-1} \times V_k - T_k \times V_{k-1}}{V_k - V_{k-1}} \quad (4)$$

$$f_k = \frac{1}{2 \times (t_{PZAtual} - t_{PZAnterior})} \quad (5)$$

Onde:

- V_k é a tensão monofásica em voltz (V) no momento k (momento da amostra em que ocorre a passagem por zero);
- V_{k-1} é a tensão monofásica em Volts (V) no momento k – 1 (momento da amostra anterior a passagem por zero)
- T_k é tempo em segundos (s) no momento k (momento da amostra que ocorre a passagem por zero);
- T_{k-1} é o tempo no momento k – 1, em segundos (s) (momento da amostra anterior a passagem por zero);
- $t_{PZAtual}$ é o tempo da última passagem por zero, em segundos (s);
- $t_{PZAnterior}$ é o tempo da passagem por zero antecedente, em segundos (s).

3.3 Método dos Mínimos Quadrados (MMQ)

O método dos mínimos quadrados (MMQ) tem como fundamento principal sua simplicidade, pois não utiliza cálculo de matrizes inversas e de correlação. Além disso, é de fácil implementação e apresenta uma grande competência computacional e robustez.

Uma metodologia para estimação de frequência, fundamentada nesta técnica, foi à minimização do erro quadrático, proposta por SACHDEV E GIRAY (1985). Essa metodologia utilizada a forma estendida da onda que representa a tensão do SEP, por meio da série de Taylor.

Além disso, foi proposta a utilização da Transformada $\alpha\beta$, dada pela Equação (6), de forma a obter um vetor complexo a partir das tensões trifásicas do SEP (PRADHAN *et. al*, 2005). O vetor obtido é utilizado como entrada para o ajuste dos coeficientes em um filtro adaptativo baseado no MMQ. Obtém-se um peso complexo \overline{W}_k , o qual é dado pela minimização do erro quadrático e_k , de maneira que seu produto com estimativa da amostra antecedente ($\overline{V_{e_{k-1}}}$) apresente uma estimativa do sinal amostrado ($\overline{V_{e_k}}$), que resulte em um

valor próximo à leitura do sinal de entrada (V_k). A obtenção da forma complexa do sinal é dada pela Equação (7).

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha k} \\ V_{\beta k} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{a_k} \\ V_{b_k} \\ V_{c_k} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\bar{V}_k = V_{\alpha k} + jV_{\beta k} \quad (7)$$

Onde V_{a_k} , V_{b_k} e V_{c_k} representam as tensões do sinal amostrado nas fases 'a', 'b' e 'c', respectivamente.

De acordo com KWONG E JOHNSTON (1992), os parâmetros \bar{e}_k , \bar{V}_{e_k} , \bar{W}_k , μ'_{k-1} e p_k são dados, respectivamente, pelas Equações (8), até Equação (12).

$$\bar{e}_k = \bar{V}_k - \bar{V}_{e_k} \quad (8)$$

$$\bar{V}_{e_k} = \bar{W}_{k-1} \times \bar{V}_{e_{k-1}} \quad (9)$$

$$\bar{W}_k = \bar{W}_{k-1} + \mu_k \times e_k \times V_{e_k} \quad (10)$$

$$\mu'_{k-1} = \lambda\mu_k + \gamma P_k P_k^* \quad (11)$$

$$p_k = \rho^* p_{k-1} + (1 - \rho) e_k e_{k-1} \quad (12)$$

O valor de μ'_{k-1} deve estar em uma determinada faixa de modo que seu valor seja menor que $\mu_{\text{máx}}$, para garantir a estabilidade, e maior que μ_{min} , de forma que W_k tenha uma capacidade mínima de rastreamento, de maneira que a faixa inferior garanta que o vetor peso seja atualizado a taxa mínima a cada iteração.

Para a implementação dessa técnica, utilizaram-se os parâmetros determinados em KWONG E JOHNSTON (1992), os quais determinam o melhor desempenho para esta metodologia:

$$\mu_{\text{máx}} = 0,18$$

$$\mu_{\text{min}} = 0,0001$$

$$\lambda = 0,97$$

$$\gamma = 0,001$$

$$\rho = 0,99$$

Por fim, a frequência é obtida através da Equação (13):

$$f_k = \frac{1}{2 \times \pi \times \Delta t} \text{asen}(I_m(W_k)) \quad (13)$$

Na Equação (13), Δt representa o inverso da frequência de amostragem.

3.4 Método de Prony (MP)

Esse método utiliza a Transformada Discreta de Fourier (TDF) de modo a filtrar a componente fundamental da tensão, de acordo com a Equação (14), (LOBOS E REZMER, 1997).

$$g_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} v_{k+n-N+1} \cos n\omega T \quad (14)$$

Onde:

- v_k – Tensão amostrada no instante k.

De maneira a melhorar o desempenho de tal metodologia, é utilizada uma janela de Hamming ou uma janela de Blackman, as quais influenciam de forma diferente cada amostra processada pelo filtro de Fourier.

O comprimento da janela de Hamming (MPH) é dado pela Equação (15).

$$\omega_H = 0,54 - 0,46 \cos \frac{2\pi n}{N-1} \quad (15)$$

Já, para a janela de Blackman (MPB), o comprimento é obtido a partir da Equação (16).

$$\omega_B = 0,42 - 0,5 \cos \frac{2\pi n}{N-1} + 0,08 \cos \frac{4\pi n}{N-1} \quad (16)$$

Em (16), N representa a taxa de amostragem, dado pelo número de amostras por ciclo.

De acordo com LOBOS E REZMER (1997), para o cálculo da frequência, é utilizada a Equação (17). Os autores realizaram testes com diferentes valores de M e N, concluindo que o melhor desempenho, tanto utilizando a janela de Hamming, quanto à de Blackman, é obtido quando M=15, o que justifica o uso desse valor para análise destes métodos.

$$f_m = \frac{1}{2\pi T} \cos^{-1} \left\{ \frac{\sum_{m=2}^{M-1} (g_{m-1} + g_{m+1})^2}{2 \sum_{m=2}^{M-1} g_m (g_{m-1} + g_{m+1})} \right\} \quad (17)$$

3.5 Método do Laço Fechado de Fase Digital (DPLL)

A metodologia DPLL estima a frequência de um sinal complexo (SITHAPARANATHAN, 2008). Essa técnica utiliza um laço formado por um detector de erro de fase, composto por um multiplicador complexo e uma função arco-tangente. Além disso, contém um filtro representado pela função de transferência $D(z)$, de acordo com a Equação (18). Também conta com um Oscilador Controlado Numérico (OCN), o qual é equivalente ao oscilador controlado por tensão, dado por $V(z)$, conforme a Equação (19) e a Figura 7.

$$D(z) = \frac{az}{z - (1 - a)} \quad (18)$$

$$V(z) = \frac{k}{z - 1} \quad (19)$$

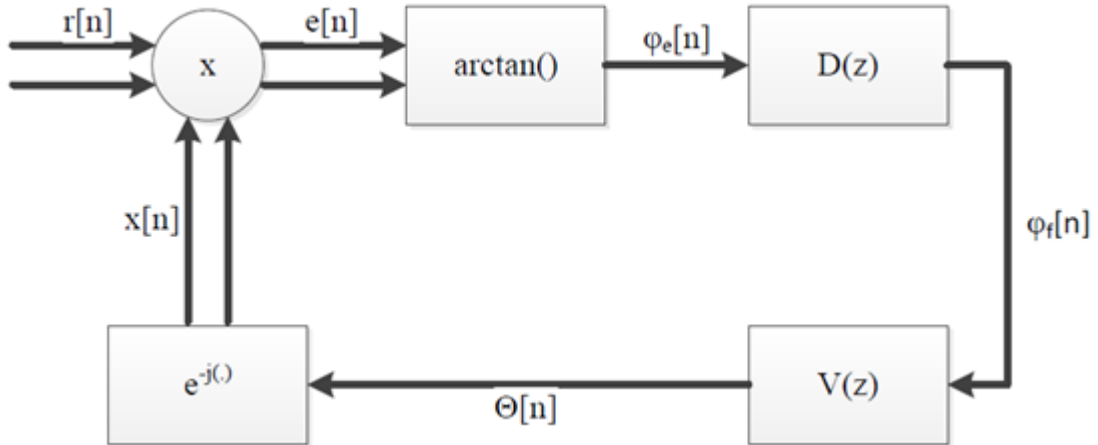
A obtenção da variável a é dada pela Equação (20):

$$a = \frac{4k}{k^2 + 2k + 2} \quad (20)$$

A Figura 7 representa a malha utilizada pelo DPLL, onde o sinal complexo ($r[n]$) é multiplicado pela saída do sintetizador numérico, gerando o erro de fase ($e[n]$). O erro será a entrada de uma função arco-tangente 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 (DOS SANTOS, 2013).

Figura 7 – Malha DPLL.



Fonte: DOS SANTOS, 2013.

Assim, a frequência estimada para o sinal é dada pela Equação (21).

$$f(t) = \frac{k}{2\pi N \Delta T} \sum_{n=1}^{l+N} \varphi f(n) \quad (21)$$

Onde:

- ΔT é intervalo de amostragem.

De acordo com DOS SANTOS (2013), a Tabela 1 resume os valores utilizados para os parâmetros k e N .

Tabela 1 – Parâmetros Utilizados para cada frequência de amostragem do DPLL.

$f_{amostragem}[\text{Hz}]$	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

Fonte: DOS SANTOS, 2013.

3.6 Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Jacobsen (TDFJ)

Tem como objetivo reduzir o erro médio da estimação e para isso utiliza uma interpolação parabólica. A Equação (22) é utilizada para obter a frequência fundamental, onde o parâmetro δ é dado conforme a Equação (23), de acordo com JACOBSEN E KOOTSOOKOS (2007).

$$f(t) = \frac{(k_{m\acute{a}x} + \delta)fa}{N} \quad (22)$$

$$\delta = -Real\left(\frac{(A_{m\acute{a}x+1} - A_{m\acute{a}x-1})}{(2A_{m\acute{a}x} - A_{m\acute{a}x-1} + A_{m\acute{a}x+1})}\right) \quad (23)$$

Onde:

- $K_{m\acute{a}x}$ – Valor de k que com maior amplitude no espectro das frequências.

3.7 Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Candan (TDFC)

De acordo com CANDAN (2011), utilizar um termo de correção é particularmente considerável quando utilizados valores pequenos e médios para N . Dessa forma, o autor apresentou um fator de correção para o cálculo de δ no método de Jacobsen, apresentando uma resposta com menor erro estático. Nesse método, o valor de δ é dado pela Equação (24) e a frequência estimada é calculado de acordo com a Equação (22).

$$\delta = Real\left(\frac{\tan\frac{\pi}{N}}{\frac{\pi}{N}}\right)\left(\frac{(A_{m\acute{a}x+1} - A_{m\acute{a}x-1})}{(2A_{m\acute{a}x} - A_{m\acute{a}x-1} + A_{m\acute{a}x+1})}\right) \quad (24)$$

3.8 Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Macleod (TDFM)

Esse método utiliza somente as três componentes superiores do espectro ($A_{m\acute{a}x}, A_{m\acute{a}x} - 1, A_{m\acute{a}x} + 1$), de modo a estimar a frequência pela Equação (22). Nesse caso, o valor de δ é dado pela Equação (25), segundo MACLEOD (1988).

$$\delta = \frac{\sqrt{1 + 8\gamma^2} - 1}{4\gamma} \quad (25)$$

De forma que γ é dado pela equação (26).

$$\gamma = \frac{\text{Real}(A_{m\acute{a}x-1}A_{m\acute{a}x}^* - A_{m\acute{a}x+1}A_{m\acute{a}x}^*)}{\text{Real}(2|A_{m\acute{a}x}|^2 + A_{m\acute{a}x-1}A_{m\acute{a}x}^* + A_{m\acute{a}x+1}A_{m\acute{a}x}^*)} \quad (26)$$

A utilização das componentes superiores do espectro é justificada uma vez que, mesmo para o pior caso encontrado pelo autor (δ igual a 0,5), a maior parte da energia espectral de uma senoide é obtida nas referidas componentes (MACLEOD, 1988).

3.9 Método baseado na Transformada Discreta de Fourier de Aníbal (TDFa)

ANÍBAL (1999) propôs um algoritmo para estimação de frequência, originalmente aplicado para sinais de áudio, o qual realiza uma modelagem senoidal no domínio da frequência, utilizando uma estimativa de amplitude e fase. Para isso, ele aplica ao sinal de tensão uma TDF, que é dado pela Equação (27).

$$V(a) = \sum_{n=0}^{1+N} h(n)V(n)e^{\frac{-2j\pi n(K+0,5)}{N}} \quad (27)$$

Na Equação (27), as variáveis K e n são dadas pelos respectivos valores:

- $k = 0, 1, 2, 3, 4, 5 \dots N-1$
- $n = 0 \leq n \leq N - 1$

Além disso, $h(n)$ é dado pela Equação (28), a qual é derivada da janela de Hamming, que é utilizada para reduzir o efeito de *aliasing*, melhorando a seletividade do espectro (ANÍBAL, 1999).

$$h(n) = \text{sen} \frac{(n + 0,5)\pi}{N} \quad (28)$$

A frequência é calculada pela Equação (29).

$$f(t) = \frac{(k_{max} + \delta)fa}{N} \quad (29)$$

Na Equação (29), o parâmetro δ é obtido através da Equação (30).

$$\delta = \frac{3}{\pi} \tan^{-1} \frac{\sqrt{3}}{1 + 2 \left[\frac{A_{m\acute{a}x-1}}{A_{m\acute{a}x+1}} \right]^{\frac{1}{G}}} \quad (30)$$

ANÍBAL (1999) define G como igual 1,37, com a finalidade de reduzir o erro máximo da estimativa.

3.10 Considerações finais

O presente capítulo apresentou dez técnicas utilizadas para estimação da frequência elétrica em sistemas de potência. Todas foram implementadas no Matlab[®] e comparadas em termos dos índices de desempenho expostos no Capítulo 4. Tal comparação é mostrada detalhadamente no Capítulo seguinte, destacando as vantagens e desvantagens de cada metodologia.

4. RESULTADOS E ANÁLISES

O presente capítulo tem por objetivo avaliar a atuação de cada metodologia abordada no Capítulo 3. Para se obter uma análise mais detalhada, os estimadores de frequência foram expostos a diferentes condições de variação da frequência (variação em degrau, rampa, exponencial e amortecida), variação de amplitude, oscilação de potência e distorção harmônica dos sinais de tensão. Tais técnicas foram avaliadas através de índices de desempenho como a sobre-elevação, o tempo de convergência e o erro transitório da estimação.

Com o intuito de melhorar as respostas das técnicas, as quais apresentam dificuldades em estimar a frequência frente a alguns tipos de variações, utilizaram-se uma pós-filtragem a fim de se reduzir às oscilações das respostas, causadas por componentes harmônicas. Nesse contexto, foram utilizados três tipos de filtros: um filtro *Butterworth* de quarta ordem com frequência de corte de 25 Hz e dois filtros de média, um que calcula a média para uma janela de um ciclo de dados e o outro que faz o mesmo cálculo para uma janela de doze ciclos.

Os métodos analisados tiveram seu desempenho avaliado para diferentes taxas de amostragem (16, 32, 64 e 96 amostras por ciclo), sendo que os mesmos obtiveram melhores resultados para a taxa com 96 amostras por ciclo (frequência de amostragem de 5760 Hz). Logo, as conclusões a cerca dos desempenhos de cada metodologia foram feitas para essa amostragem.

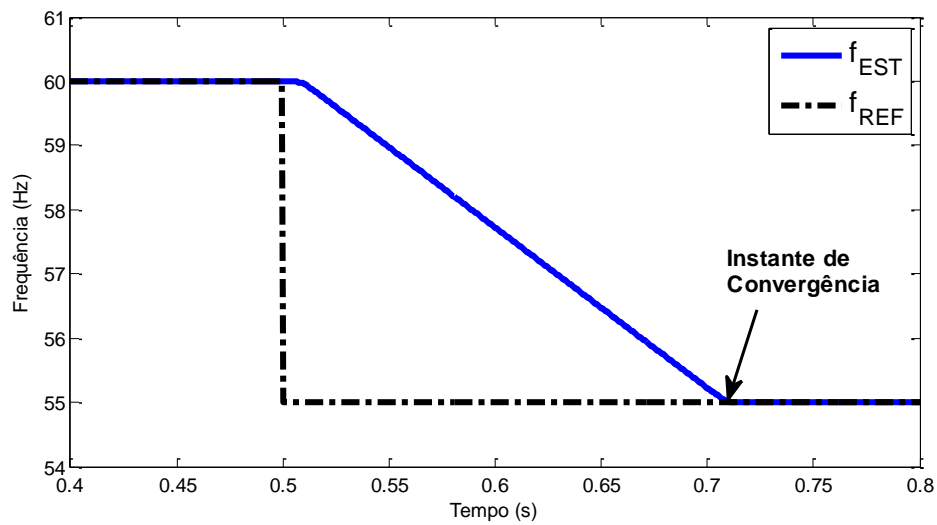
4.1 Índices de Desempenho

De maneira a facilitar a análise dos algoritmos, foram calculados os índices de desempenho para cada método. Tais índices estão relacionados ao tempo de convergência e aos erros de estimação da frequência.

4.1.1 *Instante de convergência (IC)*

Instante de tempo em que o algoritmo atingiu o regime permanente. Tal critério é determinado por uma faixa $\pm 0,05$ Hz em relação à referência (60 Hz), na qual a convergência ocorre no instante em que o sinal permanece dentro dessa faixa por um tempo equivalente a 1 ciclo. Vale ressaltar que o erro médio e o erro máximo são obtidos a partir deste instante. A Figura 8 ilustra a obtenção do instante de convergência.

Figura 8 – Instante de convergência.



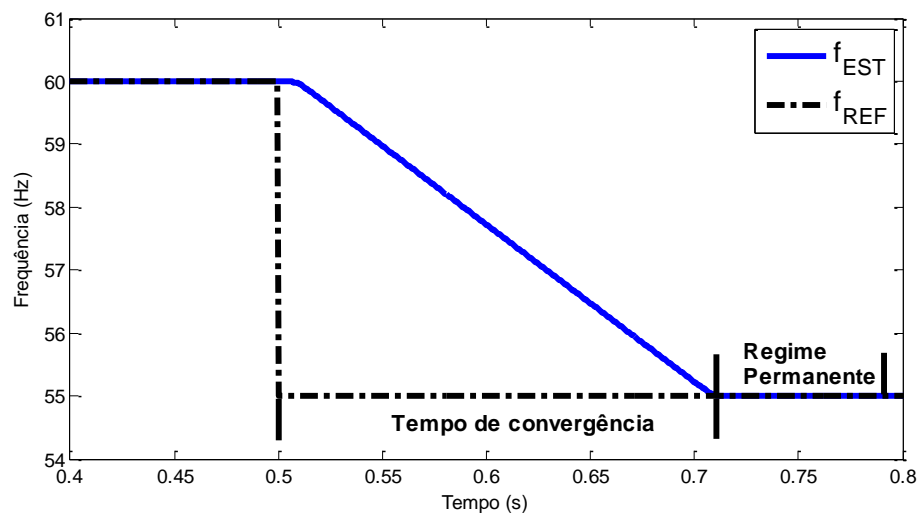
Fonte: Própria autoria.

4.1.2 Tempo de convergência (TC)

Este índice é dado pelo intervalo de tempo entre o instante em que ocorre a variação de algum parâmetro no sinal e o instante de convergência, conforme a Equação (31) (VELOSO, 2006). A Figura 9 representa a obtenção do tempo de convergência. Vale ressaltar que para sinais sem variação de parâmetros, o tempo de convergência coincide com o instante de convergência, uma vez que este é tomado em relação ao instante $t=0$ s. Além disso, quanto menor o tempo de convergência, melhor o desempenho da metodologia.

$$TC = IC - I_{variação} \quad (31)$$

Figura 9 – Tempo de convergência e regime permanente.



Fonte: Própria autoria.

4.1.3 Erro máximo (*E_{max}*)

Entende-se por erro máximo como sendo maior desvio, em módulo, que ocorre após a convergência do sinal de frequência. O erro é dado conforme a Equação (32).

$$erro(n) = f_{estimada}(n) - f_{referência}(n) \quad (32)$$

Deve-se ressaltar, que quanto maior o erro máximo, pior o desempenho da metodologia.

4.1.4 Erro médio (*E_{med}*)

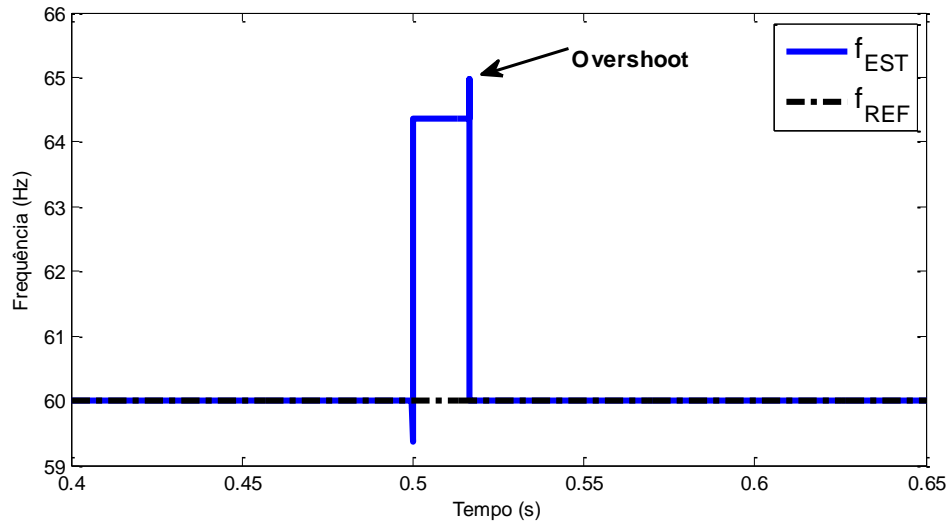
O erro médio após a convergência da estimação é dado pelo valor absoluto médio dos erros das estimativas de frequência após a convergência. Esse índice é dado pela Equação (33) e quanto menor for o seu valor, melhor o desempenho do estimador de frequência.

$$erro_{médio} = \frac{\sum_{n=l_{conv}}^k erro(n)}{k} \quad (33)$$

Na Equação (33), k representa o número de amostras processadas a partir do instante de convergência.

4.1.5 Overshoot (*OS*)

Também conhecido como sobre-elevação (Figura 10), representa o maior valor de erro positivo da estimação antes da convergência da resposta. Conhecer o *overshoot* de cada estimador de frequência é relevante para evitar atuações indevidas da proteção durante a convergência do mesmo. Quanto maior o *overshoot*, pior o desempenho do estimador. A obtenção do *overshoot* é representada na Figura 10.

Figura 10 – *Overshoot*.

Fonte: Própria autoria.

4.2 Caso 1: Sinal senoidal puro

As metodologias foram testadas para sinais de tensão gerados a partir da Equação (34), com $f=60$ Hz.

$$V(n) = \text{sen}(2\pi f t(n)) \quad (34)$$

Observa-se na Tabela 2, que para um sinal senoidal puro não há necessidade da utilização de uma pós-filtragem, pois os resultados obtidos sem a utilização desses filtros apresentam os melhores índices de desempenho. Observando as metodologias baseadas na TDF, verifica-se que estes apresentam índices parecidos, obtendo o mesmo tempo de convergência. No entanto, as metodologias APSSP e MMQ apresentaram o menor tempo de convergência. Já o DPLL apresenta o pior tempo de convergência.

Com relação ao erro máximo, a TDFM apresenta o menor valor para esse parâmetro, seguido pelo APSSP. O DPLL apresenta o maior erro máximo.

Já para o erro médio, novamente, pode-se perceber que TDFM apresenta o menor valor para este índice, sendo seguida pela TDFC e TDFJ, respectivamente. Também neste parâmetro, a metodologia DPLL apresenta o pior desempenho para o erro médio.

Quanto ao *overshoot*, as metodologias APSSP, MMQ e TDFM apresentaram valores nulos. Já os métodos de Prony (MPH e MPB) apresentaram *overshoot* elevado.

Tendo em vista os resultados obtidos neste caso, devido ao erro máximo e médio apresentados na APSSP serem muito próximos de zero, além dessa metodologia apresentar um baixo tempo de convergência, esta pode ser considerada a melhor dentre as técnicas analisadas para este caso. Ainda, vale ressaltar que o método fundamentado em DPLL apresentou os piores índices de desempenho, tanto para o tempo de convergência, quanto para os erros. Além disso, seu *overshoot* foi menor apenas que os valores obtidos pelas metodologias de Prony.

Tabela 2 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal puro.

	Método	IC [s]	TC [s]	E_{max} [Hz]	E_{med} [Hz]	OS [Hz]
Sem Filtro	APSSP	3,4722E-04	3,4722E-04	6,8289E-12	1,1865E-10	0,0000E+00
	MMQ	3,4722E-04	3,4722E-04	1,4027E-05	1,4977E-02	0,0000E+00
	MPH	1,9097E-02	1,9097E-02	6,9094E-12	1,9838E-11	1,5856E+02
	MPB	1,9097E-02	1,9097E-02	6,8981E-12	1,9838E-11	1,5808E+02
	DPLL	5,7986E-02	5,7986E-02	4,0147E-04	4,1069E-02	3,2210E-01
	DPSZ	1,2500E-02	1,2500E-02	6,8496E-12	1,2577E-11	3,5527E-14
	TDFC	5,0000E-02	5,0000E-02	6,9256E-12	1,1390E-11	2,7711E-13
	TDFJ	5,0000E-02	5,0000E-02	6,9253E-12	1,1390E-11	2,7711E-13
	TDFM	5,0000E-02	5,0000E-02	7,1067E-15	7,1054E-15	0,0000E+00
	TDFFA	5,0000E-02	5,0000E-02	6,8955E-09	1,2314E-08	1,0177E-09

Fonte: Própria autoria.

Na Tabela 3, são mostrados os resultados das estimações com a utilização de pós-filtragens. Nesse contexto, os três tipos de filtros apresentaram resultados satisfatórios.

Apesar de todos apresentarem um atraso no tempo de convergência em relação a estimação sem pós-filtragem, percebe-se que seus erros foram todos atenuados. Destaca-se a diminuição do *overshoot* para os métodos de Prony.

Além disso, a utilização do filtro com de média com janela de um ciclo apresentou os resultados com os melhores tempos de convergência. Já o filtro de média com uma janela de doze ciclos teve os menores erros, porém, é o que alcança a convergência de forma mais lenta. Isso era esperado uma vez que a média das estimativas de frequência é feita para uma janela contendo dados de 12 ciclos. Sendo assim, como os erros dos filtros de média são muito parecidos, tendo em vista os tempos de convergência dos mesmos, pode-se concluir que o filtro de média de um ciclo leva vantagem em relação aos demais filtros. Embora existam diferenças entre as diferentes pós-filtragens, a comparação entre o desempenho das técnicas

de estimação de frequência tem resultados semelhantes ao desempenhado sem a utilização dos referidos filtros.

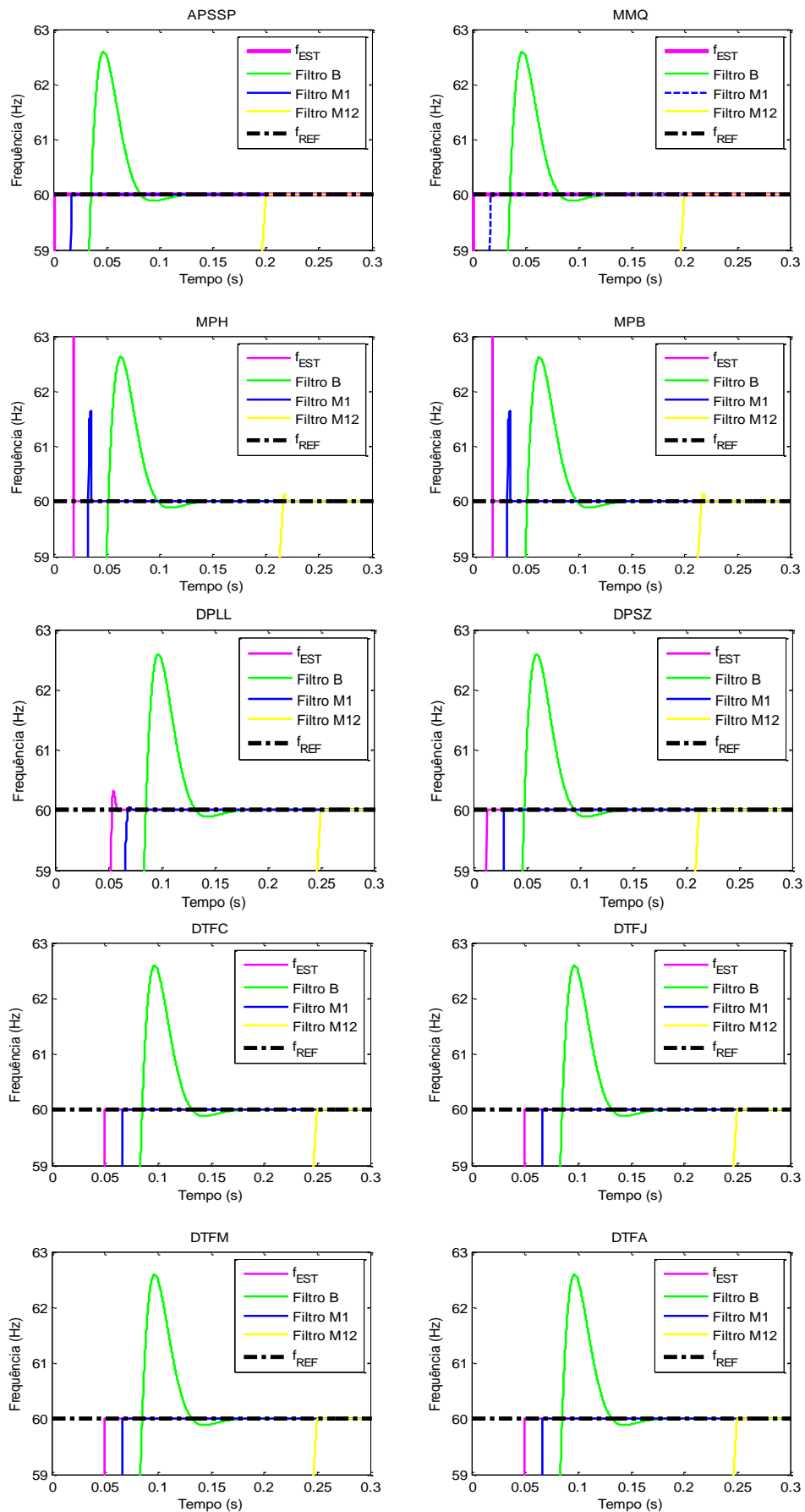
Tabela 3 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal puro com pós-filtragem.

	Método	IC [s]	TC [s]	E_{max} [Hz]	E_{med} [Hz]	OS [Hz]
Filtro Butterworth	APSSP	1,1111E-01	1,1111E-01	2,8674E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
	MMQ	1,1111E-01	1,1111E-01	2,9953E-04	4,9891E-02	2,5931E+00
	MPH	1,2743E-01	1,2743E-01	2,8682E-04	4,9724E-02	2,6179E+00
	MPB	1,2743E-01	1,2743E-01	2,8695E-04	4,9733E-02	2,6179E+00
	DPLL	1,6111E-01	1,6111E-01	6,7682E-04	4,9430E-02	2,5910E+00
	DPSZ	1,2326E-01	1,2326E-01	2,9072E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
	TDFC	1,6076E-01	1,6076E-01	3,0371E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
	TDFJ	1,6076E-01	1,6076E-01	3,0371E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
	TDFM	1,6076E-01	1,6076E-01	3,0371E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
	TDFA	1,6076E-01	1,6076E-01	3,0372E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
Filtro de Média de 1 Ciclo	APSSP	1,6840E-02	1,6840E-02	6,8989E-12	1,1504E-11	2,2027E-13
	MMQ	1,6840E-02	1,6840E-02	1,3740E-05	2,2498E-04	0,0000E+00
	MPH	3,5590E-02	3,5590E-02	6,9569E-12	1,1852E-11	1,6517E+00
	MPB	3,5590E-02	3,5590E-02	6,9485E-12	1,1937E-11	1,6466E+00
	DPLL	7,0486E-02	7,0486E-02	3,0293E-04	4,9580E-02	5,1711E-02
	DPSZ	2,8993E-02	2,8993E-02	6,8805E-12	1,1845E-11	1,0658E-13
	TDFC	6,6493E-02	6,6493E-02	6,9691E-12	1,1092E-11	8,5265E-14
	TDFJ	6,6493E-02	6,6493E-02	6,9687E-12	1,1092E-11	8,5265E-14
	TDFM	6,6493E-02	6,6493E-02	7,1067E-15	7,1054E-15	0,0000E+00
	TDFA	6,6493E-02	6,6493E-02	6,9234E-09	1,1688E-08	0,0000E+00
Filtro de Média de 12 Ciclos	APSSP	2,0017E-01	2,0017E-01	7,2533E-12	1,0964E-11	0,0000E+00
	MMQ	2,0017E-01	2,0017E-01	1,0930E-05	3,7271E-05	0,0000E+00
	MPH	2,1892E-01	2,1892E-01	7,3178E-12	1,1042E-11	1,3764E-01
	MPB	2,1892E-01	2,1892E-01	7,3488E-12	1,1205E-11	1,3722E-01
	DPLL	2,4983E-01	2,4983E-01	4,2860E-04	4,7539E-02	0,0000E+00
	DPSZ	2,1233E-01	2,1233E-01	8,1433E-12	1,2541E-11	1,4211E-14
	TDFC	2,4983E-01	2,4983E-01	7,9041E-12	1,1710E-11	1,4211E-13
	TDFJ	2,4983E-01	2,4983E-01	7,9021E-12	1,1710E-11	1,4211E-13
	TDFM	2,4983E-01	2,4983E-01	1,4214E-14	1,4211E-14	0,0000E+00
	TDFA	2,4983E-01	2,4983E-01	7,3381E-09	1,1320E-08	1,7781E-09

Fonte: Própria autoria.

Na Figura 11, pode-se observar o comportamento das respostas de cada metodologia, com e sem as pós-filtragens. Nessa Figura, verifica-se com clareza o atraso no tempo de convergência que cada filtro causa. Para o filtro *Butterworth*, vale destacar que quanto maior a frequência de corte, menores os tempos de convergência, entretanto, quanto maior a ordem do filtro, maior o tempo de processamento. Dessa forma, fica justificada a escolha da frequência de corte igual a 25 Hz para um filtro de quarta ordem, garantindo boa precisão a resposta. Mesmo assim, o filtro *Butterworth* apresenta os maiores erros em relação aos filtros de média.

Figura 11 – Resultados para um sinal senoidal puro.



Fonte: Própria autoria.

4.3 Caso 2: Sinal com variação em degrau

Neste caso, a frequência dos sinais de tensão foi variada em degrau decrescente de 5 Hz na frequência fundamental de 60 Hz, a qual ocorre no instante 0,5 segundos, fixando o valor da frequência em 55 Hz.

Analisando a Tabela 4, a qual demonstra os valores dos índices de desempenho desconsiderando pós-filtragens, as técnicas baseadas na Transformada Discreta de Fourier (TDFC, TDFJ, TDFM e TDFA) não conseguiram rastrear a frequência, ou seja, não alcançaram o critério de convergência, e, portanto são ineficientes nessa situação.

Dentre as demais metodologias, destaca-se a técnica do MMQ, a qual apresenta o menor tempo de convergência. Novamente, o DPLL obteve o pior desempenho para este índice.

Além disso, a técnica APSSP obteve os menores erros máximo e médio, enquanto que o DPLL apresentou os maiores valores de erro. Ainda, vale ressaltar que a técnica DPSZ apresentou o *overshoot* nulo e a APSSP obteve o valor mais elevado para este índice. Dessa forma, considerando as análises feitas, pode-se dizer que as técnicas APSSP e MMQ são as melhores para esse tipo de variação, enquanto que o DPLL, mais uma vez, obteve os piores resultados.

Tabela 4 – Resultados obtidos para um teste com variação em degrau.

	Método	IC [s]	TC [s]	E _{max} [Hz]	E _{med} [Hz]	OS [Hz]
Sem Filtro	APSSP	5,0017E-01	3,4722E-04	2,8676E-12	5,7909E-12	5,1044E+00
	MMQ	5,0000E-01	1,7361E-04	1,8849E-05	8,7932E-03	4,9960E+00
	MPH	5,1736E-01	1,7535E-02	5,4736E-05	4,7089E-02	5,0000E+00
	MPB	5,1580E-01	1,5972E-02	6,6505E-05	4,8784E-02	5,0000E+00
	DPLL	5,5122E-01	5,1389E-02	3,6651E-04	4,3423E-02	4,9996E+00
	DPSZ	5,1372E-01	1,3889E-02	2,1004E-06	1,1933E-04	0,0000E+00
	TDFC			Não Convergiu		
	TDFJ			Não Convergiu		
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		

Fonte: Própria autoria.

A Tabela 5 apresenta os índices de desempenho para as metodologias utilizando pós-filtragem da resposta de frequência. A partir dessa Tabela, pode-se observar que, com auxílio dos filtros, as técnicas TDFC e TDFJ conseguem atingir a convergência, enquanto que a TDFM e TDFJ não realizam essa tarefa com nenhum dos tipos de filtro utilizados. O filtro

de média para janela de um ciclo se destaca, pois o mesmo apresentou os melhores índices de desempenho quando combinado com as técnicas de estimação de frequência. Para esse filtro, em todas as metodologias, tanto o tempo de convergência como os erros são menores em relação aos filtros *Butterworth* e com janela de 12 ciclos.

Além disso, na presença do filtro de média para uma janela de dados de um ciclo, a técnica MMQ apresentou o menor tempo de convergência, seguido pela APSSP. Novamente, a pior convergência ocorre para a metodologia fundamentada em DPLL.

Com relação aos erros, utilizando o filtro de média de um ciclo, a técnica APSSP apresenta os menores erros, máximo e médio, enquanto que o erro máximo é verificado para a TDFJ. Nesse contexto, o maior erro médio foi verificado para o estimador DPLL. As técnicas de Fourier TDFC e TDFJ apresentaram *overshoot* nulo, enquanto que a APSSP demonstra o maior valor para este índice. Sendo assim, frente a uma variação em degrau, pode-se dizer que a técnica APSSP apresenta melhor desempenho ao estimar a frequência, quando uma pós-filtragem com filtro de média de um ciclo é utilizada. Ainda, conclui-se que o estimador DPLL obteve os piores desempenhos, independentemente do tipo de filtragem.

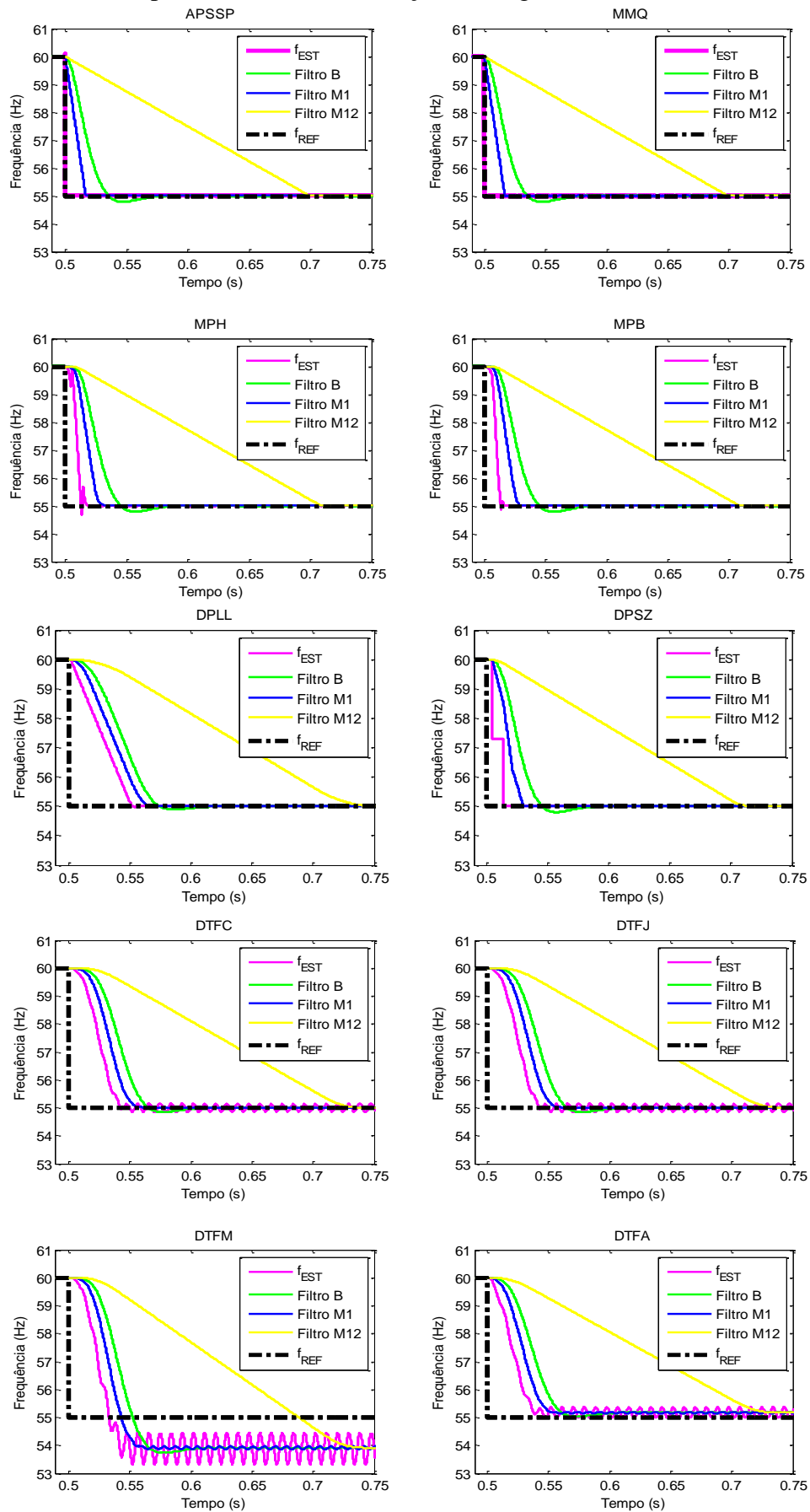
Tabela 5 – Resultados obtidos para um teste com variação em degrau com pós-filtragem.

	Método	IC [s]	TC [s]	E _{max} [Hz]	E _{med} [Hz]	OS [Hz]
Filtro Butterworth	APSSP	5,7014E-01	7,0312E-02	8,1922E-05	4,8960E-02	5,0000E+00
	MMQ	5,6979E-01	6,9965E-02	8,5763E-05	4,9996E-02	5,0000E+00
	MPH	5,7951E-01	7,9688E-02	1,2599E-04	4,9276E-02	5,0000E+00
	MPB	5,7934E-01	7,9514E-02	1,1394E-04	4,9498E-02	5,0000E+00
	DPLL	6,0260E-01	1,0278E-01	1,0265E-03	4,9576E-02	4,9996E+00
	DPSZ	5,7934E-01	7,9514E-02	1,6774E-04	4,9469E-02	1,1333E-11
	TDFC	5,9670E-01	9,6875E-02	4,4056E-04	4,9203E-02	5,0000E+00
	TDFJ	5,9670E-01	9,6875E-02	2,4213E-04	4,9003E-02	5,0000E+00
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		
Filtro de Média de 1 Ciclo	APSSP	5,1667E-01	1,6840E-02	2,9006E-12	3,1548E-12	5,0011E+00
	MMQ	5,1649E-01	1,6667E-02	1,7420E-05	2,3781E-04	4,9999E+00
	MPH	5,3125E-01	3,1424E-02	1,0057E-04	4,7368E-02	5,0000E+00
	MPB	5,2813E-01	2,8299E-02	1,2138E-04	4,4867E-02	5,0000E+00
	DPLL	5,6389E-01	6,4063E-02	1,9840E-04	4,9599E-02	4,9996E+00
	DPSZ	5,2986E-01	3,0035E-02	2,6578E-05	4,7692E-02	5,0000E+00
	TDFC	5,5521E-01	5,5382E-02	3,5317E-04	4,9337E-02	0,0000E+00
	TDFJ	5,5521E-01	5,5382E-02	5,5155E-04	4,9533E-02	0,0000E+00
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		
Filtro de Média de 12 Ciclos	APSSP	6,9809E-01	1,9826E-01	1,6539E-04	4,7834E-02	5,0001E+00
	MMQ	6,9792E-01	1,9809E-01	1,8422E-04	4,7765E-02	5,0000E+00
	MPH	7,0781E-01	2,0799E-01	3,8683E-04	4,8408E-02	5,0000E+00
	MPB	7,0747E-01	2,0764E-01	3,2774E-04	4,9851E-02	5,0000E+00
	DPLL	7,3715E-01	2,3733E-01	5,6188E-04	4,9716E-02	4,9996E+00
	DPSZ	7,0920E-01	2,0938E-01	3,8603E-04	4,9644E-02	5,0000E+00
	TDFC	7,2882E-01	2,2899E-01	8,2713E-04	4,9430E-02	5,0000E+00
	TDFJ	7,2882E-01	2,2899E-01	1,0255E-03	4,9626E-02	5,0000E+00
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		

Fonte: Própria autoria.

A Figura 12 demonstra os resultados de cada estimador para a variação em degrau da frequência. A partir dessa Figura, pode-se observar os maiores atrasos na convergência ocorridos para todos os métodos, quando a pós-filtragem é feita a partir do filtro *Butterworth*.

Figura 12 – Resultados para um sinal com variação em degrau.



Fonte: Própria autoria.

4.4 Caso 3: Sinal com variação em rampa

Neste caso, foi analisado um sinal senoidal com uma variação de $-0,01$ Hz por amostra, iniciada em 0,5 segundos e encerrada quando o sinal atinge a frequência de 55 Hz.

Conforme a Tabela 6, o MMQ foi a metodologia que convergiu mais rápido para variação em rampa, sendo seguida pelos métodos APSSP, MPB e MPH, os quais apresentaram tempos de convergência muito próximos. Além disso, novamente, o estimador DPLL é o método que demora mais tempo para convergir.

Referente aos erros máximo e médio, a metodologia DPSZ apresentou os menores índices, além de obter *overshoot* nulo. Já o MMQ apresenta os maiores erros, tanto máximo, quanto médio. O maior *overshoot* encontra-se na APSSP.

Vale ressaltar que as metodologias baseadas na TDF não convergiram. Ainda, o MMQ apresentou o menor tempo convergência e seus erros são próximos à zero, o que permite considerá-lo como o melhor estimador para a esse tipo de variação. Pode-se concluir que DPLL se mostrou o método com o pior desempenho dentre as metodologias analisadas.

Tabela 6 – Resultados obtidos para um teste com variação em rampa.

	Método	IC [s]	TC [s]	E _{max} [Hz]	E _{med} [Hz]	OS [Hz]
Sem Filtro	APSSP	5,8611E-01	8,6285E-02	6,0229E-05	4,6566E-02	1,2443E+00
	MMQ	5,0000E-01	1,7361E-04	1,4379E-03	1,5040E-02	6,0375E-03
	MPH	5,9670E-01	9,6875E-02	2,2630E-05	4,5452E-02	3,6748E-01
	MPB	5,9635E-01	9,6528E-02	8,7063E-05	4,6367E-02	3,4571E-01
	DPLL	6,2882E-01	1,2899E-01	7,1854E-05	4,9367E-02	9,6162E-03
	DPSZ	6,0069E-01	1,0087E-01	6,1429E-07	1,1435E-04	0,0000E+00
	TDFC			Não Convergiu		
	TDFJ			Não Convergiu		
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		

Fonte: Própria autoria.

A Tabela 7 apresenta os índices de desempenho para cada método, utilizando os diferentes tipos de pós-filtragem. A partir dessa Tabela, verifica-se que, com auxílio dos filtros, as metodologias TDFC e TDFJ atingem a convergência. No entanto, os estimadores TDFM e TDFA não convergem para nenhum dos filtros analisados. Os três filtros testados apresentaram respostas muito parecidas em relação aos índices de desempenho. Contudo, o filtro de média de um ciclo leva uma pequena vantagem em relação aos outros, pois todas as

metodologias apresentam um menor tempo convergência com essa pós-filtragem, além de viabilizar os menores erros máximos.

Nesse contexto, a metodologia MMQ apresenta um menor tempo de convergência, seguida pela metodologia APSSP. Para este índice, o estimador DPLL apresentou o maior tempo de convergência.

Além disso, os valores de erros máximos e médios obtidos foram bastante aproximados para todas as metodologias testadas. Porém, o estimador APSSP apresenta o menor erro máximo e o DPSZ o maior erro máximo.

Já para o erro médio, o menor foi verificado para o MMQ e o maior para o APSSP. As metodologias TDFC e TDFJ apresentaram *overshoot* nulo, enquanto que o estimador MPB apresentou o maior valor para este índice.

Sendo assim, conclui-se que, na presença do filtro de média de um ciclo, as metodologias apresentaram índices de desempenho parecidos. No entanto, as metodologias APSSP e MMQ podem ser consideradas as mais eficientes frente a uma variação em rampa, enquanto que o estimador DPLL mostrou-se a pior técnica.

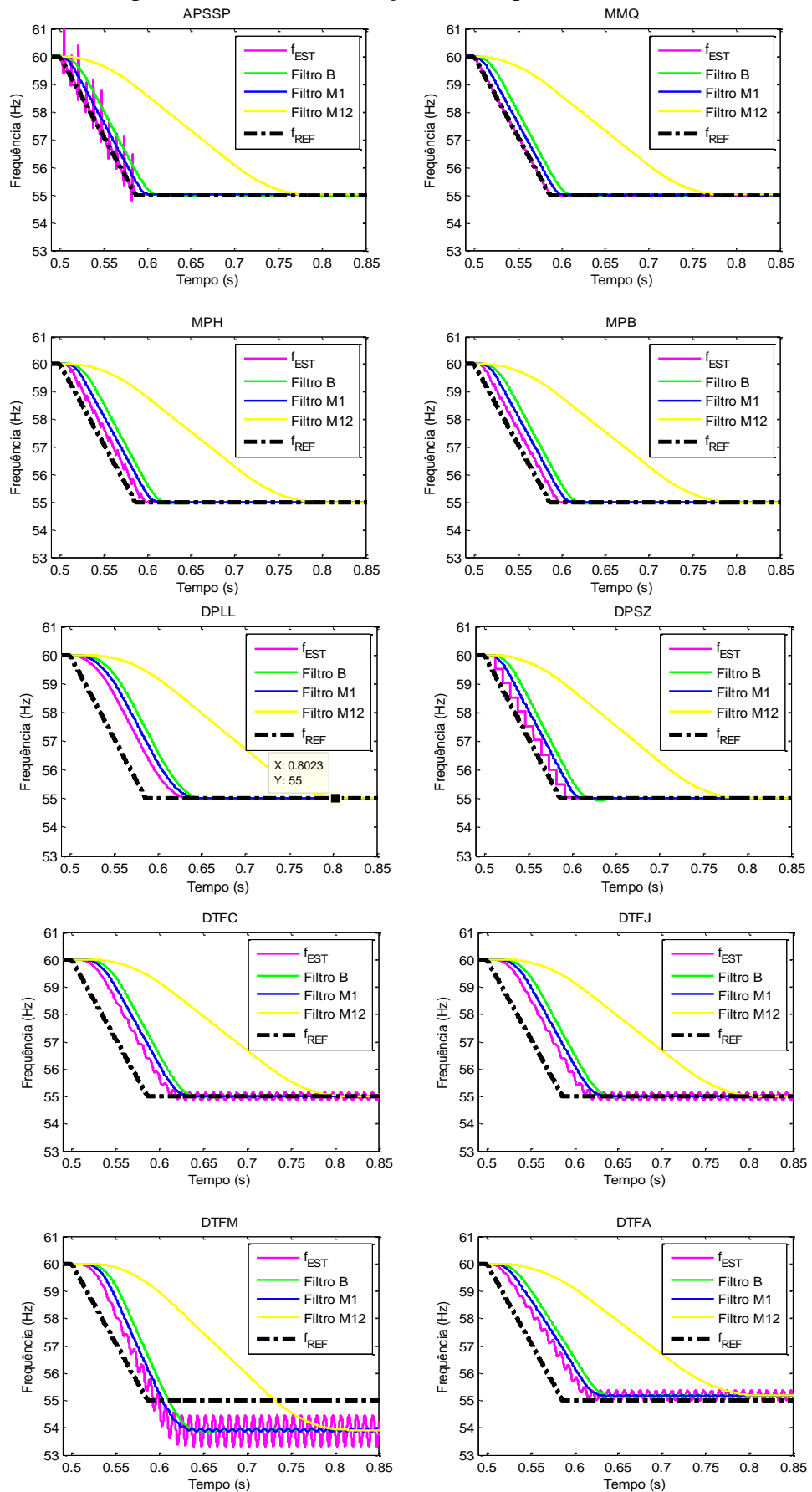
Tabela 7 – Resultados obtidos para um teste com variação em rampa com pós-filtragem.

	Método	IC [s]	TC [s]	E _{max} [Hz]	E _{med} [Hz]	OS [Hz]
Filtro Butterworth	APSSP	6,2847E-01	1,2865E-01	1,4348E-03	4,9774E-02	2,0000E-02
	MMQ	6,2847E-01	1,2865E-01	1,3713E-03	4,9730E-02	9,9595E-03
	MPH	6,3750E-01	1,3767E-01	1,4865E-03	4,9961E-02	1,0000E-02
	MPB	6,3750E-01	1,3767E-01	1,4785E-03	4,9989E-02	3,0000E-02
	DPLL	6,4392E-01	1,4410E-01	1,8189E-03	4,8472E-02	9,6162E-03
	DPSZ	6,3646E-01	1,3663E-01	1,5799E-03	4,9877E-02	1,1333E-11
	TDFC	6,3559E-01	1,3576E-01	2,3744E-03	4,9643E-02	1,0000E-02
	TDFJ	6,3559E-01	1,3576E-01	2,1759E-03	4,9840E-02	1,0000E-02
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		
Filtro de Média de 1 Ciclo	APSSP	5,9965E-01	9,9826E-02	1,4577E-04	4,9444E-02	2,0000E-02
	MMQ	5,9792E-01	9,8090E-02	2,2985E-04	4,7782E-02	9,8809E-03
	MPH	6,0851E-01	1,0868E-01	2,2113E-04	4,9813E-02	2,0000E-02
	MPB	6,0799E-01	1,0816E-01	2,5866E-04	4,9356E-02	3,8004E-01
	DPLL	6,3837E-01	1,3854E-01	2,2265E-04	4,9728E-02	9,6162E-03
	DPSZ	6,0747E-01	1,0764E-01	4,1248E-04	4,9414E-02	2,6000E-01
	TDFC	6,3038E-01	1,3056E-01	3,4527E-04	4,8253E-02	0,0000E+00
	TDFJ	6,3038E-01	1,3056E-01	5,4367E-04	4,8450E-02	0,0000E+00
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		
Filtro de Média de 12 Ciclos	APSSP	7,6823E-01	2,6840E-01	1,4103E-03	4,9892E-02	2,0000E-02
	MMQ	7,6806E-01	2,6823E-01	1,3298E-03	4,9074E-02	9,9897E-03
	MPH	7,7743E-01	2,7760E-01	1,4558E-03	4,9698E-02	0,0000E+00
	MPB	7,7743E-01	2,7760E-01	1,4354E-03	4,9564E-02	3,8000E-01
	DPLL	8,0069E-01	3,0087E-01	2,0089E-03	4,9580E-02	9,6163E-03
	DPSZ	7,7743E-01	2,7760E-01	1,4586E-03	4,9782E-02	1,0000E-02
	TDFC	7,9497E-01	2,9514E-01	1,9193E-03	4,9361E-02	1,0000E-02
	TDFJ	7,9497E-01	2,9514E-01	2,1177E-03	4,9558E-02	1,0000E-02
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		

Fonte: Própria autoria.

A Figura 13 mostra os sinais de frequência estimados para cada metodologia, com e sem pós-filtragem das respostas, durante a variação de frequência. Na Figura, fica evidente o maior atraso na convergência das metodologias, quando da utilização do filtro *Butterworth*.

Figura 13 – Resultados para um sinal com variação em rampa.



Fonte: Própria autoria.

4.5 Caso 4: Sinal com variação exponencial

Neste caso, o sinal senoidal de tensão sofre variação exponencial da frequência a partir do instante 0,5 segundos, até que a frequência atinja o valor de 55 Hz. A Equação (35) descreve a variação da frequência no tempo.

$$f(n) = f_{fund} + \Delta f \cdot \left(1 - e^{-\frac{t(n)}{\tau}}\right) \quad (35)$$

Em (35), f_{fund} equivale a 60 Hz, Δf equivale a amplitude da variação e τ representa a taxa de variação da frequência.

A Tabela 8 apresenta os valores para os índices de desempenho obtidos pelas respostas de cada estimador de frequência, sem a utilização de pós-filtragens. Nessas condições, as técnicas fundamentadas na TDF atingiram o critério de convergência. A técnica do MMQ destacou-se novamente pelo baixo tempo de convergência, enquanto a técnica DPLL possui a convergência mais lenta.

Com relação aos erros, a técnica APSSP demonstra o menor erro máximo, enquanto que o estimador MMQ apresenta o maior valor para este índice. Contudo, o MMQ apresenta o menor erro médio, enquanto que o DPLL apresenta o maior. Além disso, vale destacar que a técnica DPSZ tem *overshoot* nulo e a APSSP tem o maior valor para este parâmetro.

Com base nos índices obtidos, para este tipo de variação, a técnica do MMQ apresenta uma melhor eficiência em rastrear a frequência e a técnica DPLL demonstra o pior desempenho dentre as metodologias analisadas.

Tabela 8 – Resultados obtidos para um teste com variação exponencial.

	Método	IC [s]	TC [s]	E _{max} [Hz]	E _{med} [Hz]	OS [Hz]
Sem Filtro	APSSP	6,9149E-01	1,9149E-01	1,7927E-04	3,4264E-02	2,0400E+00
	MMQ	5,0017E-01	1,7361E-04	1,1851E-03	2,8361E-02	1,4995E-02
	MPH	6,5764E-01	1,5764E-01	6,5732E-03	4,9750E-02	5,8614E-01
	MPB	6,5677E-01	1,5677E-01	6,6510E-03	4,9450E-02	5,5146E-01
	DPLL	7,1719E-01	2,1719E-01	8,5165E-03	4,9868E-02	1,6947E-02
	DPSZ	6,6389E-01	1,6389E-01	5,6355E-03	4,9302E-02	0,0000E+00
	TDFC			Não Convergiu		
	TDFJ			Não Convergiu		
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		

Fonte: Própria autoria.

A Tabela 9 apresenta os índices para as respostas das metodologias associadas às técnicas de pós-filtragem. Nesse contexto, as metodologias TDFC e TDFJ apresentaram as melhores respostas na presença dos filtros, enquanto que as metodologias TDFM e TDFA não convergiram. Novamente, o filtro de média de um ciclo promoveu as melhores respostas quando comparado com as demais pós-filtragens.

Assim, a metodologia APSSP obteve uma melhora no seu tempo de convergência quando utilizados os filtros de média de um ciclo e *Butterworth*. Entretanto, quando utilizado o filtro de média de um ciclo, a técnica MMQ apresenta o menor tempo de convergência, enquanto que as técnicas TDFC e TDFJ apresentaram convergência mais lenta.

Além disso, os menores erros foram verificados para técnica APSSP, além de apresentar *overshoot* nulo. Ainda, o estimador DPLL apresenta o maior erro máximo, o MPB o maior erro médio, além de apresenta o maior *overshoot*.

Com base nesses dados, para uma variação exponencial e utilização de pós filtragem, a técnica que se fez mais eficiente foi a APSSP, associado a um filtro de média de um ciclo, enquanto que as técnicas TDFC e TDFJ demonstraram o pior desempenho com essa pós-filtragem.

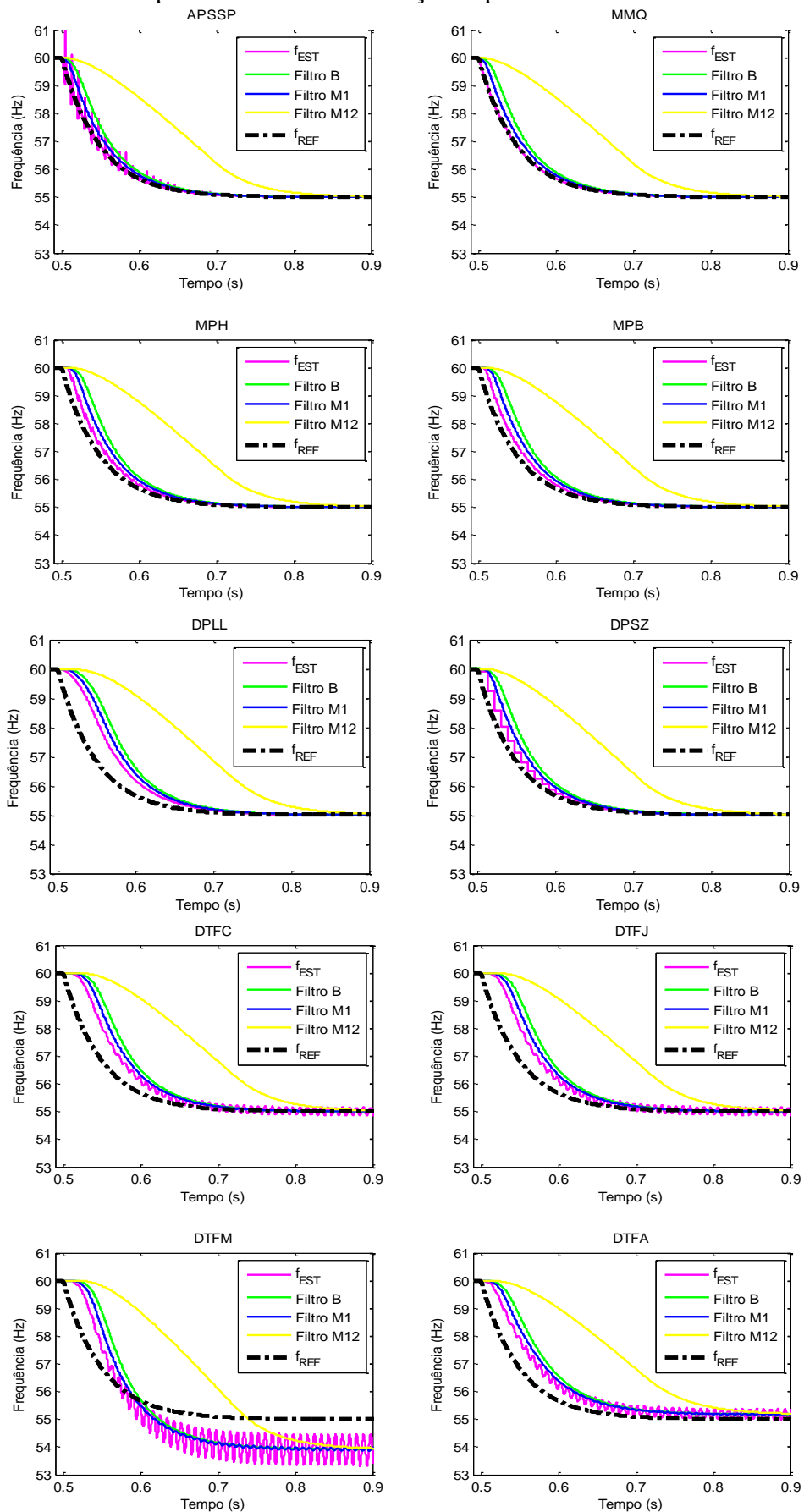
Tabela 9 – Resultados obtidos para um teste com variação exponencial com pós-filtragem.

	Método	IC [s]	TC [s]	E_{max} [Hz]	E_{med} [Hz]	OS [Hz]	
Filtro Butterworth	APSSP	6,7795E-01	1,7795E-01	7,7778E-03	4,9905E-02	1,1298E-11	
	MMQ	6,7674E-01	1,7674E-01	7,7502E-03	4,9849E-02	1,7289E-02	
	MPH	7,0677E-01	2,0677E-01	8,5068E-03	4,9960E-02	1,7331E-02	
	MPB	7,0660E-01	2,0660E-01	8,5118E-03	4,9993E-02	3,4602E-02	
	DPLL	7,4601E-01	2,4601E-01	9,5188E-03	4,9982E-02	1,6947E-02	
	DPSZ	7,0590E-01	2,0590E-01	8,5081E-03	4,9979E-02	1,1333E-11	
	TDFC	7,4080E-01	2,4080E-01	9,6105E-03	4,9705E-02	1,7331E-02	
	TDFJ	7,4080E-01	2,4080E-01	9,8083E-03	4,9899E-02	1,7331E-02	
	TDFM			Não Convergiu			
	TDFA			Não Convergiu			
Filtro de Média de 1 Ciclo	APSSP	6,5365E-01	1,5365E-01	6,4844E-03	4,8570E-02	0,0000E+00	
	MMQ	6,4583E-01	1,4583E-01	7,0916E-03	4,9836E-02	1,7151E-02	
	MPH	6,8924E-01	1,8924E-01	7,9292E-03	4,9893E-02	0,0000E+00	
	MPB	6,8854E-01	1,8854E-01	7,9995E-03	4,9992E-02	6,0300E-01	
	DPLL	7,3472E-01	2,3472E-01	9,1080E-03	4,9968E-02	1,6947E-02	
	DPSZ	6,8733E-01	1,8733E-01	8,0385E-03	4,9880E-02	4,1572E-01	
	TDFC	7,3889E-01	2,3889E-01	7,7350E-03	4,9089E-02	0,0000E+00	
	TDFJ	7,3889E-01	2,3889E-01	7,9328E-03	4,9284E-02	0,0000E+00	
	TDFM			Não Convergiu			
	TDFA			Não Convergiu			
Filtro de Média de 12 Ciclos	APSSP	8,5642E-01	3,5642E-01	1,6435E-02	4,9881E-02	0,0000E+00	
	MMQ	8,5608E-01	3,5608E-01	1,6415E-02	4,9879E-02	1,7321E-02	
	MPH	8,6632E-01	3,6632E-01	1,7409E-02	4,9836E-02	1,7331E-02	
	MPB	8,6615E-01	3,6615E-01	1,7436E-02	4,9970E-02	6,0283E-01	
	DPLL	8,8611E-01	3,8611E-01	1,9499E-02	4,9866E-02	1,6947E-02	
	DPSZ	8,6597E-01	3,6597E-01	1,7395E-02	4,9905E-02	1,7331E-02	
	TDFC	8,8316E-01	3,8316E-01	1,9376E-02	4,9893E-02	1,7331E-02	
	TDFJ	8,8333E-01	3,8333E-01	1,9529E-02	4,9904E-02	1,7331E-02	
	TDFM			Não Convergiu			
	TDFA			Não Convergiu			

Fonte: Própria autoria.

Os sinais de frequência estimados por cada método, com e sem pós-filtragem da resposta, podem ser vistos na Figura 14. Nessa Figura, é possível observar os atrasos causados pelas pós-filtragens durante a variação de frequência.

Figura 14 – Resultados para um sinal com variação exponencial.



Fonte: Própria autoria.

4.6 Caso 5: Sinal com variação amortecida

Para esse caso, foi feita uma variação amortecida na frequência nominal de um sinal senoidal, a qual se inicia no instante 0,4 segundos e é dada pela Equação (36).

$$f(n) = f_{fund} - \Delta f \cdot \text{sen}(\omega \cdot t(n)) \cdot e^{-\frac{t(n)}{\tau}} \quad (36)$$

Em (35), Δf representa a amplitude da oscilação e τ , a taxa da variação da frequência.

Na Tabela 10 são mostrados os índices de desempenho obtidos pelas respostas de cada estimador de frequência para uma variação amortecida. De forma geral, todas as metodologias conseguiram estimar a frequência de forma satisfatória. Dentre as técnicas analisadas, o estimador MMQ apresentou os melhores índices de desempenho. Entretanto, a metodologia TDFFA apresentou o pior tempo de convergência, além do maior erro máximo para a estimação após a convergência. O maior erro médio e o maior *overshoot* foram verificados para o estimador APSSP, sendo considerada a pior para esse tipo de variação.

Tabela 10 – Resultados obtidos para um teste com variação amortecida.

	Método	IC [s]	TC [s]	E _{max} [Hz]	E _{med} [Hz]	OS [Hz]
Sem Filtro	APSSP	8,3247E-01	4,3229E-01	1,2152E-04	2,2982E-01	3,1438E+00
	MMQ	4,0035E-01	1,7361E-04	9,9221E-07	3,6610E-02	0,0000E+00
	MPH	8,3576E-01	4,3559E-01	2,6244E-03	9,2908E-02	2,1173E-01
	MPB	8,3542E-01	4,3524E-01	2,6096E-03	8,5497E-02	2,1516E-01
	DPLL	9,5122E-01	5,5104E-01	4,4041E-03	1,0797E-01	1,1996E+00
	DPSZ	8,3194E-01	4,3177E-01	2,2160E-03	1,0523E-01	6,4939E-02
	TDFC	9,4809E-01	5,4792E-01	3,8826E-03	1,0635E-01	1,4817E+00
	TDFJ	9,4809E-01	5,4792E-01	3,8824E-03	1,0634E-01	1,4815E+00
	TDFM	9,4184E-01	5,4167E-01	4,9964E-03	1,3689E-01	2,2617E+00
	TDFFA	1,1255E+00	7,2535E-01	5,1069E-03	1,0246E-01	9,6471E-01

Fonte: Própria autoria.

A Tabela 11 expõe os índices de desempenho para cada metodologia utilizando técnicas de pós-filtragem das respostas. Nesse contexto, o filtro de média para uma janela de 12 ciclos melhorou o desempenho de cinco das dez metodologias testadas, diminuindo os tempos de convergência, além de baixar os valores dos erros máximos e médios. Entretanto, essa técnica de pós-filtragem não melhorou os *overshoots*. Os estimadores que tiveram resposta melhorada com a utilização do filtro de média de 12 ciclos foram o estimador DPLL

e as técnicas fundamentadas na Transformada Discreta de Fourier, TDFC, TDFJ, TDFM e TDFA.

Uma vez que as melhores respostas para esse caso foram obtidas com o auxílio do filtro de média de 12 ciclos, verificou-se que o estimador DPLL apresentou o menor tempo de convergência, enquanto que o MPH apresentou os menores erros máximo e médio. Além disso, ainda com o filtro de média de 12 ciclos, o estimador MMQ obteve o menor *overshoot*. O pior tempo de convergência foi verificado para a metodologia APSSP. Além disso, as técnicas TDFC e TDFJ apresentaram os maiores erros máximos e médios, enquanto que o maior *overshoot* foi verificado para o estimador DPLL. Com base nesses resultados, pode-se considerar que a metodologia DPLL apresentou o melhor desempenho na presença de um filtro de média de 12 ciclos, enquanto que a APSSP se mostrou a menos eficiente.

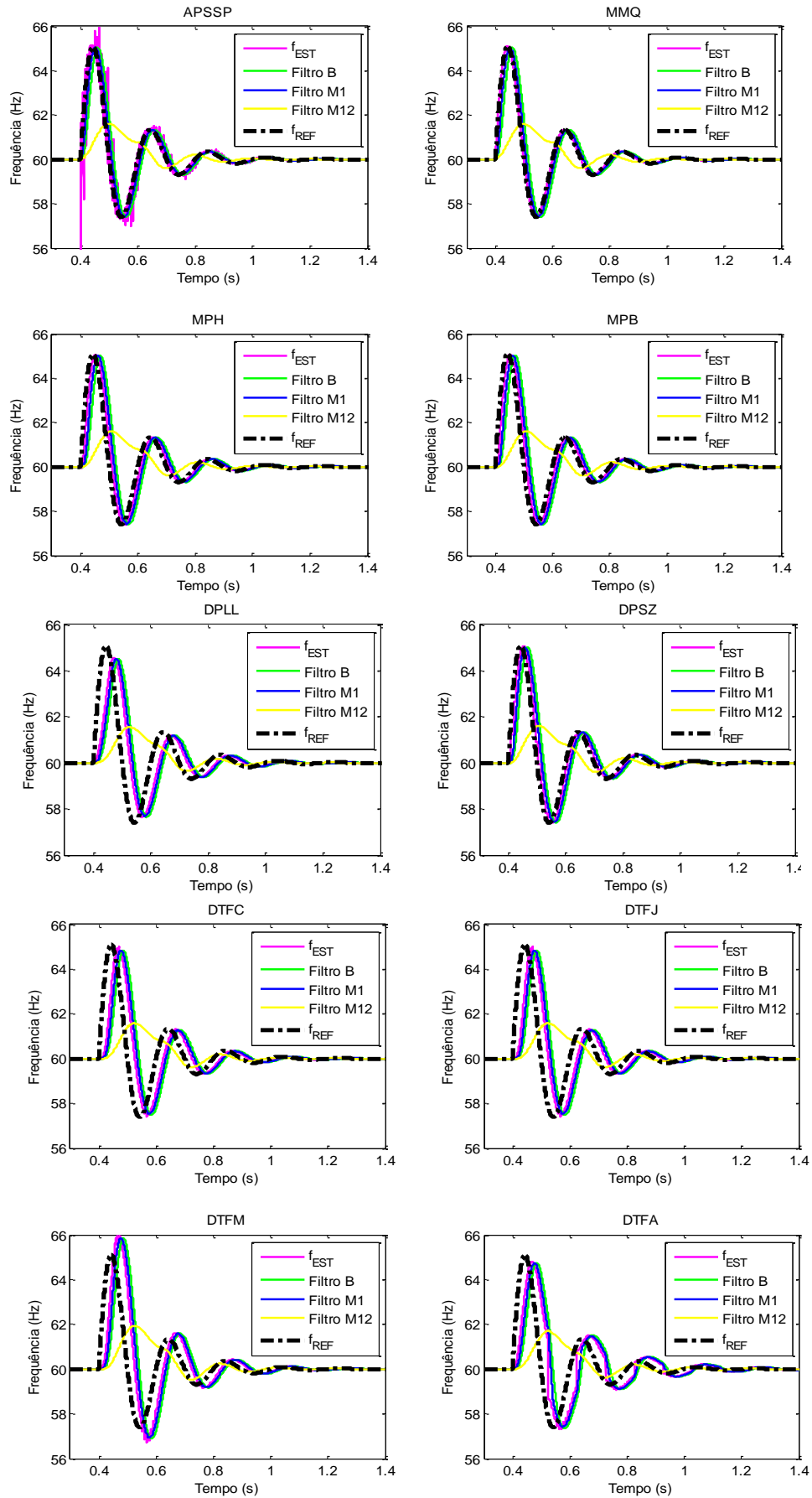
Tabela 11 – Resultados obtidos para um teste com variação amortecida com pós-filtragem.

	Método	IC [s]	TC [s]	E_{max} [Hz]	E_{med} [Hz]	OS [Hz]
Filtro Butterworth	APSSP	8,4323E-01	4,4306E-01	4,7113E-03	1,3731E-01	6,8105E-01
	MMQ	8,4288E-01	4,4271E-01	4,5590E-03	1,3183E-01	6,3802E-01
	MPH	9,4618E-01	5,4601E-01	3,9732E-03	1,0683E-01	1,4769E+00
	MPB	9,4601E-01	5,4583E-01	3,9676E-03	1,0682E-01	1,4879E+00
	DPLL	1,0552E+00	6,5503E-01	2,9319E-03	8,2653E-02	3,0966E+00
	DPSZ	9,4531E-01	5,4514E-01	3,7870E-03	1,0267E-01	1,2820E+00
	TDFC	1,0524E+00	6,5226E-01	3,2911E-03	8,2844E-02	3,1158E+00
	TDFJ	1,0524E+00	6,5226E-01	3,2909E-03	8,2841E-02	3,1156E+00
	TDFM	1,0503E+00	6,5017E-01	4,1031E-03	1,0021E-01	4,1435E+00
	TDFA	1,1408E+00	7,4063E-01	5,5069E-03	1,1339E-01	2,9737E+00
Filtro de Média de 1 Ciclo	APSSP	7,4132E-01	3,4115E-01	4,6013E-03	1,4399E-01	1,6765E-01
	MMQ	7,4080E-01	3,4063E-01	4,3474E-03	1,3658E-01	1,2397E-01
	MPH	9,3906E-01	5,3889E-01	2,6450E-03	7,6069E-02	7,0408E-01
	MPB	9,3889E-01	5,3872E-01	2,6398E-03	7,5997E-02	6,8609E-01
	DPLL	9,5712E-01	5,5694E-01	5,6233E-03	1,3681E-01	2,0965E+00
	DPSZ	8,4514E-01	4,4497E-01	4,8508E-03	1,3939E-01	4,3968E-01
	TDFC	9,5417E-01	5,5399E-01	5,1449E-03	1,3433E-01	2,1791E+00
	TDFJ	9,5417E-01	5,5399E-01	5,1447E-03	1,3433E-01	2,1789E+00
	TDFM	1,0439E+00	6,4375E-01	3,3575E-03	8,4824E-02	2,9446E+00
	TDFA	1,1335E+00	7,3333E-01	5,1639E-03	1,0405E-01	1,9466E+00
Filtro de Média de 12 Ciclos	APSSP	1,0012E+00	6,0104E-01	3,2377E-03	8,4617E-02	1,6414E+00
	MMQ	1,0010E+00	6,0087E-01	3,2324E-03	8,5480E-02	1,6014E+00
	MPH	1,0005E+00	6,0035E-01	2,6954E-03	7,3633E-02	2,6052E+00
	MPB	1,0005E+00	6,0035E-01	2,6960E-03	7,3681E-02	2,5895E+00
	DPLL	9,0104E-01	5,0087E-01	3,3556E-03	1,0448E-01	3,8233E+00
	DPSZ	1,0007E+00	6,0052E-01	2,7571E-03	7,4950E-02	2,1255E+00
	TDFC	9,0330E-01	5,0313E-01	3,7977E-03	1,0615E-01	3,7324E+00
	TDFJ	9,0330E-01	5,0313E-01	3,7978E-03	1,0615E-01	3,7323E+00
	TDFM	9,0747E-01	5,0729E-01	3,2731E-03	9,3099E-02	4,0880E+00
	TDFA	9,0556E-01	5,0538E-01	3,5464E-03	9,9905E-02	3,8921E+00

Fonte: Própria autoria.

Na Figura 15, pode-se observar a resposta de cada método testado, com e sem pós-filtragens das respostas. Nota-se que o estimador MMQ, sem a pós-filtragem da resposta, apresenta maior precisão para uma variação amortecida.

Figura 15 – Resultados para um sinal com variação senoidal amortecida.



Fonte: Própria autoria.

4.7 Caso 6: Sinal com variação em amplitude

As metodologias foram testadas para uma variação +50% da amplitude em degrau. Tal variação ocorreu no instante 0,5 segundos.

De acordo com os dados apresentados na Tabela 12, todas as metodologias empregadas apresentam um bom desempenho em estimar a frequência, quando expostos a uma variação de amplitude.

Com relação ao tempo de convergência, os métodos APSSP, MMQ, DPLL e DPSZ apresentaram o mesmo tempo de convergência e os melhores desempenho, enquanto que os métodos baseados na TDF apresentaram os maiores tempos de convergência, sendo que o maior atraso foi verificado para a TDFA.

Em relação ao erro médio de cada método, a DPSZ apresenta o menor valor, seguido da APSSP e MPH. Nesse contexto, os métodos de Fourier apresentam os maiores erros médios, sendo que a TDFA apresenta o maior valor para este parâmetro.

Além disso, os menores erros máximos foram verificados para as metodologias APSSP, MPH e DPSZ, sendo que o estimador MPH apresenta o menor valor para este índice.

Considerando o *overshoot*, a metodologia APSSP apresenta o maior valor desse parâmetro, que é cerca de dezesseis vezes superior à metodologia MMQ, a qual apresenta o segundo maior erro. Ainda com relação ao *overshoot*, o estimador DPLL apresenta um valor nulo para este índice.

Tendo em vista os resultados obtidos, pode-se considerar que a metodologia DPSZ apresenta o melhor desempenho frente às demais metodologias analisadas, enquanto que a TDFM apresenta a menor eficiência em estimar a frequência.

Tabela 12 – Resultados obtidos para um teste com variação em amplitude.

	Método	IC [s]	TC [s]	E _{max} [Hz]	E _{med} [Hz]	OS [Hz]
Sem Filtro	APSSP	5,0017E-01	1,7361E-04	4,1065E-11	4,5517E-11	4,7869E+02
	MMQ	5,0017E-01	1,7361E-04	6,2245E-07	5,5958E-03	3,0070E+01
	MPH	5,1875E-01	1,8750E-02	4,1091E-11	5,1735E-11	9,6157E+00
	MPB	5,1806E-01	1,8056E-02	1,6984E-05	2,9830E-02	9,8029E+00
	DPLL	5,0017E-01	1,7361E-04	3,8392E-04	4,6539E-04	0,0000E+00
	DPSZ	5,0017E-01	1,7361E-04	4,1090E-11	4,2583E-11	4,0984E-11
	TDFC	5,4670E-01	4,6701E-02	9,6802E-05	4,7010E-02	2,2720E-01
	TDFJ	5,4670E-01	4,6701E-02	9,6798E-05	4,7008E-02	2,2719E-01
	TDFM	5,4705E-01	4,7049E-02	8,4763E-05	4,7185E-02	3,1206E-01
	TDFFA	5,4913E-01	4,9132E-02	2,4231E-05	3,5734E-02	3,5521E+00

Fonte: Própria autoria.

Utilizando pós- filtragem das respostas, a Tabela 13 demonstra os índices de desempenho obtidos por cada metodologia. De forma geral, todas as técnicas de pós-filtragem promoveram melhorias nos *overshoots*. Dentre os filtros testados, destaca-se o filtro de média para uma janela de 12 ciclos, o qual obteve os melhores resultados. Mesmo utilizando esse filtro, as metodologias MMQ, DPLL e DPSZ não tiveram seus tempos de convergência alterados em relação à resposta não filtrada do estimador, pois não são afetados pela variação de amplitude do sinal entrada. Além disso, esse filtro promoveu melhoria nos tempos de convergência para as técnicas baseadas a TDF.

Já com relação ao erro máximo, verificou-se que este índice foi diminuído nas metodologias DPLL, TDFC e TDFJ. Ainda, referente ao erro médio, constatou-se que as metodologias ASSP, DPLL, DPSZ, TDFC, TDFJ e TDFM demonstraram melhorias significativas. Quanto ao *overshoot* apenas as metodologias MMQ e DPSZ não apresentaram melhorias.

Com base nesses resultados, a técnica DPSZ pode ser considerada a melhor metodologia para estimar a frequência frente a uma variação de amplitude, tanto com pós-filtragem da resposta, quanto sem a utilização desses filtros. Por fim, pode-se afirmar que os métodos de Prony (MPH e MPB) apresentaram os piores desempenhos.

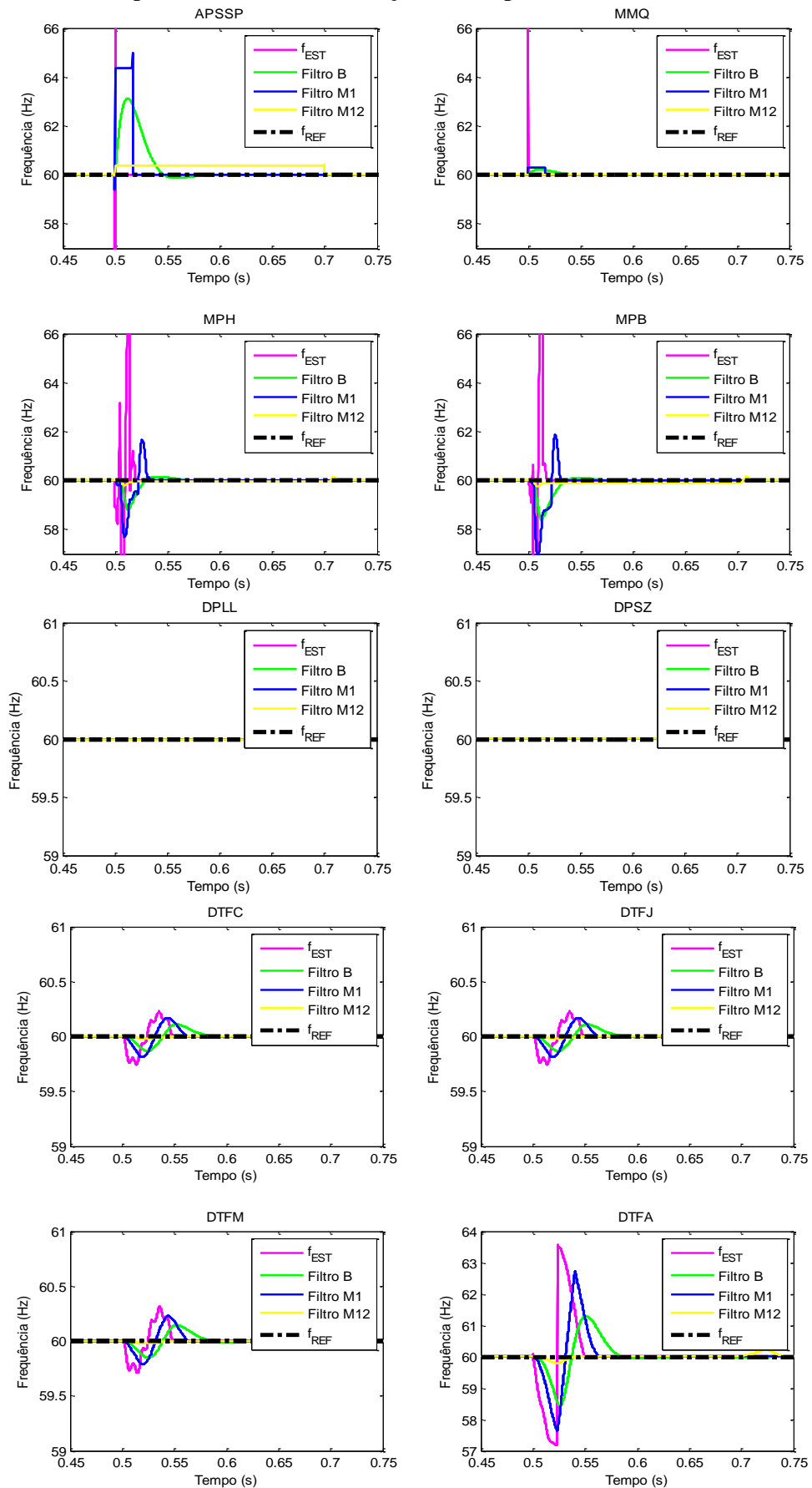
A Figura 16 demonstra os sinais de frequência obtidos por cada estimador, com e sem pós-filtragem. De uma forma geral, destacam-se as metodologias DPLL e DPSZ, pois ambas apresentaram os mesmo tempos de convergência. Além disso, para esses métodos, as respostas, com e sem pós-filtragem, aparecem sobrepostas, dadas as precisões das respectivas estimações.

Tabela 13 – Resultados obtidos para um teste com variação em amplitude com pós-filtragem.

	Método	IC [s]	TC [s]	E_{max} [Hz]	E_{med} [Hz]	OS [Hz]
Filtro Butterworth	APSSP	5,8264E-01	8,2639E-02	2,3524E-05	4,9232E-02	5,6724E+00
	MMQ	5,3472E-01	3,4722E-02	5,8780E-05	4,9603E-02	2,2432E-01
	MPH	5,6163E-01	6,1632E-02	3,5346E-04	4,9373E-02	1,5211E-01
	MPB	5,6510E-01	6,5104E-02	6,0838E-04	4,9868E-02	1,0866E-01
	DPLL	5,0017E-01	1,7361E-04	3,8390E-04	3,9358E-04	0,0000E+00
	DPSZ	5,0017E-01	1,7361E-04	3,4380E-11	4,0231E-11	3,9606E-11
	TDFC	5,6910E-01	6,9097E-02	5,9630E-04	4,9268E-02	1,0891E-01
	TDFJ	5,6910E-01	6,9097E-02	5,9628E-04	4,9266E-02	1,0891E-01
	TDFM	5,7205E-01	7,2049E-02	4,0448E-04	4,9434E-02	1,4381E-01
	TDFA	6,0382E-01	1,0382E-01	1,3582E-03	4,9784E-02	1,2964E+00
Filtro de Média de 1 Ciclo	APSSP	5,1667E-01	1,6667E-02	4,1091E-11	4,1418E-11	4,9863E+00
	MMQ	5,1649E-01	1,6493E-02	3,0813E-06	2,2093E-04	3,1339E-01
	MPH	5,3403E-01	3,4028E-02	6,9974E-05	4,8218E-02	1,6582E+00
	MPB	5,3212E-01	3,2118E-02	9,5349E-05	4,9900E-02	1,8670E+00
	DPLL	5,0017E-01	1,7361E-04	3,8390E-04	3,9749E-04	0,0000E+00
	DPSZ	5,0017E-01	1,7361E-04	4,1066E-11	4,1830E-11	4,0842E-11
	TDFC	5,5747E-01	5,7465E-02	3,0668E-04	4,8723E-02	1,6831E-01
	TDFJ	5,5747E-01	5,7465E-02	3,0667E-04	4,8721E-02	1,6830E-01
	TDFM	5,5868E-01	5,8681E-02	2,5058E-04	4,9791E-02	2,2762E-01
	TDFA	5,6267E-01	6,2674E-02	1,2070E-04	4,5403E-02	2,7174E+00
Filtro de Média de 12 Ciclos	APSSP	7,0000E-01	2,0000E-01	4,1604E-11	4,1709E-11	4,1553E-01
	MMQ	5,0017E-01	1,7361E-04	1,0430E-02	2,6126E-02	2,6106E-02
	MPH	7,1285E-01	2,1285E-01	2,3060E-04	4,4315E-02	1,3818E-01
	MPB	7,1285E-01	2,1285E-01	1,4713E-04	4,4430E-02	1,5558E-01
	DPLL	5,0017E-01	1,7361E-04	3,8390E-04	3,8490E-04	0,0000E+00
	DPSZ	5,0017E-01	1,7361E-04	4,2182E-11	4,2441E-11	4,2256E-11
	TDFC	5,0017E-01	1,7361E-04	7,4835E-10	1,7045E-02	4,2896E-07
	TDFJ	5,0017E-01	1,7361E-04	7,4832E-10	1,7045E-02	4,2895E-07
	TDFM	5,0017E-01	1,7361E-04	8,2393E-04	2,2095E-02	5,2665E-07
	TDFA	5,3524E-01	3,5243E-02	1,9763E-02	2,5512E-01	1,3786E-04

Fonte: Própria autoria.

Figura 16 – Resultados para um sinal com variação em amplitude.



Fonte: Própria autoria.

4.8 Caso 7: Sinal senoidal com conteúdos harmônicos

Esse caso apresenta dois testes diferentes, sendo que no primeiro foram inseridas harmônicas de ordem par e, no segundo, o sinal de entrada foi distorcido por harmônicas de ordem ímpar.

4.8.1 Caso 7.1: Teste com harmônicas de ordem par

No primeiro teste foi inserido conteúdo harmônico de ordem 2 com taxa total de distorção harmônica de 3% da amplitude do sinal. De acordo com a Tabela 14, pode-se observar que, na presença de harmônicas de ordem par, os métodos baseados em TDF são os que apresentam o melhor desempenho, Enquanto que os estimadores APSSP, MMQ, MPH, MPB e DPSZ não atingem o critério de convergência.

Verificou-se que os métodos TDFC, TDFJ, TDFM e TDFA apresentaram o mesmo tempo de convergência, sendo que, dentre eles, a técnica TDFM pode ser considerada a mais eficiente, por apresentar os menores erros. Além disso, a TDFM e apresentou um *overshoot* nulo. Vale ressaltar que, dentre os métodos que atingiram a convergência, o DPLL apresentou os piores índices de desempenho.

Tabela 14 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal com harmônicas de ordem 2.

	Método	IC [s]	TC [s]	E _{max} [Hz]	E _{med} [Hz]	OS [Hz]
Sem Filtro	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ			Não Convergiu		
	MPH			Não Convergiu		
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	5,7986E-02	5,7986E-02	4,0186E-04	4,1726E-02	3,2817E-01
	DPSZ			Não Convergiu		
	TDFC	5,0000E-02	5,0000E-02	4,1052E-11	4,2348E-11	4,2213E-11
	TDFJ	5,0000E-02	5,0000E-02	4,1051E-11	4,2348E-11	4,2213E-11
	TDFM	5,0000E-02	5,0000E-02	7,1067E-15	7,1054E-15	0,0000E+00
	TDFA	5,0000E-02	5,0000E-02	2,9361E-08	3,0284E-08	2,8595E-08

Fonte: Própria autoria.

A Tabela 15 apresenta os índices de desempenho para cada metodologia, utilizando as técnicas de pós-filtragem analisadas. O filtro de média para janela de um ciclo apresenta os melhores índices de desempenho. Utilizando esse filtro, os métodos APSSP, MPB e DPSZ não atingiram o critério de convergência. Os melhores índices de desempenho foram obtidos para as metodologias MMQ e MPH, as quais apresentam os melhores tempos de

convergência. Entretanto, os menores erros e *overshoots*, foram verificados para as metodologias baseados em TDF. Dentre essas metodologias, destaca-se a TDFM, a qual apresenta um *overshoot* nulo, bem como os erros muito próximos de zero.

Sendo assim, com base nos índices mostrados na Tabela 15, quando realizada uma pós-filtragem, verifica-se que os métodos MMQ e TDFM apresentaram os melhores resultados. Já o DPLL, mais uma vez, obteve os piores desempenhos, independentemente do tipo de pós-filtragem utilizado.

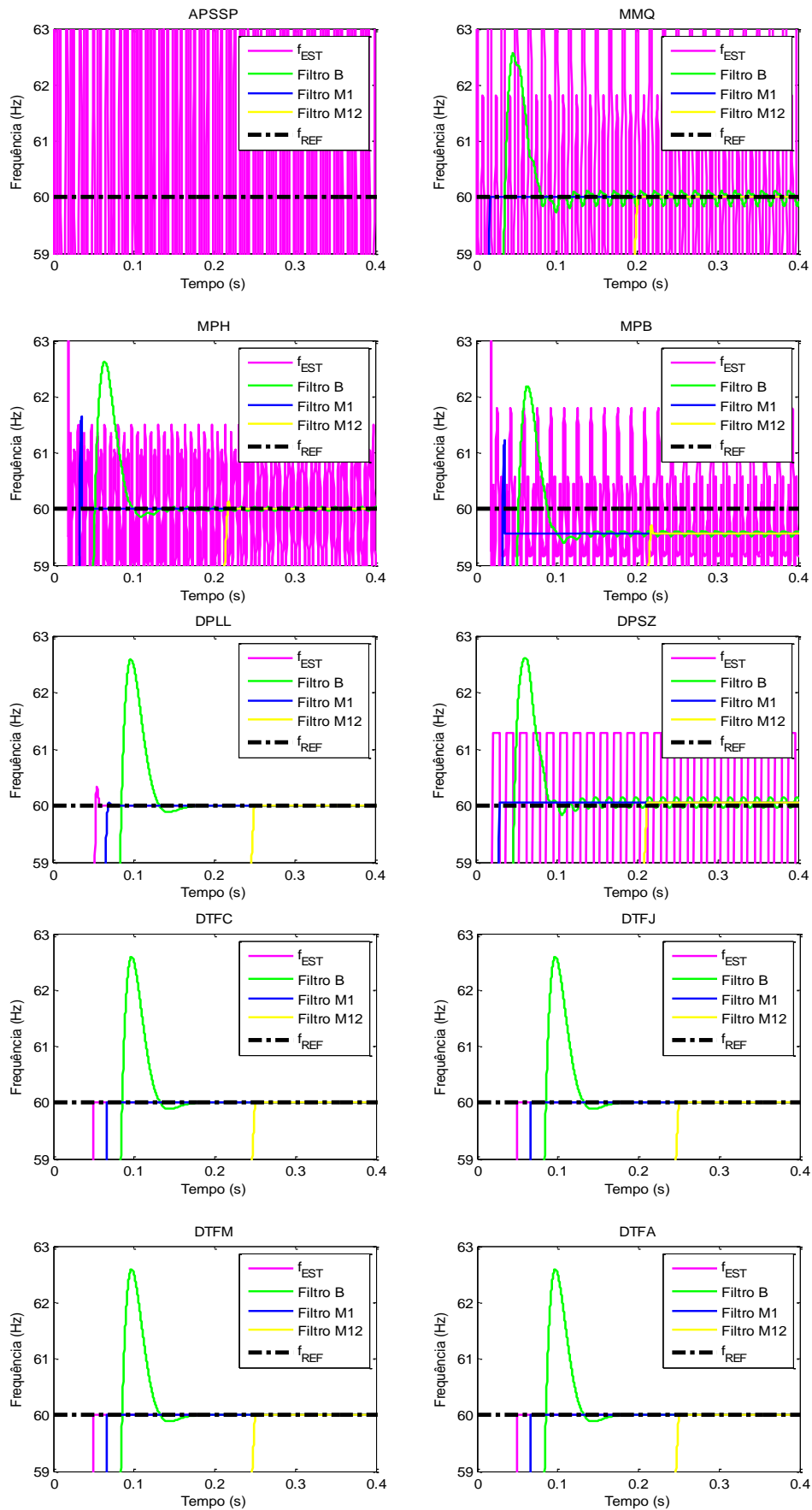
Os sinais de frequência estimados por cada técnica, sem e com pós-filtragem das respostas, podem ser vistos na Figura 17. Através dessa Figura, pode-se verificar que a utilização da pós-filtragem melhora o desempenho da maioria das metodologias. Além disso, destaca-se o desempenho das metodologias fundamentadas na TDF, as quais atingem a convergência com e sem pós-filtragem.

Tabela 15 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal com harmônicas de ordem 2, com pós-filtragem.

	Método	IC [s]	TC [s]	E_{max} [Hz]	E_{med} [Hz]	OS [Hz]
Filtro Butterworth	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ			Não Convergiu		
	MPH	1,2882E-01	1,2882E-01	2,1629E-03	4,8629E-02	2,6236E+00
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	1,6111E-01	1,6111E-01	6,7699E-04	4,9443E-02	2,5910E+00
	DPSZ			Não Convergiu		
	TDFC	1,6076E-01	1,6076E-01	3,0371E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
	TDFJ	1,6076E-01	1,6076E-01	3,0371E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
	TDFM	1,6076E-01	1,6076E-01	3,0371E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
	TDFA	1,6076E-01	1,6076E-01	3,0368E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
Filtro de Média de 1 Ciclo	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ	1,6840E-02	1,6840E-02	2,4291E-04	3,5683E-04	2,1316E-04
	MPH	3,5590E-02	3,5590E-02	2,0194E-03	2,0190E-03	1,6470E+00
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	7,0660E-02	7,0660E-02	3,1102E-04	4,8339E-02	5,2686E-02
	DPSZ			Não Convergiu		
	TDFC	6,6493E-02	6,6493E-02	4,1044E-11	4,1091E-11	4,1041E-11
	TDFJ	6,6493E-02	6,6493E-02	4,1042E-11	4,1076E-11	4,1034E-11
	TDFM	6,6493E-02	6,6493E-02	7,1067E-15	7,1054E-15	0,0000E+00
	TDFA	6,6493E-02	6,6493E-02	2,9362E-08	2,9432E-08	2,9347E-08
Filtro de Média de 12 Ciclos	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ	2,0017E-01	2,0017E-01	2,4291E-04	2,5235E-04	2,4038E-04
	MPH	2,1892E-01	2,1892E-01	2,0195E-03	2,0190E-03	1,3540E-01
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	2,4983E-01	2,4983E-01	4,2929E-04	4,8349E-02	0,0000E+00
	DPSZ			Não Convergiu		
	TDFC	2,4983E-01	2,4983E-01	4,1831E-11	4,1922E-11	4,1801E-11
	TDFJ	2,4983E-01	2,4983E-01	4,1826E-11	4,1922E-11	4,1787E-11
	TDFM	2,4983E-01	2,4983E-01	1,4214E-14	1,4211E-14	0,0000E+00
	TDFA	2,4983E-01	2,4983E-01	2,9363E-08	2,9363E-08	2,9355E-08

Fonte: Própria autoria.

Figura 17 – Resultados para um sinal com harmônicas de segunda ordem.



Fonte: Própria autoria.

4.8.2 Caso 7.2: Teste com harmônicas de ordem ímpar

A Tabela 16 apresenta os resultados obtidos no segundo teste, no qual o sinal da contém harmônicas de terceira ordem, com taxa total de distorção equivalente a 3% da amplitude do sinal. Através dessa Tabela, verifica-se que a metodologia DPSZ apresenta o melhor tempo de convergência, enquanto que a metodologia TDFM apresenta os menores erros e um *overshoot* nulo. Ainda, vale destacar a técnica DPSZ, pois, além de apresentar um tempo de convergência melhor, apresenta erros muito próximos a zero e o menor *overshoot* dentre as técnicas analisadas. Contudo, as metodologias APSSP, MMQ, MPH e MPB não obtiveram a convergência de suas respostas. Dentre as metodologias que apresentaram uma resposta satisfatória, a DPLL teve a menor eficiência dados os índices de desempenho obtidos por sua resposta.

Tabela 16 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal com harmônicas de ordem 3.

	Método	IC [s]	TC [s]	E _{max} [Hz]	E _{med} [Hz]	OS [Hz]
Sem Filtro	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ			Não Convergiu		
	MPH			Não Convergiu		
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	5,7986E-02	5,7986E-02	4,0151E-04	4,1630E-02	3,2520E-01
	DPSZ	1,2500E-02	1,2500E-02	7,6831E-12	1,4175E-11	3,5527E-14
	TDFC	5,0000E-02	5,0000E-02	6,9265E-12	1,1397E-11	2,7711E-13
	TDFJ	5,0000E-02	5,0000E-02	6,9262E-12	1,1397E-11	2,7711E-13
	TDFM	5,0000E-02	5,0000E-02	7,1067E-15	7,1054E-15	0,0000E+00
	TDFA	5,0000E-02	5,0000E-02	6,8952E-09	1,2334E-08	1,0127E-09

Fonte: Própria autoria.

A Tabela 17 apresenta os índices de desempenho para todos os estimadores de frequência analisados, com a utilização de pós-filtragem. Nesse contexto, o filtro de média de um ciclo garantiu melhor desempenho aos estimadores de frequência. Entretanto, esse filtro não garantiu a convergência para as técnicas APSSP e MPB, as quais não convergiram nem para os demais filtros analisados.

Além disso, utilizando o filtro de média de um ciclo, o método MMQ apresentou o melhor tempo de convergência, seguido pelo DPSZ. Já a metodologia TDFM apresenta os menores erros. O menor *overshoot* foi verificado para a técnica MMQ, a qual pode ser considerada a melhor para esse caso, apresentando um tempo de convergência baixo, bem como o menor erro máximo. O pior desempenho foi verificado para o estimador DPLL.

Tabela 17 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal com harmônicas, com pós-filtragem.

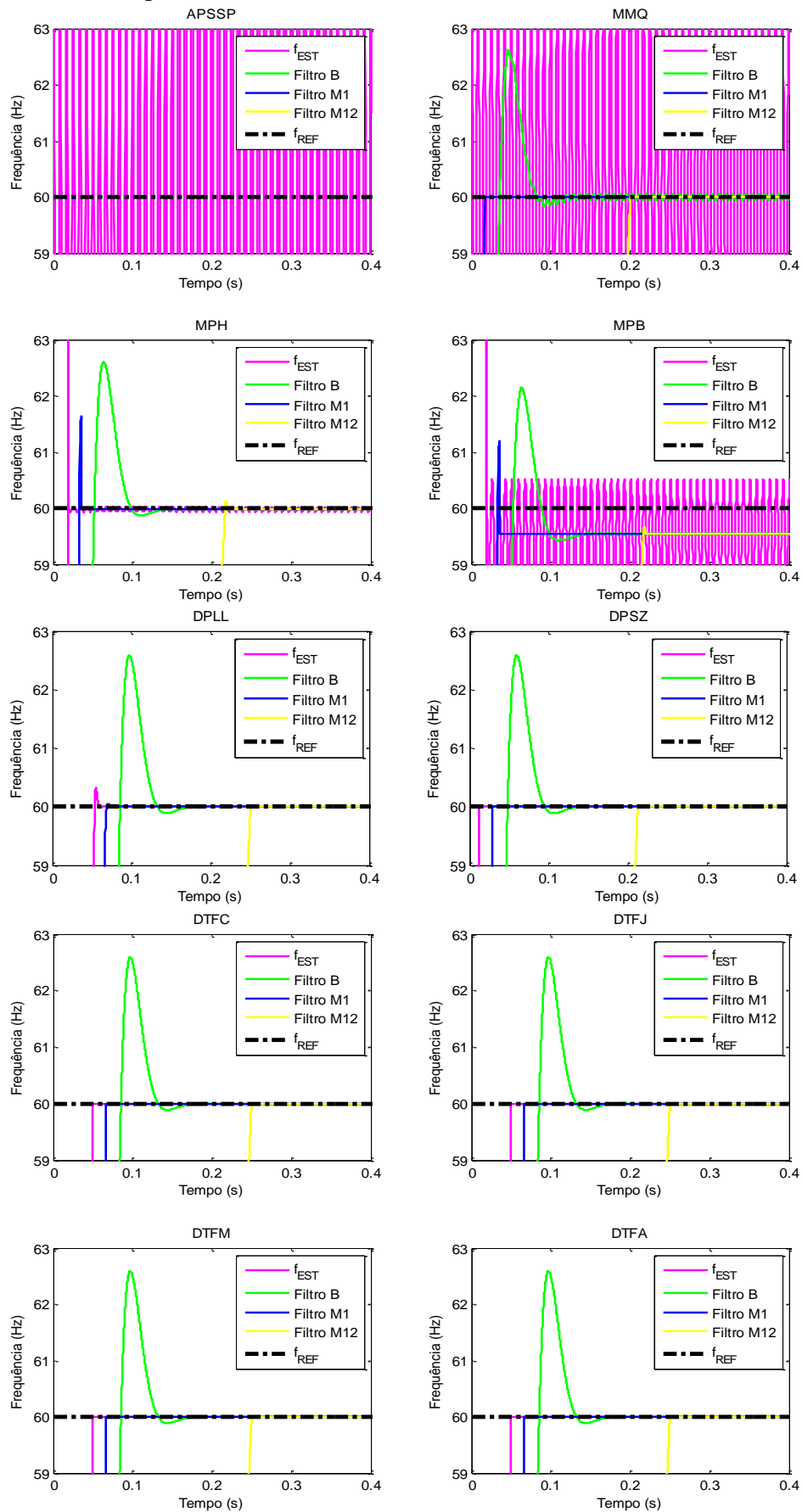
	Método	IC [s]	TC [s]	E_{max} [Hz]	E_{med} [Hz]	OS [Hz]
Filtro Butterworth	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ			Não Convergiu		
	MPH	1,3177E-01	1,3177E-01	1,8112E-02	4,9937E-02	2,5998E+00
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	1,6111E-01	1,6111E-01	6,7694E-04	4,9438E-02	2,5910E+00
	DPSZ	1,2326E-01	1,2326E-01	2,9072E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
	TDFC	1,6076E-01	1,6076E-01	3,0371E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
	TDFJ	1,6076E-01	1,6076E-01	3,0371E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
	TDFM	1,6076E-01	1,6076E-01	3,0371E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
	TDFA	1,6076E-01	1,6076E-01	3,0372E-04	4,9869E-02	2,5931E+00
Filtro de Média de 1 Ciclo	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ	1,6840E-02	1,6840E-02	1,9543E-04	3,1631E-04	1,5835E-04
	MPH	3,5590E-02	3,5590E-02	1,8028E-02	1,8025E-02	1,6338E+00
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	7,0660E-02	7,0660E-02	3,1142E-04	4,7967E-02	5,2216E-02
	DPSZ	2,8993E-02	2,8993E-02	7,7663E-12	1,3479E-11	1,0658E-13
	TDFC	6,6493E-02	6,6493E-02	6,9712E-12	1,1092E-11	8,5265E-14
	TDFJ	6,6493E-02	6,6493E-02	6,9707E-12	1,1092E-11	8,5265E-14
	TDFM	6,6493E-02	6,6493E-02	7,1067E-15	7,1054E-15	0,0000E+00
	TDFA	6,6493E-02	6,6493E-02	6,9231E-09	1,1686E-08	0,0000E+00
Filtro de Média de 12 Ciclos	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ	2,0017E-01	2,0017E-01	1,9542E-04	2,0546E-04	1,9229E-04
	MPH	2,1892E-01	2,1892E-01	1,8029E-02	1,8025E-02	1,1962E-01
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	2,4983E-01	2,4983E-01	4,2920E-04	4,8083E-02	0,0000E+00
	DPSZ	2,1233E-01	2,1233E-01	9,1628E-12	1,3884E-11	1,6342E-13
	TDFC	2,4983E-01	2,4983E-01	7,8945E-12	1,1774E-11	1,4211E-13
	TDFJ	2,4983E-01	2,4983E-01	7,8944E-12	1,1774E-11	1,4211E-13
	TDFM	2,4983E-01	2,4983E-01	1,4214E-14	1,4211E-14	0,0000E+00
	TDFA	2,4983E-01	2,4983E-01	7,3374E-09	1,1319E-08	1,7771E-09

Fonte: Própria autoria.

A resposta de cada estimador, com e sem pós-filtragem, pode ser observada na Figura 18, a qual confirma os desempenhos de cada metodologia.

Tendo em vista os resultados obtidos para os testes com distorção harmônica, de maneira geral, pode-se dar destaque as metodologias baseadas na TDF e na DPLL, pois todas conseguem estimar a frequência de uma forma satisfatória, na presença ou não de uma pós-filtragem. Já a metodologia DPSZ apresenta maior sensibilidade a harmônicas de ordem par e, por isso, não atinge a convergência.

Figura 18 – Resultados para um sinal com harmônicas de terceira ordem.



Fonte: Própria autoria.

4.9 Caso 8: Sinal senoidal com conteúdo sub-harmônico

De modo a testar o desempenho dos algoritmos processando sinais contendo distorção sub-harmônica, foi gerado um sinal com distorção sub-harmônica de 10 Hz com amplitude equivalente a 3% da fundamental.

Nesse caso, as metodologias empregadas apresentaram dificuldades em estimar a frequência sem a utilização de uma pós-filtragem. De acordo com a Tabela 18, apenas as metodologias TDFC, TDFJ e TDFM obtiveram sucesso em realizar essa tarefa, apresentando praticamente os mesmos índices de desempenho. Dentre essas metodologias, destaca-se a metodologia TDFM, a qual apresenta índices ligeiramente inferiores àqueles obtidos pelos outros estimadores de frequência.

Tabela 18 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal com sub-harmônicas.

	Método	IC [s]	TC [s]	E _{max} [Hz]	E _{med} [Hz]	OS [Hz]
Sem Filtro	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ			Não Convergiu		
	MPH			Não Convergiu		
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL			Não Convergiu		
	DPSZ			Não Convergiu		
	TDFC	5,4861E-02	5,4861E-02	1,4215E-04	5,1680E-02	0,0000E+00
	TDFJ	5,4861E-02	5,4861E-02	1,4215E-04	5,1678E-02	0,0000E+00
	TDFM	5,6250E-02	5,6250E-02	2,2733E-04	6,5424E-02	0,0000E+00
TDFA			Não Convergiu			

Fonte: Própria autoria.

Na Tabela 19, são mostrados os índices de desempenho obtidos com o auxílio das técnicas de pós-filtragem. Com base nos resultados obtidos, o filtro de média de um ciclo promoveu a ocorrência dos melhores índices de desempenho para as metodologias analisadas. Contudo, apenas as metodologias DPLL, TDFC, TDFJ e TDFM apresentaram resultados satisfatórios, pois foram as que atingiram convergência. Os filtros *Butterworth* e média de 12 ciclos apresentaram respostas muito semelhantes. Entretanto, para o filtro *Butterworth*, o MMQ não converge e, para as demais metodologias, os erros máximos e médios apresentaram valores pouco mais elevados em relação ao filtro de média de 12 ciclos. Isso se verifica também para os valores de *overshoot*.

Tendo em vista os resultados, apesar do filtro de média de 12 ciclos apresentar um atraso maior no tempo de convergência, o mesmo pode ser considerado o mais apropriado para a estimação de frequência em casos envolvendo esse tipo de distorção. Na presença do filtro de média de 12 ciclos, o estimador MMQ foi o método que convergiu mais rápido. Além disso, vale ressaltar que métodos baseados na TDF apresentaram o mesmo tempo de convergência, exceto o estimador TDFA, o qual não atingiu a convergência para nenhuma das situações analisadas. Já o DPLL, apresentou o pior tempo de convergência dentre os métodos que atingiram essa convergência. Ainda, ressalta-se que as técnicas TDFC e TDFJ apresentaram os menores erros máximos, enquanto que o maior erro máximo foi verificado para o estimador DPSZ.

Além disso, quanto ao erro médio para as pós-filtragens com o filtro de média de 12 ciclos, o MMQ apresenta o menor valor seguido do DPSZ, enquanto que o maior valor desse parâmetro foi verificado para a técnica MPB. Com relação ao *overshoot* as metodologias DPLL, DPSZ, TDFC, TDFJ e TDFM apresentaram valores nulos. Por fim, a metodologia APSSP não convergiu em nenhuma das situações testadas. Portanto, pode-se considerar o MMQ a técnica mais apropriada para esse tipo de variação, utilizando-se um filtro de média para uma janela de 12 ciclos.

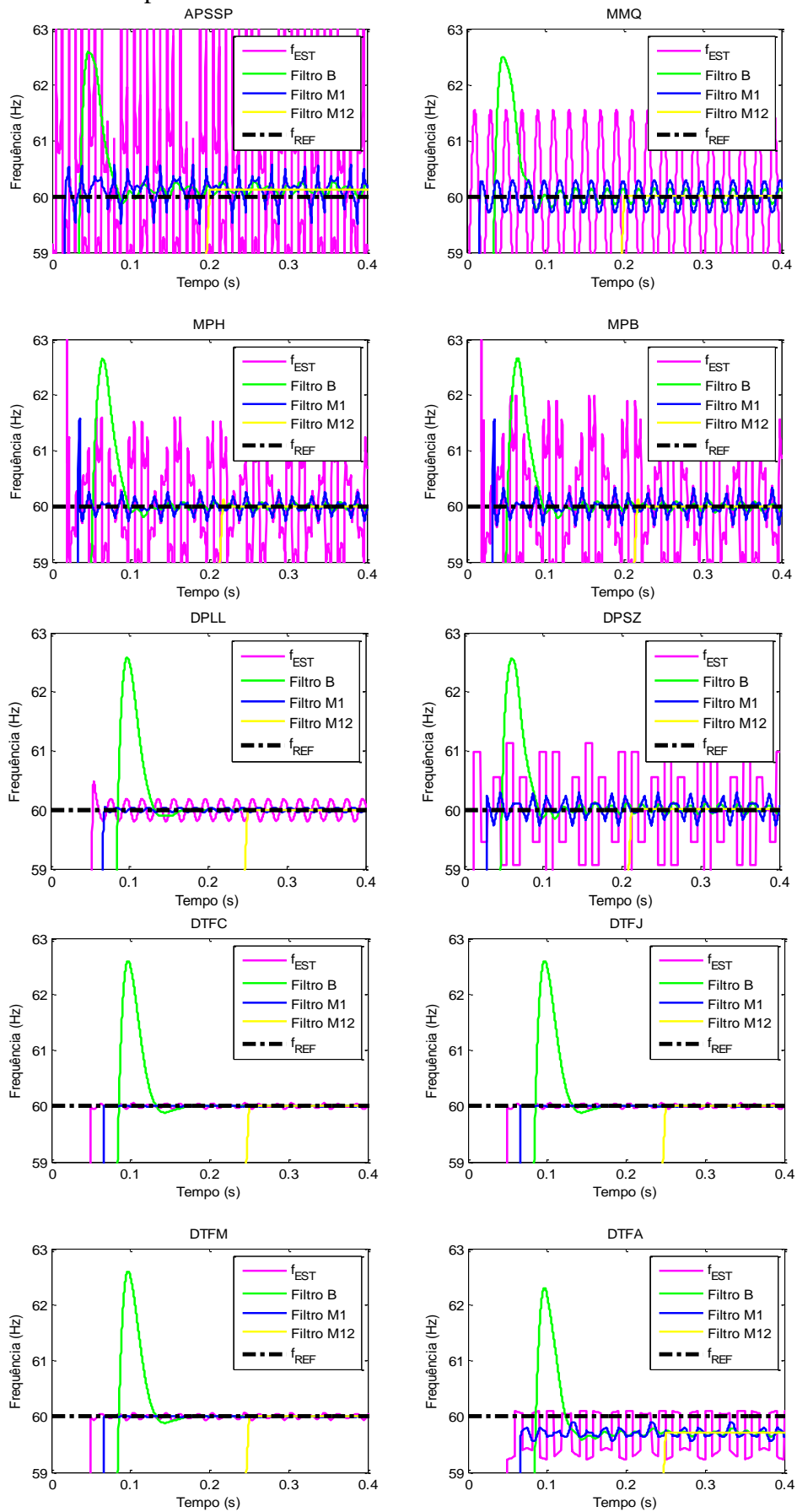
Tabela 19 – Resultados obtidos para um teste com sinal senoidal com sub-harmônicas, com pós-filtragem.

	Método	IC [s]	TC [s]	E_{max} [Hz]	E_{med} [Hz]	OS [Hz]
Filtro Butterworth	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ			Não Convergiu		
	MPH	1,7795E-01	1,7795E-01	5,2669E-03	8,8238E-02	2,6551E+00
	MPB	1,7934E-01	1,7934E-01	8,1871E-03	1,1200E-01	2,6654E+00
	DPLL	1,6059E-01	1,6059E-01	7,0722E-04	4,9902E-02	2,5774E+00
	DPSZ	1,2795E-01	1,2795E-01	2,2206E-02	1,2375E-01	2,5640E+00
	TDFC	1,6163E-01	1,6163E-01	2,4653E-04	4,9398E-02	2,5952E+00
	TDFJ	1,6163E-01	1,6163E-01	2,4653E-04	4,9398E-02	2,5952E+00
	TDFM	1,6181E-01	1,6181E-01	3,6900E-04	4,9724E-02	2,5956E+00
	TDFA			Não Convergiu		
Filtro de Média de 1 Ciclo	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ			Não Convergiu		
	MPH			Não Convergiu		
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	7,0139E-02	7,0139E-02	5,3133E-04	4,8451E-02	5,0431E-02
	DPSZ			Não Convergiu		
	TDFC	6,6493E-02	6,6493E-02	3,0417E-05	9,2675E-03	0,0000E+00
	TDFJ	6,6493E-02	6,6493E-02	3,0415E-05	9,2672E-03	0,0000E+00
	TDFM	6,6493E-02	6,6493E-02	9,5698E-05	1,1583E-02	0,0000E+00
	TDFA			Não Convergiu		
Filtro de Média de 12 Ciclos	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ	2,0017E-01	2,0017E-01	4,2004E-05	4,9817E-05	3,7840E-05
	MPH	2,1892E-01	2,1892E-01	5,2510E-03	5,2499E-03	1,3230E-01
	MPB	2,1892E-01	2,1892E-01	8,2532E-03	8,2514E-03	1,2884E-01
	DPLL	2,4983E-01	2,4983E-01	4,2854E-04	4,7315E-02	0,0000E+00
	DPSZ	2,1215E-01	2,1215E-01	2,2655E-02	2,8480E-02	0,0000E+00
	TDFC	2,4983E-01	2,4983E-01	4,1071E-11	4,1190E-11	4,1105E-11
	TDFJ	2,4983E-01	2,4983E-01	4,1048E-11	4,1240E-11	4,1183E-11
	TDFM	2,4983E-01	2,4983E-01	1,3495E-04	1,3492E-04	0,0000E+00
TDFA			Não Convergiu			

Fonte: Própria autoria.

A Figura 19 mostra os sinais de frequência estimados pelas técnicas a partir do processamento dos sinais de tensão distorcidos por sub-harmônicas, com e sem a utilização de pós-filtros, onde se pode verificar que as respostas apresentam pouca precisão apesar da convergência ser atingida por alguns estimadores.

Figura 19 – Resultados para um sinal com sub-harmônicas.



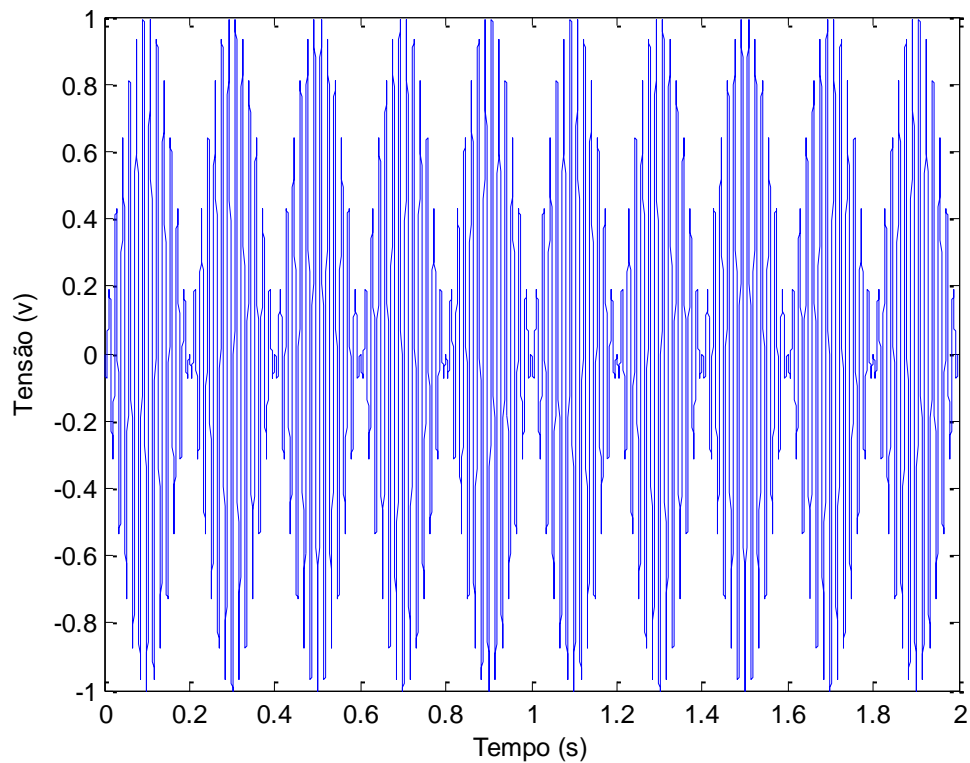
Fonte: Própria autoria.

4.10 Caso 9: Sinal com oscilação de potência

Oscilações de potência são fenômenos transitórios, os quais ocorrem devido a fatores como mudanças de carga, curtos-circuitos, dentre outros. Nessas situações, o sistema deve se reajustar de maneira a equilibrar, novamente, a proporção entre carga e geração.

Nesse caso foi gerada um oscilação de potência de 5 Hz, cujo sinal resultante aparece na Figura (20).

Figura 20 – Oscilação de Potência.



Fonte: Própria autoria.

A Tabela 20 demonstra os resultados obtidos por cada metodologia, sem a adição de uma pós-filtragem. A partir dessa Tabela, pode ser visto que apenas a metodologia DPLL atingiu a convergência frente a uma oscilação de potência, enquanto que as demais técnicas não apresentaram convergência sem a utilização de pós-filtragem.

Tabela 20 – Resultados obtidos para um teste do sinal com oscilação de potência.

	Método	IC [s]	TC [s]	E _{max} [Hz]	E _{med} [Hz]	OS [Hz]
Sem Filtro	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ			Não Convergiu		
	MPH			Não Convergiu		
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	5,7986E-02	5,7986E-02	3,9238E-04	4,1069E-02	3,2210E-01
	DPSZ			Não Convergiu		
	TDFC			Não Convergiu		
	TDFJ			Não Convergiu		
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		

Fonte: Própria autoria.

A Tabela 21 mostrados índices de desempenho obtidos por cada metodologia, com a utilização das técnicas de pós-filtragem. Percebe-se que para o filtro *Butterworth* e o filtro de média de um ciclo não promoveram melhorias nas respostas, pois apenas a metodologia DPLL atingiu a convergência. O filtro de média promoveu os menores tempos de convergência, bem como menores erros. Já o filtro de média de 12 ciclos garantiu os melhores resultados em duas metodologias baseadas na TDF. As metodologias TDFC e TDFJ atingiram a convergência, assim como o DPLL. Essas três metodologias apresentaram o mesmo tempo de convergência. Entretanto, as metodologias baseadas em TDF apresentaram os menores erros e *overshoot* nulo, utilizando pós-filtragem com o filtro de média para uma janela de dados de 12 ciclos.

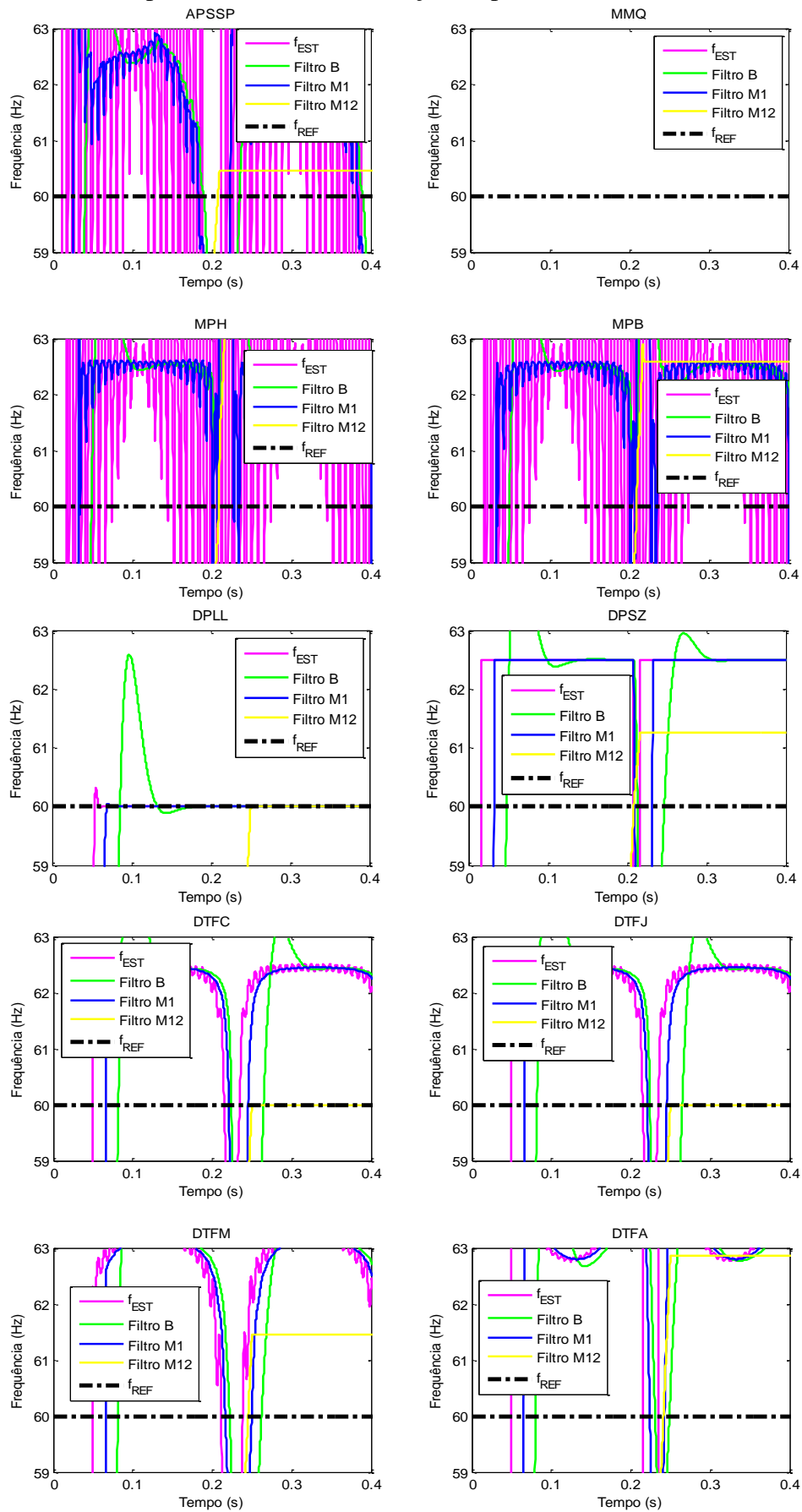
Tabela 21 – Resultados obtidos para um teste do sinal com oscilação de potência com pós-filtragem.

	Método	IC [s]	TC [s]	E_{max} [Hz]	E_{med} [Hz]	OS [Hz]
Filtro Butterworth	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ			Não Convergiu		
	MPH			Não Convergiu		
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	1,6111E-01	1,6111E-01	5,1747E-04	4,9430E-02	2,5910E+00
	DPSZ			Não Convergiu		
	TDFC			Não Convergiu		
	TDFJ			Não Convergiu		
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		
Filtro de Média de 1 Ciclo	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ			Não Convergiu		
	MPH			Não Convergiu		
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	7,0486E-02	7,0486E-02	3,4485E-04	4,9580E-02	5,1711E-02
	DPSZ			Não Convergiu		
	TDFC			Não Convergiu		
	TDFJ			Não Convergiu		
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		
Filtro de Média de 12 Ciclos	APSSP			Não Convergiu		
	MMQ			Não Convergiu		
	MPH			Não Convergiu		
	MPB			Não Convergiu		
	DPLL	2,4983E-01	2,4983E-01	4,0300E-04	4,7539E-02	0,0000E+00
	DPSZ			Não Convergiu		
	TDFC	2,4983E-01	2,4983E-01	6,5499E-05	6,5493E-05	0,0000E+00
	TDFJ	2,4983E-01	2,4983E-01	6,5497E-05	6,5490E-05	0,0000E+00
	TDFM			Não Convergiu		
	TDFA			Não Convergiu		

Fonte: Própria autoria.

A Figura 21 apresenta os resultados obtidos para a estimação de frequência a partir do sinal com oscilação de potência, com e sem pós-filtragem, onde se pode verificar que a metodologia DPLL apresenta a maior precisão para todos os casos.

Figura 21 – Resultados para um sinal com oscilação de potência.



Fonte: Própria autoria.

4.11 Análise Geral dos Resultados

De modo geral as metodologias apresentam bons índices de desempenho quando o sinal não apresenta qualquer tipo de variação de seus parâmetros. Porém, quando o sinal sofre algum tipo de variação, ou contém componentes harmônicas, sub-harmônicas ou oscilações de potência, algumas metodologias obtiveram desempenhos ruins ao estimar frequência. Para verificar o impacto da utilização de técnicas de pós-filtragem, os estimadores de frequência foram associados a um filtro *Butterworth*, além de filtros de média para janelas de um e doze ciclos.

Embora a inserção de um filtro gere um retardamento no tempo de convergência da resposta, diminuições consideráveis foram verificadas nas oscilações das respostas dos estimadores para vários casos.

No geral, o filtro de média para uma janela de 1 ciclo apresentou os melhores índices de desempenho. A menor eficiência foi verificada para o caso contendo distorção sub-harmônica. Nesse caso, a melhoria foi verificada apenas na metodologia DPLL. Para o caso de oscilação de potência, nenhuma das metodologias empregadas apresentou precisão satisfatória.

Já o filtro de média, para uma janela de dados de 12 ciclos, apesar de apresentar o maior atraso em relação ao tempo de convergência, se mostrou eficiente quando o sinal possui conteúdo sub-harmônico e quando da ocorrência de uma oscilação de potência.

O filtro *Buterworth* apresentou resultados parecidos com o filtro de média de 12 ciclos, melhorando os tempos de convergência. Porém, apresentou erros maiores e não melhorou significativamente as respostas quando o sinal apresenta conteúdo sub-harmônico ou em situação de oscilação de potência.

Considerando os tipos de variações testados, o filtro mais adequado a se utilizar é o filtro de média de 12 ciclos, pois este conseguiu melhorar as respostas das metodologias frente a todas as variações submetidas. Porém, esse filtro tem a desvantagem de apresentar os maiores tempos de convergência na maioria das situações, sendo superado pelo filtro de média de 1 ciclo, uma vez que se faz necessário um rápido tempo de convergência.

A metodologia APSSP apresenta bom desempenho quando submetida a variações de frequência, porém, é ineficiente na presença de harmônicas, sub-harmônicas, e oscilações de potência, pois, nesses casos, mesmo utilizando uma pós-filtragem, essa metodologia não foi capaz de estimar o valor da frequência.

O MMQ se destaca por apresentar uma velocidade de convergência rápida na grande maioria dos casos. Quando submetido a um sinal com harmônicas de ordem par e combinado com filtro de média para uma janela de 1 ciclo, esse método atinge a convergência mais rapidamente do que a maioria das metodologias que realizaram a estimação da frequência sem a utilização de filtros.

O MPH e MPB apresentaram índices de desempenho parecidos, diferindo apenas por pequenas variações no tempo de convergência, bem como nos erros avaliados.

O DPLL obteve os piores índices de desempenho no geral. Porém, a metodologia estima a frequência com eficiência na presença de variação de frequência, oscilação de potência ou conteúdo harmônico. Essa metodologia foi a única a apresentar uma boa resposta frente a uma oscilação de potência sem a utilização de um filtro. Entretanto, apresentou baixo desempenho ao estimar a frequência de um sinal contendo sub-harmônicos, o que foi resolvido com a utilização de uma pós-filtragem, que permitiu sua convergência.

A técnica DPSZ se destaca por sua eficiência quando o sinal contém harmônicos de ordem ímpar, pois além de estimar a frequência de forma ágil, apresenta erros praticamente nulos.

As metodologias baseadas na TDF apresentam respostas parecidas. As metodologias TDFJ e TDFC apresentaram o mesmo desempenho, uma vez que as diferenças entre seus erros são próximas à zero, enquanto que a TDFC apresenta erros menores. As metodologias fundamentadas em TDF apresentaram melhores desempenhos em relação às demais quando o sinal apresenta distorção harmônica e sub-harmônica, sendo que apenas a TDFA não convergiu quando o sinal de entrada continha sub-harmônicas.

Com o intuito de apresentar os resultados de forma mais clara, foram geradas as Tabelas 22 e 23, onde os métodos foram classificados de acordo com seus desempenhos. Nessa classificação, o número 0 representa que o método não apresentou convergência, enquanto que os números de 1 a 10 representam a posição do método no *ranking* de classificação.

Além disso, na Tabela 22, os métodos foram classificados de acordo com o desempenho obtido para cada caso e os números destacados na cor vermelha representam as metodologias que apresentaram convergência somente após a realização de uma pós-filtragem. Por fim, na Tabela 23, os métodos foram classificados de acordo com o número de vezes em que a convergência foi atingida, independentemente da necessidade de uma técnica de pós-filtragem.

Tabela 22 - Classificação dos resultados para cada caso.

Método	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Caso 5
APSSP	1	2	2	5	3
MMQ	2	1	1	1	1
MPH	5	4	4	3	5
MPB	4	5	3	2	4
DPLL	10	6	6	6	9
DPSZ	3	3	5	4	2
TDFC	7	8	7	7	8
TDFJ	8	7	8	8	7
TDFM	6	0	0	0	6
TDFA	9	0	0	0	10
	Caso 6	Caso 7.1	Caso 7.2	Caso 8	Caso 9
APSSP	2	0	0	0	0
MMQ	4	6	7	4	0
MPH	6	7	8	6	0
MPB	5	0	0	7	0
DPLL	3	5	6	8	1
DPSZ	1	0	1	5	0
TDFC	8	2	3	2	3
TDFJ	7	3	4	1	2
TDFM	9	1	2	3	0
TDFA	10	4	5	0	0

Fonte: Própria autoria.

Tabela 23 – Classificação dos resultados gerais.

Método	Resultado Geral
APSSP	7
MMQ	4
MPH	5
MPB	8
DPLL	1
DPSZ	6
TDFC	2
TDFJ	3
TDFM	9
TDFA	10

Fonte: Própria autoria.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho apresentou metodologias aplicadas em relés digitais, as quais têm por objetivo estimar a frequência. Tais metodologias foram testadas computacionalmente com o intuito de analisar seus índices de desempenho frente às várias situações as quais o sistema elétrico de potência é susceptível.

Ainda, foram testados filtros a fim de avaliar seus impactos sobre as respostas das metodologias, as quais demonstraram imprecisões ao estimar a frequência frente a algum tipo de variação.

A avaliação de cada metodologia, sob diferentes tipos de variação, traz um melhor conhecimento das características de cada algoritmo testado, sendo que estes foram comparados através de índices de desempenho. Esses índices auxiliam na escolha de qual metodologia deve ser aplicada, frente às diversas condições as quais o sistemas elétricos de potência estão sujeitos.

Os métodos comparados foram classificados qualitativamente para cada caso, além de serem avaliados quanto a quantidade de vezes em que a convergência foi atingida. Nesse contexto, verificou-se que a técnica MMQ obteve melhor desempenho para os casos envolvendo variação de frequência. Entretanto, isso não foi verificado para os demais casos. Para sinais contendo distorção harmônica, os melhores desempenhos foram obtidos pelas técnicas fundamentadas na Transformada Discreta de Fourier. Além disso, foi observado que a metodologia DPSZ não converge para situações envolvendo distorção harmônica de ordem par, mas a mesma converge para distorções harmônicas de ordem ímpar. Ainda, vale ressaltar que para situações de oscilação de potência, somente a DPLL atingiu o critério de convergência sem a utilização de uma pós-filtragem. Sendo assim, dado o número de vezes em que a DPLL atingiu a convergência, pode-se considerar que está é a mais adequada para utilização em sistemas elétricos de potência.

Por fim, nenhum algoritmo analisado consolidou-se como tendo desempenho absoluto, pois cada um possui características próprias e tem possuem suas limitações, podendo ser impreciso e ineficiente frente a algum tipo de variação das condições operacionais do SEP. Vale ressaltar que algumas técnicas apresentaram algumas vantagens sobre as demais em determinadas condições. Sendo assim, os estimadores de frequência devem ser escolhidos de modo a garantir o melhor desempenho do sistema para as situações mais recorrentes no trecho em que se pretende instalar dispositivos capazes de realizar esta tarefa.

5.1 Sugestões para trabalhos futuros

- Testar metodologias recentemente propostas;
- Desenvolver novas metodologias para estimação de frequência;
- Avaliar o desempenho das metodologias frente a condições de distorção inter-harmônica;
- Avaliar o desempenho dos estimadores processando sinais contendo ruído branco e colorido;
- Avaliar o desempenho dos estimadores utilizando filtros *antialiasing* nos sinais de entrada.

REFERÊNCIAS

- ABB, **Frequency Relay**. SPAF 140C. Data Sheet, 1998.
- ANEEL, **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST**. Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, 2012.
- ANÍBAL, J. S.; **An Odd-DFT Based Approach to Time-Scale Expansion of Audio Signals**. Speech and Audio Processing, IEEE Transactions on, 1999.
- BARBOSA, D.; **Estimação da Frequência e, Sistemas Elétricos de Potência através de Filtragem Adaptativa**. Dissertação de Mestrado, São Carlos – SP, 2007.
- BARBOSA, D.; MONARO, R. M.; COURRY, D. V. OLESKOVICZ, M.; **Filtragem adaptativa para a estimação de frequência em sistemas elétricos de potência**. Revista controle & automação, São Paulo- SP, 2008.
- CANDAN, C.; **Analysis and Further Improvement of Fine Resolution Frequency Estimation Method From Three DFT Samples**. Signal Processing Letters, IEEE, 2013.
- DOS SANTOS, E. M.; **Estimação de Frequência Aplicada à Correção de Sinais de Corrente Distorcidas por Saturação**. Exame de Qualificação. UFSM, Santa Maria – RS, 2013.
- DUDAN, C. R.; MCGRANAGHAN, F. M.; SANTOSO, S.; BEATY, H. W.; **Electrical Power Systems Quality**. 2° ed. McGrawe-Hill, 2003.
- EL-HAWARY, M. E.; **Electrical Power Systems: Design and Analysis**. IEEE, pp. 785 - 791 1995.
- EMANUEL, A. E.; ORR, J. A.; CYGNASKI D.; GULACHENSKI, E. M.; **A survey of harmonic voltages and currents at distribution substations**. Power Delivery, IEEE Transactions on, 1991.
- FERREIRA, A. T.; **Avaliação de Algoritmos para Proteção Digital de Sistemas Elétricos de Potência**. Trabalho de Conclusão de Cursro. UFPA, Belém – PA, 2002.
- FRIEDMAN, V.; **A zero crossing algorithm for the estimation of the frequency of a single sinusoid in white noise**. Signal Processing, IEEE Transactions on, 1994.
- GRIMONI, J. A. B.; GALVÃO, L. C. R.; 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.
- JACOBSEN, E.; KOOTSOOKOS, P.; **Fast, Accurate Frequency Estimators [DSP Tips & Tricks]**, Signal Processing Magazine, IEEE, 2007.
- JENKINS, N.; **Impact of dispersed generation on power systems**. Electra, no. 199, pp. 6–13, December 2001.

KUSLJEVICN, M. D.; POLJAK, P. D.; **Simultaneous Reactive-Power and Frequency Estimations Using Simple Recursive WLS Algorithm and Adaptive Filtering.** Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 2011.

KWONG, R. H.; JOHNSTON, E. W.; **A variable step size LMS algorithm.** Signal Processing, IEEE Transactions on, 1992.

LAPUH, R.; **Phase sensitive frequency estimation algorithm for asynchronously sampled harmonically distorted signals.** Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2011 IEEE, 2011.

LOBOS T.; REZMER J.; **Real-Time Determination of Power System Frequency.** Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 1997.

LUCARINY, José Guilherme D.; **Proteção de Equipamentos Elétricos.** CNI. Rio de Janeiro, 1983.

MACLEOD, M.D.; **Fast nearly ML estimation of the parameters of real or complex single tones or resolved multiple tones.** Signal Processing, IEEE Transactions on , 1998.

RUIKUN, M.; **Novel Frequency Estimation Algorithm on Dynamic Condition in Power System,** Power and Energy Engineering Conference, 2009.

MARCHESAN, G.; **Estimadores de Frequência Aplicados a Sistemas Elétricos de Potência.** Dissertação de Mestrado, UFSM, Santa Maria – RS, 2013.

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

PRADHAN, A. K.; ROUTRAY, A.; BASAK, A.; **Power System Frequency Estimation Using Least Mean Square Technique.** Power Delivery, IEEE Transactions on, 2005.

REGULSKI, P. E.; TERZIJA V.; **Estimation of Frequency and Fundamental Power Components Using an Unscented Kalman Filter.** Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 2012.

RONCERO-SANCHEZ, P.; **Robust Frequency-Estimation Method for Distorted and Imbalanced Three-Phase Systems Using Discrete Filters.** Power Electronics, IEEE Transactions on, 2011.

SACHDEV, M.; GIRAY, M.; **A least error squares technique for determining power system frequency.** Power Engineering Review, IEEE, 1985.

SANAYE-PASAND, M.; MARANDI, V. J.; **Frequency estimation of distorted signals for control and protection of power system.** Developments in Power System Protection, 2004. Eighth IEE International Conference on, 2004.

SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES, **Protection and Breaker Control Relay.** SEL-351S Data Sheet, 2011.

SIEMENS, **Voltage and Frequency Relays.** Reyrolle 7SG118 Argus. Data Sheet, 2010.

SIEMENS, **Voltage and Frequency Relays**. Siprotec Compact 7RW80. Data Sheet, 2011.

SITHAMPARANATHAN, K.; **Digital-PLL Assisted Frequency Estimation with Improved Error Variance**. Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBECOM 2008. IEEE, 2008.

SORRENTINO, E.; CARVALHO, R.; **Performance of three algorithms for frequency measurement under transient conditions**. Electric Power Systems Research, 2010.

THOMAS, D. W. P.; WOOLFSON, M. S.; **Evaluation of frequency tracking methods**. Power Delivery, IEEE Transactions on, 2001.

VELOSO, H. M.; **Índice de Desempenho dos Filtros Digitais para Proteção de Sistemas Elétricos de Potência**. Dissertação de Mestrado, UFMG, Belo Horizonte - MG, 2006.

VIEIRA, F.; **Operação de Sistemas de Potência com controle automático de geração**. Rio de Janeiro, Eletrobrás 1984.

WARRINGTON, A. R.; **Protective Relays: their Theory and Practice**. Vol. 2. Chapman & Hall Ltd. London, 1969.