



UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Jesse Bianchini de Mello

Estimação de Frequência pelo Método dos Mínimos Quadrados Complexo Aumentado Aplicado em Sistemas Monofásicos Isolados

Dissertação de Mestrado

Salvador
2019

Universidade Federal da Bahia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Jesse Bianchini de Mello

Estimação de Frequência pelo Método dos Mínimos Quadrados Complexo Aumentado Aplicado em Sistemas Monofásicos Isolados

Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Escola Politécnica, Universidade Federal
da Bahia, como requisito parcial para ob-
tenção do grau de Mestre em Engenharia
Elétrica

Orientador: Dr. Fabiano F. Costa

Área de Concentração: Processamento da Informação
e Energia
Linha de Pesquisa: Sistemas de Potência

Salvador, Bahia, Brasil
Jesse Bianchini de Mello, Setembro de 2019

Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema Universitário de Bibliotecas (SIBI/UFBA),
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Mello, Jesse Bianchini de
Estimação de Frequência pelo Método dos Mínimos
Quadrados Complexo Aumentado Aplicado em Sistemas
Monofásicos Isolados / Jesse Bianchini de Mello. --
Salvador, 2019.
70 f. : il

Orientador: Fabiano Fragoso Costa.
Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica) -- Universidade Federal da
Bahia, Escola Politécnica, 2019.

1. Método dos Mínimos Quadrados Complexo Aumentado.
2. Gradiente Descendente. 3. Estimação de Frequência.
4. Sistemas de Potência Monofásicos. I. Costa,
Fabiano Fragoso. II. Título.

Jesse Bianchini de Mello

"Estimação de Frequência pelo Método dos Mínimos Quadrados Complexo Aumentado Aplicado em Sistemas Monofásicos Isolados"

Dissertação apresentada à Universidade Federal da Bahia, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para a obtenção do título de *Mestre*.

APROVADA em: 18 de Setembro de 2019.

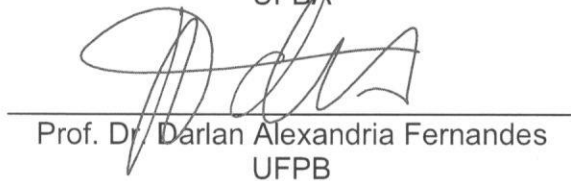
BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Fabiano Frágoso Costa
Orientador - UFBA



Prof. Dr. André Pires Nóbrega Tahim
UFBA



Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes
UFPB

Dedico este trabalho a minha família, em especial aos meus pais e irmãos.

“Deus não escolhe os capacitados, capacita os escolhidos. Fazer ou não fazer algo só depende de nossa vontade e perseverança.”

Albert Einstein

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por tudo em minha vida.

Ao meu pai e minha mãe, por ter me dado a oportunidade de estudar, me conduzido e apoiado em minhas escolhas. Aos meus irmãos por sempre estarem próximo.

Ao meu orientador, o professor Dr. Fabiano Fragoso, por ter me dado a oportunidade de realizar esta pesquisa, e pela ajuda e orientação durante a pesquisa e desenvolvimento no trabalho de mestrado.

Ao Laboratório de Eficiência Energética e Ambiental (LABEFEA) e aos meus colegas-amigos: James, Hugo, Nilmar, Luan, Wellington, Aydin, Edleuson, Leandro, Bruna, Luiz, André, Duílio, Raimundo, Romário e todos os outros que me ajudaram e fizeram companhia durante a elaboração da minha dissertação e nos momentos de descontração.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFBA.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela bolsa de estudos.

Resumo

Neste trabalho, é proposto uma adaptação do método Método dos Mínimos Quadrados Complexo Aumentado (ACLMS), concebido originalmente para sistemas trifásicos, para estimar a frequência fundamental em redes de sistemas monofásicos. Ele depende da estrutura do integrador generalizado de segunda ordem (SOGI) que é capaz de fornecer dois sinais de tensão em quadratura a partir de um sinal tensão senoidal. As tensões em quadratura são então usadas para construir um vetor complexo rotativo a qual é utilizada como a entrada do algoritmo ACLMS. Além disso, algumas melhorias são sugeridas para tornar a proposta robusta contra harmônicos e mais rápida para estimar a frequência. Devido à sua simples realização, o algoritmo proposto é adequado para aplicações em tempo real. Para testar a eficácia dos algoritmos propostos, os mesmos foram programados e testados. Os métodos de estimação de frequência são submetidos a diversas situações, tais como, regime permanente, afundamento e elevação de tensão, mudança de frequência abrupta e adição de harmônicos. Além disso os algoritmos são submetidos a uma situação de ilhamento, condição essa que ocorre quando há a desconexão do sistema principal de geração de energia elétrica, fazendo com que o sistema isolado seja o único a alimentar a carga. Os resultados mostram uma melhora do sinal de estimação de frequência quando comparados aos métodos originais.

Palavras-chaves: Método dos Mínimos Quadrados Complexo Aumentado, Gradiente Descendente, Estimação de Frequência, Sistemas de Potência Monofásicos.

Abstract

In this paper, it is proposed an adaptation of the augmented complex least mean squares (ACLMS) method, originally conceived for three-phase systems, to estimate the fundamental frequency in single-phase grids. It relies on the second-order generalized integrator (SOGI) structure that is able to provide two output voltages in quadrature out of one sinusoid voltage input. The quadrature voltages are then used to build a rotating complex vector which is the ACLMS input. Moreover, some improvements are suggested to make the proposal robust against harmonics and faster for estimating the frequency. Due to its simple realization, the proposed algorithm is suitable for real-time applications. To test the effectiveness of the proposed algorithms, they were programmed and tested. Frequency estimation methods are subjected to various situations, such as steady state, sag and overvoltage, Abrupt frequency change and addition of harmonics. In addition, the algorithms are subjected to an islanding situation, which occurs when the main power generation system is disconnected, making the isolated system the only one to feed the load. The results show an improvement of the frequency estimation signal when compared to the original methods.

Keywords: Augmented Complex Least Mean Square, Gradient Descent, Frequency Estimation, Single-Phase Power Systems.

Lista de Figuras

1.1	Fluxo de potência radial.	2
1.2	Fluxo de potência com adição da geração distribuída.	2
2.1	Filtro básico de Wiener.	7
2.2	Filtro adaptativo transversal.	8
2.3	Superfície de desempenho do filtro <i>Wiener</i>	10
2.4	Modelo recursivo para estimação da frequência pelo método CLMS.	15
2.5	Comportamento da tensão complexa para sistemas equilibrados e desequilibrados.	17
2.6	Modelo esquemático do <i>SOGI – QSG</i>	23
2.7	Modelo esquemático do <i>SOGI-FLL</i>	25
2.8	Modelo simplificado do <i>FLL</i>	26
3.1	Estrutura proposta para estimação de Frequência (<i>ACLMS-FF</i>)	32
3.2	Comportamento de v_α e v_β para um transitório de tensão que perdure por muito tempo.	33
3.3	Comportamento da tensão complexa v para um transitório de tensão que perdure por muito tempo.	34
3.4	Comportamento de v_α e v_β na presença de harmônicos.	34
3.5	Comportamento de v na presença de harmônicos.	35
3.6	Estrutura proposta para estimação de Frequência (<i>ACLMS-FR</i>).	36
3.7	Estrutura proposta para estimação de Frequência (<i>ACLMS-FLL</i>).	37
3.8	Estrutura proposta para estimação de Frequência (<i>ACLMS-TDF</i>).	37
3.9	Estrutura proposta para estimação de Frequência (<i>ACLMS-N</i>).	38

3.10 Estrutura proposta para estimação de Frequência em sistemas monofásicos com algoritmo CLMS.	39
4.1 Sinal de entrada com mudança de frequência em 0,53 segundos.	42
4.2 Estimação de frequência com mudança em 0,53 segundos.	43
4.3 Sinal de entrada em regime permanente.	44
4.4 Estimação de frequência em regime permanente.	45
4.5 Sinal de entrada com sobretensão em 0,53 segundos.	46
4.6 Estimação de frequência com sobretensão em 0,53 segundos.	46
4.7 Sinal de entrada com subtensão em 0,53 segundos.	48
4.8 Estimação de frequência com subtensão em 0,53 segundos.	48
4.9 Sinal de entrada com sobre-frequência em 0,53 segundos.	50
4.10 Estimação de frequência com sobre-frequência em 0,53 segundos.	50
4.11 Sinal de entrada com harmônicos.	52
4.12 Estimação de frequência com Harmônicos parte 1.	52
4.13 Estimação de frequência com Harmônicos parte 2.	52
4.14 Sinal de entrada com harmônicos e sobretensão em 0,53 segundos.	53
4.15 Estimação de frequência com Harmônicos e sobretensão parte 1.	54
4.16 Estimação de frequência com Harmônicos e sobretensão parte 2.	54
4.17 Sinal de entrada com harmônicos e subtensão em 0,53 segundos.	55
4.18 Estimação de frequência com harmônicos e subtensão parte 1.	56
4.19 Estimação de frequência com harmônicos e subtensão parte 2.	56
4.20 Sinal de entrada com harmônicos e mudança de frequência em 0,53 segundos.	57
4.21 Estimação de frequência com harmônicos e sobre-frequência parte 1.	58
4.22 Estimação de frequência com harmônicos e sobre-frequência parte 2.	58
4.23 Circuito equivalente do Sistema GD conectado ao SEP com disjuntor aberto.	59
4.24 Circuito Montado no Simulink.	60
4.25 Tensão no PAC em P.u..	61
4.26 Estimação de frequência em situação de ilhamento.	61
4.27 Circuito equivalente do Sistema GD conectado ao SEP com disjuntor aberto.	62
4.28 Sinal de tensão de entrada com salto de tensão.	63

4.29	Valor da frequência estimada para um salto de tensão.	63
4.30	Sinal de tensão de entrada com mudança de frequência.	64
4.31	Valor da frequência estimada para mudança de frequência.	65

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros do SOGI e FLL.	41
4.2	Parâmetros do algoritmo ACLMS.	41
4.3	Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas em regime permanente.	43
4.4	Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas em regime permanente.	45
4.5	Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas em transitório de sobretensão.	47
4.6	Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas em transitório de subtensão.	49
4.7	Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas para um aumento abrupto de frequência.	51
4.8	Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas para tensão com harmônicos.	53
4.9	Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas para tensão com harmônicos e sobretensão.	55
4.10	Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas para tensão com harmônicos e subtensão.	57
4.11	Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas para sinal com harmônicos e sobre-frequência.	58

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivos	4
1.3	Estrutura do documento	5
1.4	Publicação	5
2	Fundamentação teórica e referência bibliográfica	6
2.1	Filtro de Wiener	7
2.1.1	LMS convencional	11
2.1.2	Método dos mínimos quadrados médios complexo	13
2.1.3	Método ACLMS	16
2.1.4	Fator de convergência variável	21
2.2	Geração do sinal em quadratura	22
2.2.1	SOGI-QSG	22
2.3	SOGI com malha de captura de frequência	24
2.4	Método Baseado na Transformada Discreta de Fourier	26
2.5	Revisão bibliográfica	27
3	Métodos propostos	31
3.1	algoritmos propostos	31
3.1.1	ACLMS com frequência fixa	31
3.1.2	ACLMS com frequência realimentada	36
3.1.3	ACLMS com SOGI-FLL	36
3.1.4	ACLMS com TDF	37

3.1.5	ACLMS normalizado	38
3.1.6	CLMS para sistemas monofásicos	38
4	Avaliação dos resultados	40
4.1	Parâmetros do sistema	40
4.2	Critérios para avaliação de desempenho do método proposto	41
4.3	Comparação entre os métodos ACLMS e CLMS	42
4.4	Estimação de frequência em regime permanente	44
4.5	Estimação de frequência em transitório de tensão	45
4.5.1	Estimação de frequência em presença de uma sobretensão	46
4.5.2	Estimação de frequência em presença de afundamento de tensão	47
4.6	Estimação de frequência em sinal com mudança abrupta da frequência	49
4.6.1	Aumento abrupto de frequência	49
4.7	Estimação de frequência em sinal com distorção harmônica	51
4.7.1	Presença de harmônico em regime permanente	51
4.7.2	Presença de harmônico em uma sobretensão	53
4.7.3	Presença de harmônico em afundamento de tensão	55
4.7.4	Presença de harmônico com mudança abrupta de frequência	57
4.8	Situação de ilhamento	59
4.9	Resultados experimentais	62
4.9.1	Salto de tensão para o sinal experimental	63
4.9.2	Degrau de frequência para o sinal experimental	64
5	Conclusões e Trabalhos futuros	66
5.1	Conclusões	66
5.2	Trabalho futuros	67
	Referências Bibliográficas	68

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

O consumo de energia elétrica vem crescendo gradualmente a cada ano. Esse aumento é ainda mais perceptível em países desenvolvidos e emergentes. Para suprir uma parte dessa demanda de energia elétrica de forma limpa e sustentável, destaca-se a utilização de energia renováveis, tais como, eólica, solar, biomassa, entre outras, [1]. Esse tipo de produção de energia elétrica é também conhecida como geração distribuída (GD), pois é integrado ao sistema elétrico de potência (SEP) em locais aleatórios próximos ou distantes do SEP, e que o ambiente seja propício à geração desse tipo de energia elétrica [2].

O SEP se encontra em mudança permanente, e com a rápida e constante integração dos sistemas GD's ao SEP o impacto a esse sistema se torna cada vez maior, ocasionando uma série de novos desafios a serem estudados pela engenharia. Tendo em vista que primordialmente o SEP foi dimensionado para um funcionamento radial [3], ou seja, o fluxo de energia elétrica parte da geração, flui através da transmissão e distribuição e alimenta as cargas conectada ao sistema, como pode ser visualizado na Figura 1.1. Contudo com o acoplamento do sistema GD ao SEP isso passa a não ser verdade, pois o sistema GD estará também fornecendo energia elétrica as cargas conectadas ao SEP, modificando assim o fluxo de potência do sistema [4], como é visualizado na Figura 1.2 . Esse tipo de configuração pode provocar um maior número de situações transitórias ao

longo da rede, podendo causar anomalias ou um funcionamento anormal do SEP, seja pela ocorrência de algum tipo de falta ou pela manobra de algum equipamento conectado à rede [4]. A operação do SEP em condições anormais é indesejado, pois pode propiciar riscos aos equipamentos e usuários que utilizam o SEP, além de comprometer a qualidade da energia elétrica (QEE).

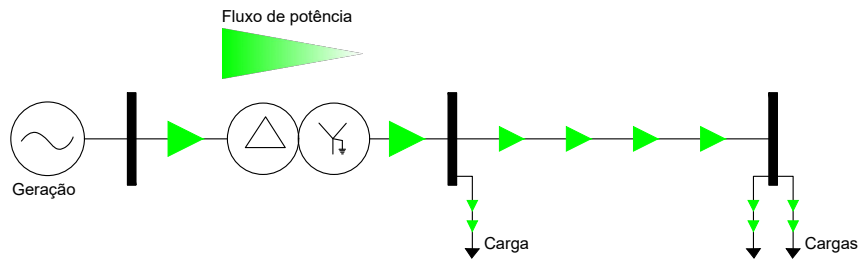


Figura 1.1: Fluxo de potência radial.

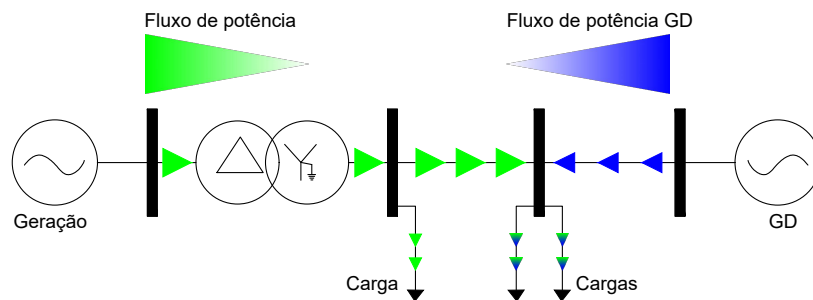


Figura 1.2: Fluxo de potência com adição da geração distribuída.

A QEE é de suma importância para o correto funcionamento do SEP e aos equipamentos conectados a este sistema, pois está diretamente relacionado à confiabilidade e continuidade do suprimento de energia elétrica. Segundo o módulo 8 do PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) [5], os principais problemas relacionados a QEE são devidos aos seguintes fenômenos:

- variação na amplitude da onda de tensão, podendo ser de curta ou longa duração;
- desequilíbrio entre as fases das tensões;
- harmônicos na forma de onda de tensão;

- flutuação de tensão;
- transitórios no sistema e
- variações na frequência.

Os fenômenos supracitados estão diretamente relacionados as grandezas elétricas de tensão e frequência. As grandezas elétricas de tensão e frequência podem ser utilizadas como parâmetros para o monitoramento do SEP e o seu correto funcionamento, visto que esses valores são devidamente padronizados por agentes reguladores e suas respectivas normas.

O módulo 8 do PRODIST também informa que a conformidade dos níveis de tensão deve ser avaliada nos pontos de conexões à rede de distribuição, nos pontos de conexão entre as distribuidoras e nas interligações entre a rede e as unidades consumidoras, devendo a forma de onda de tensão possuir as seguintes características: forma de onda com baixa distorção harmônica, o valor de sua amplitude pode alcançar até 10 por cento para mais ou para menos dependendo do seu valor nominal, deve ter periodicidade e simetria.

A frequência é uma das mais importantes grandezas do sistema elétrico e está correlacionada à velocidade dos geradores que fornecem energia elétrica ao SEP. A frequência é de suma importância para o correto funcionamento do SEP, além disso, é um parâmetro muito sensível, visto que qualquer variação entre a carga e a geração, transitório no sistema, faltas, afundamento de tensão ou sobretensão, pode refletir em uma mudança repentina da frequência no sistema [6].

É importante enfatizar, que Sistemas de potência isolados são especialmente sensíveis ao desbalanceamento entre a carga e geração devido a sua baixa capacidade de geração de energia elétrica [7]. A baixa capacidade de geração energia elétrica não implica somente na reação ao desequilíbrio entre a carga e geração e que menos inércia esteja disponível, mas também, que cada gerador é responsável por suprir uma parte da demanda total de energia e caso haja interrupções nesses geradores a frequência sofrerá um grande desvio [8].

O valor da frequência fundamental para o correto funcionamento do SEP em países europeus é normalmente de 50 Hz. No Brasil o valor da frequência fundamental

segundo o módulo 8 do prodist, é de 60 Hz, podendo variar 0,5 Hz para mais ou para menos. Qualquer valor de frequência acima da faixa citada anteriormente e que se prolongue por muito tempo, pode trazer prejuízos aos usuários e equipamentos conectados ao SEP. Segundo [9] os principais danos ocasionados por sobre e subfrequência são:

- Frequência reduzida pode levar a danos de turbinas, paralisação de geradores/motores, desligamento de usinas de energia e danificação de transformadores;
- Frequência aumentada pode causar a deterioração prematura de geradores/motores, transformadores e queima de equipamentos eletrônicos.

Assim, tendo em vista que desvios nos valores de frequência fora da faixa limítrofe é prejudicial aos usuários e equipamentos que necessitem do sistema elétrico, como citado acima, é necessário garantir uma estimação de frequência com alta acurácia para que o sistema de proteção possa agir de forma adequada. Pensando na segurança dos sistemas e equipamentos elétricos, diversos métodos de estimação de frequência tem surgidos nos últimos anos na literatura, tais como: métodos baseados na transformada discreta de Fourier recursiva, métodos baseados em Prony, filtragem adaptativa pelo método dos mínimos quadrados (do inglês LS - *Least Square*), entre outros.

1.2 Objetivos

O presente trabalho tem por objetivo principal propor uma adaptação do método ACLMS (*Augmented Complex Least Means Square*), proposto inicialmente para sistemas elétricos trifásicos, para estimar a frequência de sistemas elétricos monofásicos. Para elaboração e análise da eficácia do método ACLMS para sistemas monofásicos, foram propostos os seguintes objetivos específicos:

- programação no *software* Matlab do algoritmos proposto;
- comparação de estimação de frequência para sistemas monofásicos entre os métodos baseados no mínimos quadrados complexo, ACLMS e CLMS.
- comparação de estimação de frequência para sistemas monofásicos entre os métodos ACLMS, SOGI-FLL e TDF.

- avaliação de desempenho de variações do método proposto para a tentativa de um melhor resultado, tais como, ACLMS com realimentação de frequência e sem realimentação, ACLMS normalizado, ACLMS com o SOGI-FLL e ACLMS trabalhando em conjunto com o TDF.
- teste com os algoritmos propostos ACLMS's e TDF em uma situação de ilhamento.
- teste com os algoritmos propostos ACLMS's e TDF em um sistema experimental.

1.3 Estrutura do documento

Esta dissertação está organizada da seguinte forma: No Capítulo 2 é realizada a revisão bibliográfica sobre métodos de estimação de frequência e o princípio da fundamentação teórica, o qual este trabalho se baseou. O capítulo seguinte, é dedicado ao método de estimação de frequência utilizada neste trabalho, assim como a fundamentação matemática e estrutura de controle utilizada para realização de tais métodos.

O capítulo 4 é dedicado aos testes dos métodos de estimação de frequência baseados no ACLMS e escolha de seus parâmetros, assim como a comparação com outros métodos monofásicos.

No Capítulo 5 são discutidos os resultados obtidos das simulações realizadas e são apresentadas as conclusões da pesquisa e a perspectiva de trabalhos futuros.

1.4 Publicação

Como resultado da pesquisa foi elaborado o artigo citado abaixo.

- J. B. MELLO, A. J. Sguarezi Filho, and F. F. Costa, "*Fundamental Frequency Estimation by Augmented Complex Least Mean Squares in Single-Phase Power Grids*" In *4rd International IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA 2019)*, Bogotá, Colombia.

Capítulo 2

Fundamentação teórica e referência bibliográfica

O presente capítulo está dividido em seis seções. A primeira seção refere-se aos conceitos essenciais para o entendimento do filtro de *Wiener*, filtro que serve como base para os algoritmos baseados nos mínimos quadrados. Ainda na mesma seção é descrito o princípio de funcionamento do algoritmo Gradiente-descendente, método este que torna possível a aplicação em computadores, e então é introduzido o algoritmo convencional do método dos mínimos quadrados. Continuando na seção dos mínimos quadrados, é apresentado o método complexo dos mínimos quadrados e como é possível estimar a frequência a partir de tal método. Posteriormente o método ACLMS é introduzido. Além disso, é apresentado o cálculo do fator de convergência variado, variável que é responsável pela estabilidade dos algoritmos derivados dos métodos dos mínimos quadrados. A seção 2 é dedicada a geração do sinal em quadratura, estrutura que torna possível a criação das tensões α e β em sistemas monofásicos. A seção 3, é introduzido a malha de captura de fase, método utilizado para estimação de frequência e que será usado em conjunto com o ACLMS. Na seção 4 é mostrado a estimação de frequência baseado na transformada discreta de Fourier, este método também será usado mais tarde em comparações e em tentativa de melhorar o ACLMS contra harmônicos. Por fim, na última seção, é feito o levantamento da revisão bibliográfica sobre técnicas de estimação de frequência.

2.1 Filtro de Wiener

Filtros adaptativos são filtros digitais que possuem a capacidade de se auto-ajustar. Esses tipos de filtros tem a característica de ajustar seus coeficientes automaticamente, se adaptando ao sinal de entrada por meio de um algoritmo adaptativo, [10]. Filtros adaptativos tem um importante papel na área de processamentos de sinais, eles tem sido utilizados em diversas áreas, com os mais diversificados fins, tais como, cancelamento de ruído na área de telefonia, equalização dos canais de comunicação, aprimoramento de sinais biomédicos, controle de sistemas adaptativo, entre outros, [10].

Para melhor compreensão dos conceitos de filtragem adaptativas, primeiro é importante entender o filtro discreto de *Wiener*, uma vez que este filtro tem sido a base para o desenvolvimento de vários algoritmos de filtros adaptativos, tal como o algoritmo do Mínimos Quadrados Médios (do inglês *LMS - Least Means Square*), método este que será abordado no decorrer deste capítulo.

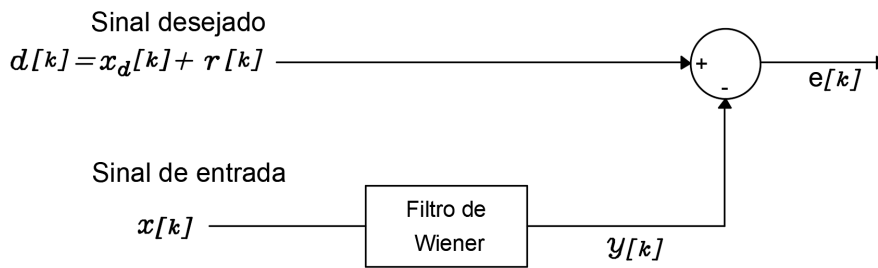


Figura 2.1: Filtro básico de Wiener.

Inúmeros filtros adaptativos podem ser contemplados como aproximações do filtro discreto de *Wiener* [11], como pode ser observado na Figura 2.1. A figura demonstra dois sinais $x[k]$ (sinal de entrada) e $d[k]$ (sinal de saída desejado) sendo aplicados à estrutura, onde $d[k]$ possuiu uma componente $x_d[k]$ correlacionada com $x[k]$ e uma outra componente que não está correlacionada (o ruído $r[k]$). O bloco filtro de *Wiener* representa os ajustes dos coeficientes para produzir uma saída filtrada $y[k]$. A saída $y[k]$ é um sinal com ruído estimado próximo ao do sinal $d[k]$. Então, na subtração entre estes dois sinais, o ruído é cancelado do sinal de entrada, e a saída $e[k]$ contém o sinal limpo (sem ruídos), ou seja, $e[k]$ é minimizado para obtenção do sinal desejado.

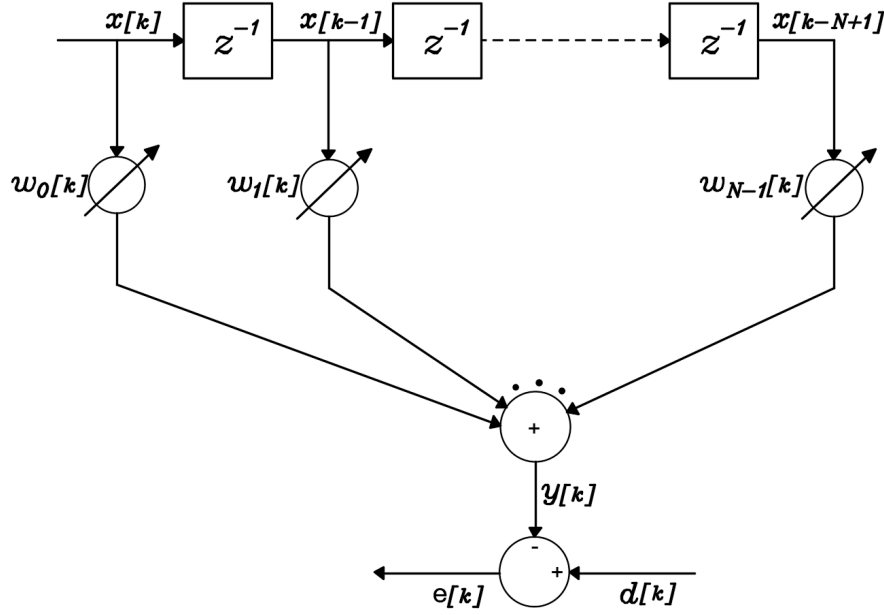


Figura 2.2: Filtro adaptativo transversal.

A maioria dos algoritmos *LMS* são baseados em sistemas adaptativos e podem ser representados por uma estrutura de filtro adaptativo transversal (Figura 2.2), devido sua simplicidade e estabilidade [11]. O filtro demonstra uma estrutura de tamanho N , com o sinal de entrada $x[k]$ e um sinal desejado $d[k]$. O sinal de saída, $y[k]$ é gerado através de uma combinação linear entre amostra atrasadas de $x[k]$ com os coeficientes de filtro $w_i[k]$, dado por:

$$y[k] = \sum_{i=0}^{N-1} w_i[k] x[k-i] \quad (2.1)$$

O erro $e[k]$ no instante k , é obtido através da diferença entre o sinal desejado $d[k]$ e o sinal de saída do filtro $y[k]$, dado por:

$$e[k] = d[k] - y[k] \quad (2.2)$$

substituindo $y[k]$ pelo produto vetorial, entre o vetor transposto de coeficiente de filtro $\mathbf{W}_k$ e o vetor de sinal de entrada $\mathbf{X}_k$, dados por:

$$\mathbf{W}_k = \begin{bmatrix} w_0[k] \\ w_1[k] \\ \vdots \\ \cdot \\ w_{N-1}[k] \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{X}_k = \begin{bmatrix} x[k] \\ x[k-1] \\ \vdots \\ \cdot \\ x[k-N+1] \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

o erro $\mathbf{e}[k]$, passa a ser:

$$\mathbf{e}[k] = d[k] - \mathbf{W}_k^T \mathbf{X}_k \quad (2.5)$$

Elevando ambos lados da Eq. (2.5) ao quadrado obtem-se a seguinte expressão:

$$\mathbf{e}[k]^2 = d[k]^2 - 2d[k]\mathbf{X}_k^T \mathbf{W}_k + \mathbf{W}_k^T \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^T \mathbf{W}_k \quad (2.6)$$

O erro médio quadrático, $\mathbf{J}_k$ (do inglês, MSE - *Mean Square Error*), é obtido pela tomada de ambos os lados da equação através de um método matemático, conhecido como valor esperado ou expectância ($E[\]$), desde que o vetor de entrada $\mathbf{X}_k$ e o sinal $y[k]$, permaneçam com o mesmo comportamento entre si ao longo do tempo [11]. Assim o $\mathbf{J}_k$ pode ser dado pela Eq. (2.7) abaixo:

$$\mathbf{J}_k = E[\mathbf{e}[k]^2] = E[d[k]^2] - 2E[d[k]\mathbf{X}_k^T \mathbf{W}_k] + E[\mathbf{W}_k^T \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^T \mathbf{W}_k] \quad (2.7)$$

onde:

$\sigma^2 = E[\mathbf{e}[k]^2]$, é a variância de $y[k]$;

$\mathbf{P} = E[d[k]\mathbf{X}_k]$, é o vetor de correlação cruzada de tamanho N ;

$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^T]$, é a matriz de autocorrelação de tamanho $N \times N$;

substituindo as variáveis da Eq. (2.7) pelas variáveis correspondentes dadas acima, a Eq. (2.7), passa a ser:

$$\mathbf{J}_k = \sigma^2 + 2\mathbf{P}^T \mathbf{W}_k + \mathbf{W}_k^T \mathbf{R} \mathbf{W}_k \quad (2.8)$$

É possível obter o gráfico da Figura 2.3, correlacionando cada cálculo de $\mathbf{J}_k$ com o coeficiente de filtro $\mathbf{W}_k$ no instante k , através das expressões anteriores. A figura demonstra coeficientes de filtro $\mathbf{W}_{ik}$ dispersos pela superfície de desempenho, onde o valor do coeficiente será ótimo quando o valor de $\mathbf{J}_k$ mínimo for alcançado. Para obter o gradiente ($\nabla_{\mathbf{J}_k}$) do MSE, basta derivar $\mathbf{J}_k$ em relação a $\mathbf{W}_k$ e igualar a zero, conforme a expressão dada a seguir:

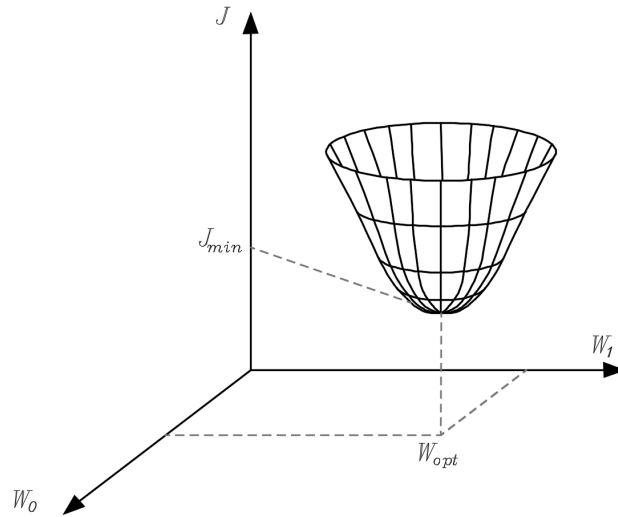


Figura 2.3: Superfície de desempenho do filtro *Wiener*

$$\nabla_{\mathbf{J}_k} = \frac{\partial \mathbf{J}_k}{\partial \mathbf{W}_k} = -2\mathbf{P} + 2\mathbf{R}\mathbf{W}_k = 0 \quad (2.9)$$

resolvendo a Eq. (2.9) e organizando os termos, temos então o coeficiente de filtro ótimo $W_{opt}[k]$, dada por:

$$\mathbf{W}_{opt}k = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P} \quad (2.10)$$

Alguns pontos devem ficar claros em relação a Eq. (2.10), [10, 11]:

- Os valores de $\mathbf{W}_{\text{opt}k}$ podem ser diferentes a cada amostra, desde $d[k]$ e $x[k]$ sejam desconhecidos. Assim $\mathbf{R}$ e $\mathbf{P}$ podem variar;
- Se um grande número de amostras do coeficiente $\mathbf{W}_k$ são utilizados a cada interação, a inversa da matriz $\mathbf{R}^{-1}$, vai necessitar de um esforço computacional oneroso, tornando a implementação em tempo real impossível.

2.1.1 LMS convencional

O método LMS é baseado no algoritmo dos mínimos quadrados, inicialmente proposto por *Widrow and Hoff* em 1960. Desde de seu desenvolvimento o algoritmo tem sido amplamente citado e utilizado por muitos pesquisadores devido sua baixa complexidade computacional e robustez. Diversas modificações foram propostas no LMS nos últimos anos com a finalidade de prover uma melhor performance ao algoritmo.

O LMS convencional é uma implementação estocástica do algoritmo Gradiente-descendente, o qual calcula os coeficientes proposto pelo filtro de *Wiener* iterativamente, [11]. A estimativa do coeficiente de filtro atual pelo método Gradiente-descendente, é dado por:

$$\mathbf{W}_{k+1} = \mathbf{W}_k - \mu \nabla_{\mathbf{e}[k]} \quad (2.11)$$

onde $\mathbf{W}_k$, é o mesmo vetor apresentado pela Eq. (2.3) e μ é fator de convergência, o qual tem a função de controlar a velocidade de convergência e estabilidade do algoritmo. A variável μ é escolhida com base na inequação (2.12) [10], dada por:

$$0 < \mu < \frac{1}{NP_x} \quad (2.12)$$

onde P_x é valor de potência do sinal de entrada, e N a largura de coeficiente de filtro.

Analisando a Eq. (2.11), é possível perceber que, se $\nabla_{\mathbf{e}[k]} < 0$, o termo $-\mu \nabla_{\mathbf{e}[k]}$ da Eq. (2.11) será maior que 0. Isso significa que o novo coeficiente $\mathbf{W}_{k+1}$ irá aumentar para se aproximar do valor do coeficiente ótimo $\mathbf{W}_{\text{opt}k}$. Porém, caso $\nabla_{\mathbf{e}[k]} > 0$, então $-\mu \nabla_{\mathbf{e}[k]} < 0$, assim, o coeficiente $\mathbf{W}_{k+1}$ irá diminuir para chegar perto do coeficiente $\mathbf{W}_{\text{opt}k}$. Quando $\nabla_{\mathbf{e}[k]} = 0$, então o melhor valor do coeficiente $\mathbf{W}_{k+1} = \mathbf{W}_{\text{opt}k}$ é

alcançado.

O grande problema ao utilizar o algoritmo Gradiente-descendente, é que este ainda requer uma estimativa da derivada da função MSE, a qual poderia incluir o cálculo estatístico de um bloco de dados. Para evitar tal cálculo, é necessário alterar o algoritmo para fazer um processamento baseado em uma amostra a cada interação, ao invés de um bloco de amostras, um algoritmo LMS deve ser usado para tal fim [12]. O desenvolvimento do método LMS em termos de processamento baseado em amostra, é simplesmente substituir a função de custo $\mathbf{J}_k = E[\mathbf{e}[k]^2]$ por sua estimativa mais básica, ou seja, retirar a função de custo para evitar um cálculo dispendioso o qual dificultaria a aplicação em sistemas em tempo real [12] assim:

$$\mathbf{J}_k = \mathbf{e}[k]^2 \quad (2.13)$$

onde:

$$\mathbf{e}[k]^2 = (d[k] - \mathbf{W}_k \mathbf{X}_k)^2 \quad (2.14)$$

Derivando a Eq. (2.14) em relação Eq. (2.3), tem-se:

$$\nabla \mathbf{e}[k] = \left[\frac{\partial \mathbf{e}[k]^2}{\partial w_0[k]} \frac{\partial \mathbf{e}[k]^2}{\partial w_1[k]} \cdots \frac{\partial \mathbf{e}[k]^2}{\partial w_{N-1}[k]} \right]^T \quad (2.15)$$

É possível observar que o i -ésimo elemento do vetor gradiente $\nabla \mathbf{e}[k]$ é:

$$\frac{\partial \mathbf{e}[k]^2}{\partial w_i[k]} = 2\mathbf{e}[k] \frac{\partial \mathbf{e}[k]}{\partial w_i[k]} \quad (2.16)$$

Substituindo a Eq. (2.2) no lado direito do último fator da Eq. (2.16) e notando que $d[k]$ é independente de $w_i[k]$, é obtido a seguinte expressão:

$$\frac{\partial \mathbf{e}[k]^2}{\partial w_i[k]} = -2\mathbf{e}[k] \frac{\partial y[k]}{\partial w_i[k]} \quad (2.17)$$

Substituindo $y[k]$ da Eq. (2.17) pelo da Eq. (2.1) e resolvendo, temos:

$$\frac{\partial \mathbf{e}[k]^2}{\partial w_i[k]} = -2\mathbf{e}[k]x[k-i] \quad (2.18)$$

Usando a Eq. (2.15) e (2.18), obtemos:

$$\nabla_{\mathbf{e}[k]} = -2\mathbf{e}[k]\mathbf{X}_k \quad (2.19)$$

Substituindo a Eq. (2.19) na Eq. (2.11), obtemos a seguinte expressão:

$$\mathbf{W}_{k+1} = \mathbf{W}_k + 2\mu\mathbf{e}[k]\mathbf{X}_k \quad (2.20)$$

Em resumo o algoritmo básico do LMS é formado pelas entradas de vetor de coeficiente do filtro $\mathbf{W}_k$, vetor de entrada $\mathbf{X}_k$ e sinal de saída desejado $d[k]$. As saídas são compostas pelos sinais de filtro de saída $y[k]$, dada por:

$$y[k] = \mathbf{W}_k^T \mathbf{X}_k \quad (2.21)$$

o erro estimado $\mathbf{e}[k]$, concedido pela Eq. (2.5) e o vetor de ponderação adaptativo $\mathbf{W}_{k+1}$, dado pela Eq. (2.20).

2.1.2 Método dos mínimos quadrados médios complexo

O método dos mínimos quadrados médios complexo ou de sigla inglesa CLMS, como é mais conhecido (*Complex Least Mean Square*), foi desenvolvido inicialmente por *Widrow* em 1975, [13], e aplicado mais tarde por *Pradhan* em 2005, em seu trabalho para estimação de frequência em sistema de potência trifásicos, [14]. A técnica se baseia no modelo clássico do algoritmo LMS, porém, tem como entrada um sinal complexo extraído pela transformada $\alpha\beta$, ou como é mais popularmente conhecida, *transformada de Clarke* $\alpha\beta$ [15].

É possível calcular o sinal complexo em um sistema de potência trifásico considerado suas tensões trifásicas inicialmente, as quais podem ser representada em sua forma discreta no momento k como:

$$\begin{aligned} v_a[k] &= V_a \cos(\omega k \Delta T + \phi) \\ v_b[k] &= V_b \cos(\omega k \Delta T + \phi - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$v_c[k] = V_c \cos(\omega k \Delta T + \phi + \frac{2\pi}{3})$$

onde:

V_{abc} é o valor de pico da tensão nas fases a , b e c no instante k .

ΔT é o período de amostragem;

ω é a frequência angular;

ϕ é a fase da componente fundamental;

k é a amostra naquele instante;

Com as tensões trifásicas $v_{abc}[k]$ definidas, pode-se então utilizar a matriz de transformação $\alpha\beta 0$ para obter o componente de sequência zero v_0 e os componentes de eixo direto e de quadratura v_α e v_β , dada por:

$$\begin{bmatrix} v_0[k] \\ v_\alpha[k] \\ v_\beta[k] \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a[k] \\ v_b[k] \\ v_c[k] \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

As tensões v_α e v_β podem conter as componentes de sequência positiva e negativa, porém não possui componentes de sequência zero. As componentes de sequência zero, tais como a terceira harmônica podem estar contida na tensão v_0 [15]. Logo a tensão v_0 pode ser desprezada para obtenção da tensão complexa [15]. Assim as tensões v_α e v_β em um sistema onde as tensões são equilibradas, ou seja, $v_a[k] = v_b[k] = v_c[k]$, podem ser rescritas mediante:

$$v_\alpha[k] = A[k] \cos(\omega k \Delta T + \phi) \quad (2.24)$$

$$v_\beta[k] = A[k] \cos(\omega k \Delta T + \phi + \frac{\pi}{2}) \quad (2.25)$$

onde $A[k]$ é igual a $\frac{\sqrt{6}}{2} V_a[k]$. Com as tensões de eixo direto $v_\alpha[k]$, e tensão de quadratura $v_\beta[k]$ calculadas, é possível então definir a tensão complexa $\mathbf{v}_k$, dada por:

$$\mathbf{v}_k = v_\alpha[k] + jv_\beta[k] \quad (2.26)$$

O sinal de tensão complexa $\mathbf{v}_k$ pode ser representada em coordenadas polares, como:

$$\mathbf{v}_k = A[k]e^{j(\omega k\Delta T + \phi)} \quad (2.27)$$

Com a obtenção da tensão complexa $\mathbf{v}_k$ através da transformada $\alpha\beta 0$, é possível então aplicar o algoritmo CLMS. A Figura 2.4 mostra o esquema resumido do algoritmo CLMS para estimação do filtro de ponderação $\hat{\mathbf{W}}_k$, o qual será utilizado para estimação da frequência [14].

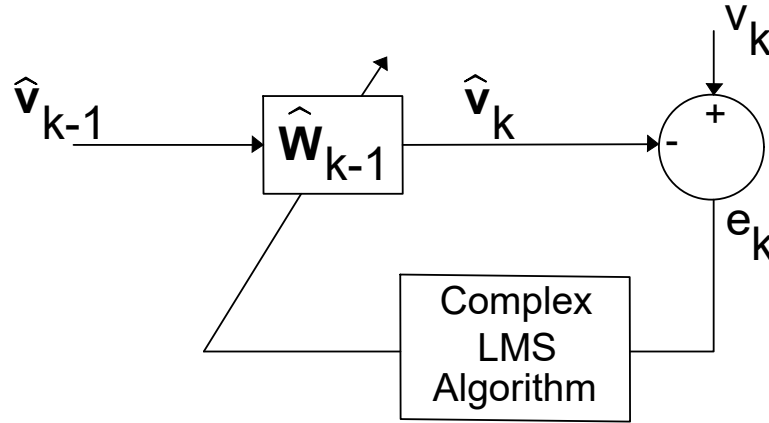


Figura 2.4: Modelo recursivo para estimação da frequência pelo método CLMS.

O erro de sinal mostrado na Figura 2.4 neste caso, é dado por:

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{v}_k - \hat{\mathbf{v}}_k \quad (2.28)$$

onde $\hat{\mathbf{v}}_k$ é o valor tensão complexa estimado no instante k , que é expressado por:

$$\hat{\mathbf{v}}_{k+1} = \hat{\mathbf{W}}_k \hat{\mathbf{v}}_k \quad (2.29)$$

Sendo o vetor de ponderação $\hat{\mathbf{W}}_k = e^{j\hat{\omega}[k-1]\Delta T}$, onde $\hat{\omega}$ é a frequência angular estimada.

Assim como o LMS, o algoritmo CLMS minimiza o erro quadrado calculando recursivamente o vetor de ponderação complexo $\hat{\mathbf{W}}_k$ em cada instante de amostragem,

[14], como:

$$\hat{\mathbf{W}}_k = \hat{\mathbf{W}}_{k-1} + \mu \mathbf{e}_k \hat{\mathbf{V}}_k^* \quad (2.30)$$

onde $*$ representa o conjugado complexo da tensão e μ é o fator de convergência, responsável pela estabilidade e convergência do algoritmo.

Desse modo é possível calcular a frequência $\hat{f}$ do sinal de tensão a partir de cada amostra de $\hat{\mathbf{W}}_k$, através da seguinte expressão [14]:

$$\hat{f}[k] = \frac{1}{2\pi\Delta T} \arcsin(\text{Im}g(\hat{\mathbf{W}}_k)) \quad (2.31)$$

onde $\text{Im}()$ denota a parte imaginária do coeficiente de ponderação.

2.1.3 Método ACLMS

O método ACLMS é baseado no algoritmo CLMS disposto na seção anterior, porém utiliza uma perspectiva aumentada do vetor de sinal complexo de entrada. Esse método foi introduzido em [16] e aplicado posteriormente por [17] para mensurar a frequência de um sistema trifásico.

O algoritmo ACLMS considera um sistema trifásico desequilibrado, ou seja, $v_a[k] \neq v_b[k] \neq v_c[k]$. Nessa condição, onde as tensões possuem amplitudes diferentes causado por um transitório, como um afundamento de tensão por exemplo, a tensão complexa $\mathbf{v}_k$ se comporta como um elipse, ou seja, possui um comportamento não circular. Enquanto para um sistema balanceado a tensão $\mathbf{v}_k$ possui uma forma circular, como poder ser visto na Figura 2.5.

Para a situação onde ocorre assimetria das tensões trifásicas do sistema, a tensão complexa $\mathbf{v}_k$ dada pela Eq. (2.26) pode ser reescrita em sua forma polar [17], como:

$$\mathbf{v}_k = A[k]e^{j(\hat{\omega}k\Delta T + \phi)} + B[k]e^{-j(\hat{\omega}k\Delta T + \phi)} \quad (2.32)$$

onde $A[k]$ e $B[k]$, são dados pelas seguintes expressões:

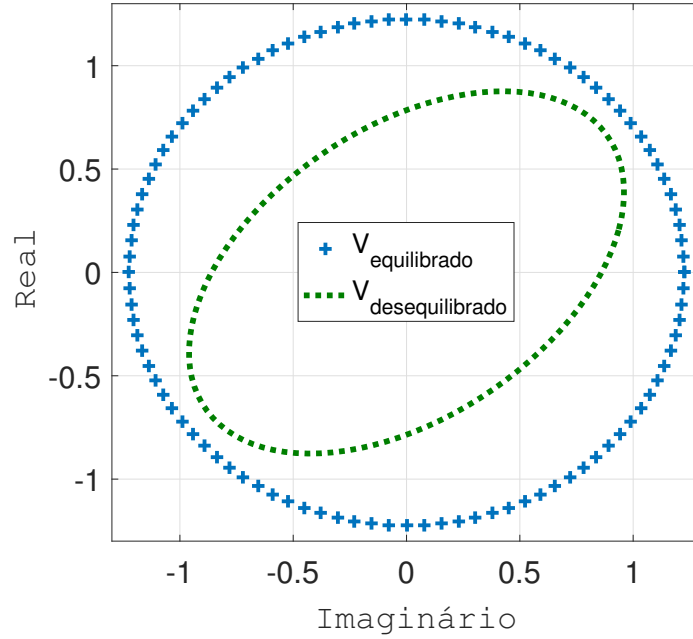


Figura 2.5: Comportamento da tensão complexa para sistemas equilibrados e desequilibrados.

$$A[k] = \sqrt{6} \frac{V_a[k] + V_b[k] + V_c[k]}{6} \quad (2.33)$$

$$B[k] = \sqrt{6} \frac{V_a[k] - V_b[k] - V_c[k]}{12} - j\sqrt{2} \frac{V_b[k] - V_c[k]}{4} \quad (2.34)$$

Como o sinal de tensão $\mathbf{v}_k$ não é circular no plano $\alpha\beta$, o sinal estimado $\hat{\mathbf{v}}_k$ passa a ser reescrito pelo modelo abordado por, [17], como:

$$\hat{\mathbf{v}}_{k+1} = \mathbf{v}_k \mathbf{h}_k + \mathbf{v}_k^* \mathbf{g}_k \quad (2.35)$$

onde $\mathbf{h}_k$ e $\mathbf{g}_k$ são os vetores de ponderação do filtro adaptativo atualizados na amostra k e $*$ representa o conjugado do valor complexo. Substituindo a Eq. (2.32) na Eq. (2.35), considerando $\phi = 0$ e reorganizando, obtém-se:

$$\hat{\mathbf{v}}_{k+1} = (A[k] \mathbf{h}_k + B^*[k] \mathbf{g}_k) e^{j(\hat{\omega} k \Delta T)} + (A^*[k] \mathbf{g}_k + B[k] \mathbf{h}_k) e^{-j(\hat{\omega} k \Delta T)} \quad (2.36)$$

É possível alcançar a expressão exata para $\mathbf{v}_{k+1}$ através da Eq. (2.32), dada por:

$$\mathbf{v}_{k+1} = A[k+1]e^{j(\hat{\omega}\Delta T)}e^{j(\hat{\omega}k\Delta T)} + B[k+1]e^{-j(\hat{\omega}\Delta T)}e^{-j(\hat{\omega}k\Delta T)} \quad (2.37)$$

No regime permanente, onde o sinal de tensão permanece o mesmo, $\mathbf{v}_{k+1} \approx \hat{\mathbf{v}}_{k+1}$, o erro estimado entre esses dois sinais será nulo. Entretanto, para um sinal de tensão trifásico desequilibrado é necessário calcular o erro $\mathbf{e}[k]$ dada pela Eq. (2.28). Porém, para que esta expressão seja aplicável é essencial rescrever as equações (2.36) e (2.37) no instante k . Assim pode-se obter as seguinte equações recursivas:

$$\hat{\mathbf{v}}_k = (A[k]\mathbf{h}_k + B^*[k]\mathbf{g}_k)e^{j(\hat{\omega}[k-1]\Delta T)} + (A^*[k]\mathbf{g}_k + B[k]\mathbf{h}_k)e^{-j(\hat{\omega}[k-1]\Delta T)} \quad (2.38)$$

$$\mathbf{v}_k = A[k]e^{j(\hat{\omega}\Delta T)}e^{j(\hat{\omega}[k-1]\Delta T)} + B[k]e^{-j(\hat{\omega}\Delta T)}e^{-j(\hat{\omega}[k-1]\Delta T)} \quad (2.39)$$

No método CLMS, a Eq. (2.29) utiliza o vetor de ponderação $W[k]$ para mensurar o próximo valor de tensão estimado $\mathbf{v}_k$. Porém, na estratégia ACLMS é utilizado dois vetores de ponderação $\mathbf{g}_k$ e $\mathbf{h}_k$ para estimar valor de tensão $\hat{\mathbf{v}}_k$, dado pela Eq. (2.35). Para alcançar estes vetores de ponderação $\mathbf{g}_k$ e $\mathbf{h}_k$, é possível utilizar o algoritmo Gradiente-descendente de forma recursiva, [18], dados por:

$$\mathbf{h}_k = \mathbf{h}_{k-1} - \mu \nabla_{\mathbf{h}_{k-1}} \quad (2.40)$$

$$\mathbf{g}_k = \mathbf{g}_{k-1} - \mu \nabla_{\mathbf{g}_{k-1}} \quad (2.41)$$

Similar ao que foi feito anteriormente no LMS convencional, utiliza-se a função gradiente ∇ dado pela Eq. (2.15). No entanto a função agora é aplicada nos dois vetores de ponderação $\mathbf{g}$ e $\mathbf{h}$, chegando as seguintes expressões:

$$\nabla_{\mathbf{h}}[k-1] = \frac{\partial \mathbf{J}_{k-1}}{\partial \mathbf{h}_{k-1}^*} = \mathbf{e}_{k-1} \frac{\partial \mathbf{e}_{k-1}^*}{\partial \mathbf{h}_{k-1}^*} + \mathbf{e}_{k-1}^* \frac{\partial \mathbf{e}_{k-1}}{\partial \mathbf{h}_{k-1}^*} \quad (2.42)$$

$$\nabla_{\mathbf{g}} [k-1] = \frac{\partial \mathbf{J}_{k-1}}{\partial \mathbf{g}_{k-1}^*} = \mathbf{e}_{k-1} \frac{\partial \mathbf{e}_{k-1}^*}{\partial \mathbf{g}_{k-1}^*} + \mathbf{e}_{k-1}^* \frac{\partial \mathbf{e}_{k-1}}{\partial \mathbf{g}_{k-1}^*} \quad (2.43)$$

sabendo que os erros $\mathbf{e}[k]$ e $\mathbf{e}^*[k]$ são dados por:

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{v}_{k-1} - \mathbf{h}_k \mathbf{v}_{k-1} - \mathbf{g}_k \mathbf{v}_{k-1}^* \quad (2.44)$$

$$\mathbf{e}^*[k] = \mathbf{v}_{k-1}^* - \mathbf{h}_k^* \mathbf{v}_{k-1} - \mathbf{g}_k^* \mathbf{v}_{k-1} \quad (2.45)$$

Resolvendo as equações anteriores (2.42) e (2.43) e reorganizando, temos:

$$\nabla_{\mathbf{h}} [k-1] = \frac{\partial \mathbf{J}_{k-1}}{\partial \mathbf{h}_{k-1}^*} = -\mathbf{e}_{k-1} \mathbf{v}_{k-1}^* \quad (2.46)$$

$$\nabla_{\mathbf{g}} [k-1] = \frac{\partial \mathbf{J}_{k-1}}{\partial \mathbf{g}_{k-1}^*} = -\mathbf{e}_{k-1} \mathbf{v}_{k-1} \quad (2.47)$$

Substituindo as equações (2.46) e (2.47) nas expressões (2.40) e (2.41) respectivamente, obtêm-se:

$$\mathbf{h}_k = \mathbf{h}_{k-1} + \mu \mathbf{e}_{k-1} \mathbf{v}_{k-1}^* \quad (2.48)$$

$$\mathbf{g}_k = \mathbf{g}_{k-1} + \mu \mathbf{e}_{k-1} \mathbf{v}_{k-1} \quad (2.49)$$

as equações 2.48 e 2.49 descrevem o método ACLMS.

É possível estimar a frequência a partir da análise das equações (2.36) e (2.37). O primeiro passo, é igualar o primeiro termo do lado direito de ambas as expressões, assim obtemos:

$$e^{j\omega\Delta T} = \frac{A[k]\mathbf{h}_k + B^*[k]\mathbf{g}_k}{A[k+1]} \quad (2.50)$$

onde $e^{j\omega\Delta T}$ é o termo que contém a informação da frequência.

Comparando agora o segundo termo do lado direito das equações (2.36) e (2.37), e levando ao seu conjugado, temos:

$$e^{j\hat{\omega}\Delta T} = \frac{A[k]\mathbf{g}_k^* + B^*[k]\mathbf{h}_k^*}{B^*[k+1]} \quad (2.51)$$

É possível simplificar as equações (2.50) e (2.51), assumindo que $A[k+1] \approx A[k]$ e $B[k+1] \approx B[k]$. Desse modo as equações (2.50) e (2.51) podem representadas por:

$$e^{j\hat{\omega}\Delta T} = \mathbf{h}_k + \frac{B^*[k]}{A[k]}\mathbf{g}_k \quad (2.52)$$

$$e^{j\hat{\omega}\Delta T} = \mathbf{h}_k^* + \frac{A[k]}{B^*[k]}\mathbf{g}_k^* \quad (2.53)$$

onde o coeficiente $A[k]$ representa a parte real e $B[k]$ é a parte que contém a informação do valor complexo, como foi mostrado nas equações (2.33) e (2.34). Assim $(B^*[k]/A[k]) = (B[k]/A[k])^*$. Igualando as equações (2.52) e (2.53) e fazendo $a[k] = (B[k]/A[k])^*$ encontramos a seguinte equação quadrática:

$$\mathbf{g}_k \mathbf{a}_k^2 + (\mathbf{h}_k - \mathbf{h}_k^*)\mathbf{a}_k - \mathbf{g}_k^* = 0 \quad (2.54)$$

A resolução da Eq. (2.54) leva as seguintes equações das raízes:

$$\mathbf{a}_{1k} = \frac{-jIm(\mathbf{h}_k) + j\sqrt{Im^2(\mathbf{h}_k) - |\mathbf{g}_k|^2}}{\mathbf{g}_k} \quad (2.55)$$

$$\mathbf{a}_{2k} = \frac{-jIm(\mathbf{h}_k) - j\sqrt{Im^2(\mathbf{h}_k) - |\mathbf{g}_k|^2}}{\mathbf{g}_k} \quad (2.56)$$

sendo $Im()$ o operador que representa a parte imaginária do número complexo.

O fasor $e^{j\hat{\omega}\Delta T}$ é estimado usando $\mathbf{h}_k + a_{1k}\mathbf{g}_k$ ou $\mathbf{h}_k + a_{2k}\mathbf{g}_k$. A frequência do sistema é menor que a frequência de amostragem, assim, a parte imaginária de $e^{j\hat{\omega}\Delta T}$ é positiva e a_{2k} pode ser desconsiderada [17]. A frequência do sistema $\hat{f}[k]$ pode ser estimada por:

$$\hat{f}[k] = \frac{1}{2\pi\Delta T} \arcsin(Im(\mathbf{h}_k + \mathbf{a}_{1k}\mathbf{g}_k)) \quad (2.57)$$

2.1.4 Fator de convergência variável

Como visto anteriormente o fator de convergência μ é uma variável de suma importância no algoritmo LMS, pois a mesma é responsável pela convergência no método LMS. A maioria das pesquisas que se baseiam no método LMS escolhem μ como sendo uma variável constante [17, 19, 20, 21, 22]. A escolha do fator de convergência reflete na velocidade de adaptação dos algoritmos LMS. Valores maiores que os limitados pela Eq. (2.12) para μ , podem levar a um sobre sinal na convergência do algoritmo, enquanto valores menores que os limitados pela Eq. (2.12) podem levar o algoritmo para uma convergência lenta, ou até mesmo a não convergência do método LMS, [10, 12].

algoritmos LMS que utilizam o fator de convergência constante μ apresentam piora em sua performance na presença de ruídos no sinal [23]. Pensando nisso, para uma melhor desempenho do filtro LMS foi proposto um algoritmo capaz de auto adaptar, conhecido como fator de convergência variável (do inglês - VSS - *Variable-Step-Size*), [23].

O fator de convergência variável μ_k é atualizado a cada instante k , [23], mediante:

$$\mu_{k+1} = \alpha\mu_k + \gamma p_k^2 \quad (2.58)$$

onde, $0 < \alpha < 1$, $\gamma > 1$ e p_k é a estimativa de autocorrelação de $\mathbf{e}_k$ e $\mathbf{e}_{k-1}$ dado por:

$$p_k = \beta p_{k-1} + (1 - \beta)(\mathbf{e}_k \mathbf{e}_{k-1} + \mathbf{e}_k^2) \quad (2.59)$$

a constante positiva β ($0 < \beta < 1$) é um parâmetro de ponderação exponencial.

O fator de convergência variável μ_{k+1} tem seus valores limitados para uma melhor convergência. Estes valores são limitados da seguinte maneira:

$$\begin{cases} \mu_{max}, & \text{se } \mu_k > \mu_{max} \\ \mu_{min}, & \text{se } \mu_k < \mu_{min} \\ \mu_k, & \mu_{min} < \mu_k < \mu_{max} \end{cases} \quad (2.60)$$

Desse modo o vetor de ponderação $\hat{\mathbf{W}}[k]$ do método CLMS dada pela Eq. 2.30, pode ser reescrito por:

$$\hat{\mathbf{W}}_k = \hat{\mathbf{W}}_{k-1} + \mu_k \mathbf{e}_k \hat{\mathbf{v}}_{k-1}^* \quad (2.61)$$

2.2 Geração do sinal em quadratura

É importante salientar que para implementação dos algoritmos CLMS e ACLMS, é necessário um sinal de tensão complexa $\mathbf{v}_k$. Em um sistema trifásico é possível alcançar tal sinal com a transformada $\alpha\beta 0$ dada pela Eq. (2.23). Porém para um sistema monofásico não é possível utilizar a transformada de *Clarke*, visto que existe apenas um sinal de tensão de entrada, sendo assim, para contornar este problema é preciso utilizar outra abordagem. Um meio possível para obter a tensão complexa $\mathbf{v}_k$, é aplicar a geração do sinal em quadratura QSG (do inglês, *Quadrature Signal Generation*). O QSG é uma maneira de conseguir dois sinais defasados de 90 graus, a partir do sinal de entrada. O QSG basicamente atrasa o sinal de entrada em 90 graus, criando assim, dois sinais. Um destes sinais está em fase com o sinal de entrada, e o outro que está em quadratura com o sinal de entrada [24]. Esse tipo de técnica é muito utilizado em estruturas de malha de captura de fase, PLL (do inglês - *Phase Locked Loop*) [24]. Existem diversas estratégias para construir um QSG, tais como, *T/4 Transport Delay* [25], baseado na transformada de *Hilbert* [26], baseado na transformada inversa de *Park* [27], entre outros. No entanto, apesar das técnicas citadas anteriormente alcançarem uma boa resposta, o método integrador generalizado de segunda ordem, de sigla inglesa SOGI (*Second-Order Generalized Integrator*) como é mais conhecido, tem sido a técnica mais utilizada para produzir o sinal em quadratura em aplicações PLL. Por este motivo o presente trabalho escolheu esta estrutura para alcançar o sinal complexo $\mathbf{v}_k$.

2.2.1 SOGI-QSG

A estrutura SOGI-QSG vem sendo utilizada por diversos pesquisadores em PLL's com o objetivo de melhorar a sincronização entre o sinal de tensão de entrada e a corrente de saída produzida pelo inversor [28]. Como citado anteriormente a estratégia SOGI-QSG é uma técnica capaz de produzir dois sinais em quadratura, a partir de um sinal de entrada v_i .

A Figura 2.6 demonstra o esquema para a criação dos sinais de tensão em fase v_α e em quadratura v_β , componentes estes que são filtrados e contém somente a componente fundamental [29]. É ainda possível observar que a diferença entre o sinal tensão de entrada v_i e tensão de saída v_α produz o erro ε_v .

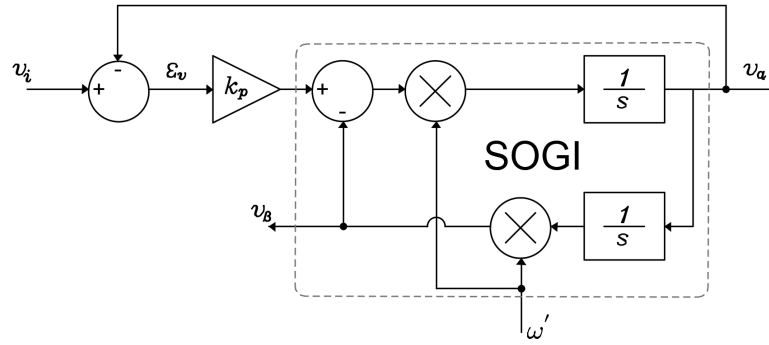


Figura 2.6: Modelo esquemático do *SOGI – QSG*.

O SOGI-QSG consiste em laços de feedback envolvendo dois integradores, como pode ser observado no diagrama 2.6. Assim, a função de transferência G_d é dada por:

$$G_d(s) = \frac{v_\alpha}{v_i}(s) = \frac{k_p \omega' s}{s^2 + k_p \omega' s + \omega'^2} \quad (2.62)$$

onde, neste caso, ω' é a frequência de ressonância do SOGI-QSG a qual pode ser calculada a cada interação ou fixada em torno da frequência fundamental, k_p é o ganho proporcional e s é igual a $j\omega$. A função de transferência G_q é expressa por:

$$G_q(s) = \frac{v_\beta}{v_i}(s) = \frac{k_p \omega'^2}{s^2 + k_p \omega' s + \omega'^2} \quad (2.63)$$

Ambas as funções de transferência $G_d(s)$ e $G_q(s)$, são filtros ressonantes para $0 \leq k_p < 2$ e são capazes de selecionar o componente de v_i na frequência de ressonância ω' [29]. Quando a frequência ressonante ω' é igual a frequência fundamental ω_0 , ou seja, $s = j\omega$, $G_d = 1$ e $G_q = -j$, significa que $v_\alpha = v_i$ e v_β tem a mesma amplitude de v_i , porém tem sua fase atrasada 90 graus. No momento em que a frequência ω' se desvia da frequência fundamental, $|G_d|$ e $|G_q|$ diminuem, dependendo então do ganho k_p . Como resultado, somente o componente de frequência fundamental pode passar pelo SOGI-QSG [29]. Além disso, um valor reduzido para o ganho k_p levará a uma melhor seletividade,

oferecendo melhor atenuação para outros componentes de frequência, porém, isso torna o processo de estabilização mais lento [30].

Uma importante característica entregue pelo SOGI-QSG, é que v_β estará permanentemente com sua fase atrasada em 90 graus de v_α , pois:

$$G_d(s) = G_q(s) \frac{s}{\omega} \quad (2.64)$$

isso significa que o SOGI-QSG sempre irá gerar dois componentes perpendiculares v_α e v_β , em qualquer frequência imposta pelo sistema, tornando o algoritmo um ótimo meio de criar uma tensão complexa.

2.3 SOGI com malha de captura de frequência

O SOGI com Malha de captura de frequência (do inglês, SOGI-FLL - *SOGI - Frequency Locked Loop*) é uma estratégia utilizada para sincronização entre o inversor e a rede elétrica [31]. O SOGI-FLL não requer qualquer tipo de cálculo trigonométrico, o que facilita sua implementação em microprocessadores digitais, além de tornar sua resposta rápida e precisa a perturbações que podem estar presente na rede elétrica [32]. O funcionamento do FLL é relativamente simples, é um loop de controle capaz de auto-adaptar a frequência de ressonância do SOGI para a frequência do sinal de entrada, [32].

O diagrama de blocos do SOGI-FLL pode ser visualizado na Figura 2.7, e é dividido em duas etapas. A primeira é constituído pelo SOGI e foi abordado na seção anterior. A segunda etapa é composto pelo FLL, o qual é responsável em ajustar a frequência do SOGI. O controle do sinal ε_{ff} é o produto entre a tensão em quadratura v_β e o erro do SOGI ε_v , dado por:

$$\varepsilon_{ff} = v_\beta \varepsilon_v \quad (2.65)$$

O resultado da operação da Eq. (2.65) é amplificado por um fator γ negativo e então submetido a uma operação de integração. Além disso é utilizado um *feed forward*

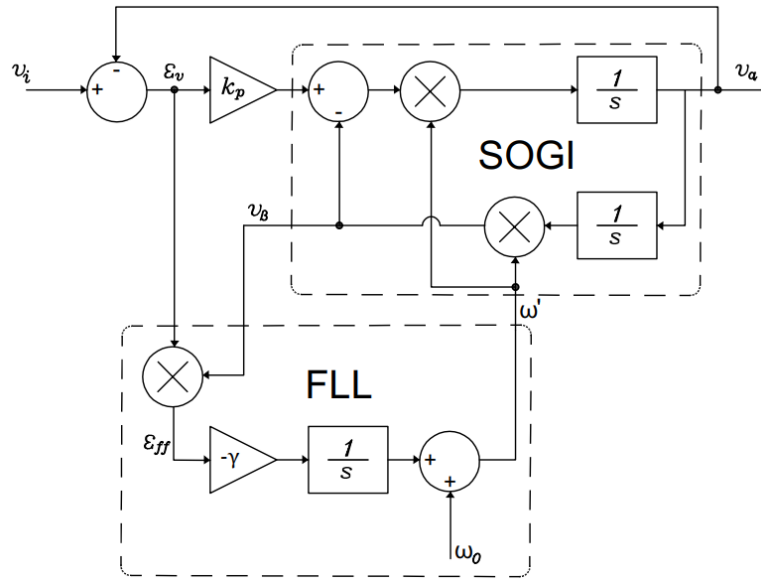


Figura 2.7: Modelo esquemático do SOGI-FLL.

ω_0 na saída do bloco integrador como uma variável de avanço, o qual o possui a finalidade de acelerar o processo de sincronização inicial, tornando assim, a frequência do sinal de entrada capaz de ser estimada.

O desempenho e resposta dinâmica do FLL dependem principalmente da seleção apropriada do ganho k_p do SOGI e do ganho γ do FLL [31]. O ganho γ pode ser definido através do sistema linear de primeira ordem da frequência adaptativa, dado por:

$$\gamma = \frac{k_p \hat{\omega}}{V^2} \Gamma \quad (2.66)$$

onde, para o FLL $\omega' = \hat{\omega}$ é denominado como sendo frequência estimada, V é a amplitude do sinal de entrada v_i , Γ é um ganho.

A função de transferência da malha de captura de frequência é a razão entre as frequências $\hat{\omega}$ e ω_0 [30], expressa por:

$$\frac{\hat{\omega}}{\omega_0} = \frac{\Gamma}{s + \Gamma} \quad (2.67)$$

e o tempo de acomodação é dado por [30], como sendo:

$$Ts_{flu} \approx \frac{4.6}{\Gamma} \quad (2.68)$$

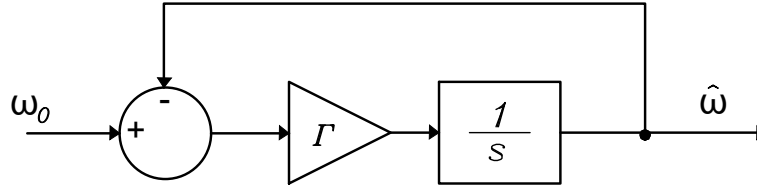


Figura 2.8: Modelo simplificado do FLL.

Todo o processo de estimação de frequência do FLL reportado anteriormente pode ser simplificado e representado pela Figura 2.8.

2.4 Método Baseado na Transformada Discreta de Fourier

Na literatura existem vários métodos para estimação de frequência baseados na definição da frequência instantânea como a velocidade angular do fasor de tensão de rotação, entre eles, está o método baseado na TDF [33, 34, 35]. Este método calcula o fasor de tensão a partir de N amostras da forma de onda dada. Supondo que a janela de amostragem tenha comprimento igual a um ciclo do sinal de entrada, o fasor G_k em um tempo $t[k] = kT$ é calculado por:

$$G_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} v[M] e^{-j\omega T n}, \quad (2.69)$$

em que:

T é o período de amostragem;

ω é a frequência angular;

$M = k + n - N + 1$;

$v[M]$ é o valor de tensão amostrado.

N é o número de amostras por ciclo.

No processo de cálculo, o valor de G_k é renovado a cada amostra. Após cada ciclo de amostragem, a amostra mais recente é levada ao cálculo enquanto a amostra

mais antiga é desprezada. O argumento pode ser calculado para cada posição do fasor, pela equação (2.70):

$$\arg(G_k) = \arctan \left\{ \frac{\text{Im}(G_k)}{\text{Re}(G_k)} \right\} \quad (2.70)$$

Com argumento calculado, a frequência instantânea pode ser determinada a partir de dois fasores consecutivos, pela seguinte expressão:

$$\hat{f}[k] = \frac{\arg(G_{k+1}) - \arg(G_k)}{2\pi T} \quad (2.71)$$

2.5 Revisão bibliográfica

A frequência é um dos principais parâmetros para monitorar o bom funcionamento e qualidade de energia de um sistema elétrico. Um desvio acentuado na frequência e que perdure por muito tempo, pode trazer diversos problemas de segurança aos sistemas, assim como pode comprometer o funcionamento de equipamentos elétricos conectados ao mesmo. Esse tipo de problema pode causar um enorme prejuízo à economia dos que necessitam do sistema elétrico para seu funcionamento.

Um fator importante a se considerar, é que o crescente número de geradores distribuídos conectados a rede, tem contribuído para a inserção de diferentes tipos de harmônicos e componente de corrente contínua na rede elétrica. A presença destes tipos de ruídos torna o cálculo de estimação de frequência complexo. Na tentativa de contornar este problema, diversos métodos para mensurar a frequência tem surgido nos últimos anos na literatura. Alguns estudiosos sugeriram artifícios baseado em filtragem adaptativa, os quais serão abordados no decorrer desta seção com o intuito de conseguir uma melhor performance e rapidez na estimação da frequência de um sistema elétrico.

Em [36] é implementado o filtro complexo de Kalman estendido (do inglês, ECKF - *Extended Complex Kalman Filter*), para estimar a frequência de um sinal com ruído. Neste trabalho os autores consideraram um sinal discreto trifásico de tensão, e então foi aplicado a transformação $\alpha\beta$ para extração do vetor complexo de tensão. Do sinal complexo é extraído uma formulação de espaço de estado não-linear, e então uma abordagem ECKF é aplicada para calcular o verdadeiro estado do modelo iterativamente com ruído

significativo e distorções harmônicas. A frequência do sistema elétrico é obtida através do vetor de estado. Na presença significativa de ruídos, a velocidade de convergência é reduzida a três ciclos. O trabalho apresentado por eles funciona bem para mudanças de passos e decaimentos ou aumento na frequência do sistema.

algoritmos baseados em ECKF foram propostos em [37, 38], porém, em [39] é apresentado uma estratégia robusta para mensurar a frequência do SEP utilizando o algoritmo ECKF, denominado filtro robusto complexo de Kalman estendido (do inglês, RECKF - *Robust ECKF*). Esse algoritmo é chamado de robusto, pois anula as anormalidades, de modo que os ruídos e perturbações nos sistemas de potência de medição e a eficiência da estimativa da frequência são melhoradas. Os resultados apresentados pelo RECKF foram melhores que aqueles usando apenas o método ECKF.

Outra técnica baseada no *filtro de Kalman* é mostrada por [40]. Esta técnica foi aplicada em um sinal de tensão monofásico. A estratégia é capaz de mensurar a frequência e a amplitude fundamental da tensão sob condições de distorção. O método é chamado de malha de captura de frequência pelo filtro linear de Kalman (do inglês, LKF-FLL - *Linear Kalman Filter - Frequency Locked Loop*). Este método combina um FLL com o LKF para obter uma melhor performance de estimação de frequência adaptativa. Quando comparado com o ECKF, a técnica LKF-FLL apresentou melhor convergência e estimação da frequência fundamental, sendo menos afetada por harmônicos e componentes CC.

Estruturas SOGI-QSG são muito utilizadas em PLL's para sincronizar o sinal de corrente do inversor com o sinal de tensão da rede, porém, nesse processo é possível estimar a frequência da rede elétrica [41, 42, 43]. Devido a essa característica algumas técnicas de estimação da frequência utilizando SOGI tem sido difundidas nos últimos anos. Rodrigues e companhia [44], propuseram um método que além de ser capaz de estimar os componentes de sequência positiva e negativa na frequência fundamental, consegue também aferir outros componentes de sequência que provêm dos harmônicos. O método é denominado múltiplos SOGI de malha de captura de frequência (do inglês MSOGI-FLL - *multiple SOGI frequency locked loop*). A estratégia é aplicada tanto em sistemas monofásicos quanto para sistemas trifásicos. O método utiliza um conjunto de SOGI's em paralelo, os quais estão sintonizados na segunda, quarta, quinta e sétima harmôni-

cas, respectivamente. As harmônicas produzida pelos SOGI's, são comparadas com o sinal de entrada de tensão através do bloco de decomposição de harmônico da rede (do inglês - HDN *harmonic decoupling network*). A frequência é estimada adaptativamente pelo bloco FLL apenas no SOGI que contém a componente de frequência fundamental do sistema. O algoritmo utiliza baixo processamento computacional, apresentando uma boa performance na estimação da frequência fundamental.

Uma nova estratégia utilizando SOGI é disposto em [22]. O método é baseado no SOGI-PLL, porém com uma nova abordagem denominada frequência fixa SOGI-PLL (do inglês FFSOGI-PLL - *Frequency-Fixed SOGI-PLL*). O algoritmo fixa a frequência de referência de entrada no bloco SOGI para evitar a oscilação na amplitude das componente em quadratura e em fase com o sinal de entrada (componentes $\alpha\beta$), suprimindo assim, ondulações de segundo harmônico nos parâmetros estimados da malha do PLL. A frequência mensurada pelo método obteve uma resposta rápida e dinâmica com pouca oscilação. Já em [45], é proposto um método, o qual utiliza dois SOGI's em cascata, o que adiciona a capacidade de rejeição para harmônicos e aumenta a resposta aos afundamentos de tensão. Para mensurar a frequência é utilizado o algoritmo gradiente descendente no sinais gerados pelos SOGI's em cascata. O método apresenta boa resposta para estimação da frequência do sistema.

algoritmos baseados em LS para estimação da frequência tem sido citado na literatura a décadas. Em 1985 [46], foi descrita uma abordagem LS para determinar a frequência do sistema. O método é baseado na técnica de ajuste de curva do erro dos mínimos quadrados e utiliza amostras de sinal tensão em um relé. já em 1992, [47] apresentou um método fundamentado na forma recursiva LS trabalhando em conjunto com o algoritmo LMS para estimação do voltagem e frequência do sistema analisado.

Em [14], foi apresentado o algoritmo CLMS, o qual se baseia na transformada $\alpha\beta$ para obtenção do sinal complexo de tensão. Após a obtenção do sinal complexo, os coeficientes do filtro se ajustam a cada interação na tentativa de minimizar o erro. É utilizado passo variável para o cálculo dos coeficientes. A frequência é mensurada a partir dos coeficientes do filtro. A técnica apresentou boa velocidade, mesmo com a inserção de ruídos segundo os autores.

Uma nova técnica baseada no método CLMS para estimar a frequência foi apre-

sesta em [17]. A estratégia é denominada ACLMS. Assim como a citada anteriormente, a técnica ACLMS é baseada na transformação de Clarke e na modelagem de domínios complexos amplamente lineares, o método proposto faz uso da informação completa de segunda ordem dentro de sinais trifásicos. A técnica apresentou melhoras significativas quando comparados ao algoritmo CLMS, apresentando um rastreamento da frequência mais preciso e rápido.

Capítulo 3

Métodos propostos

Neste capítulo serão apresentados seis métodos para estimação da frequência de sistemas monofásicos isolados. Para elaboração de tais métodos o filtro adaptativo SOGI será incorporado aos filtros ACLMS e CLMS, que permitirão mensurar a frequência de forma mais dinâmica, além de superar algumas de suas limitações, tornando-os mais robustos diante de situações desequilibradas e distorcidas presentes em sistemas de energia.

As técnicas aqui propostas, utilizarão o SOGI para obtenção das tensões em fase e em quadratura com intuito de obter o sinal complexo de tensão. Então serão empregados os algoritmos ACLMS ou CLMS, estes por sua vez, tem a função de calcular os coeficientes de ponderação do filtro para mensurar a frequência do sistema.

3.1 algoritmos propostos

O primeiro algoritmo apresentado aqui nesta seção será exibido de forma mais aprofundada, visto que os algoritmos seguintes serão derivados deste. Sendo assim, nas próximas técnicas apenas os diagramas serão exibidos, e então será feita a devida explicação para cada método.

3.1.1 ACLMS com frequência fixa

O primeiro algoritmo a ser apresentado, é o ACLMS com frequência fixa (ACLMS-FF). O algoritmo é dividido em quatro estágios, conforme pode ser visualizado na Figura 3.1. Na primeira etapa é utilizada a estratégia SOGI para adquirir as tensões v_α e v_β . A

segunda é a conversão dos sinais de tensão v_α e v_β em um sinal complexo $\mathbf{v}$. A terceira etapa é aplicado o filtro adaptativo ACLMS para obtenção dos coeficientes de ponderação do filtro $\mathbf{h}$ e $\mathbf{g}$. Por fim, é então mensurada a frequência do sinal de entrada de tensão v_i .

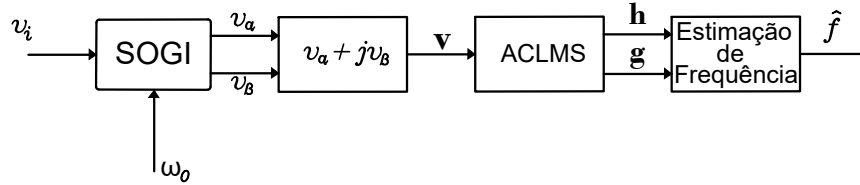


Figura 3.1: Estrutura proposta para estimação de Frequência (ACLMS-FF) .

Obtenção da tensão complexa

Para um sinal de tensão monofásico não é possível aplicar a matriz de transformação de *Clarke* (Eq. 2.23) para obter as tensões $v_\alpha[k]$ e $v_\beta[k]$. Logo, para contornar este problema, uma estrutura SOGI (Fig. 2.6) é aplicada ao sinal de entrada v_i com o objetivo de adquirir as tensões em fase e em quadratura, $v_\alpha[k]$ e $v_\beta[k]$ respectivamente.

A essas tensões adquiridas, $v_\alpha[k]$ e $v_\beta[k]$, é empregado a Eq. 2.26 para aquisição do sinal de tensão complexo $\mathbf{v}_k$, assim temos:

$$\mathbf{v}_k = v_\alpha[k] + jv_\beta[k] \quad (3.1)$$

É importante salientar que o SOGI é alimentado a todo momento por uma frequência fixada em torno da frequência fundamental do sistema (por isso o nome ACLMS-FF), podendo ser 50 ou 60Hz, dado por $\omega_0 = 2\pi f$.

Método ACLMS

O método ACLMS é um algoritmo que foi primordialmente contemplado para sistemas trifásicos, onde em caso de um desequilíbrio de tensão entre as fases V_a , V_b e V_c e que perdure por um longo tempo, as tensões v_α e v_β apresentariam um desequilíbrio e consequentemente a tensão complexa, $\mathbf{v}_k$, apresentaria um comportamento não circular,

como pôde ser observado na Figura 2.5 do capítulo 2.

No entanto para um sistema monofásico as tensões v_α e v_β são criadas artificialmente, e em regime permanente $v_\alpha \approx v_i$, e v_β possui a mesma amplitude de v_α porém está defasado noventa graus de v_α . Sendo assim, as tensões v_α e v_β , só apresentariam amplitude diferentes no momento em que uma sobre/afundamento tensão acontecesse, como é visto na Figura 3.2. Caso a sobre/afundamento tensão mantenha-se por muito tempo as tensões v_α e v_β voltariam a se equilibrar e assim a tensão complexa, $\mathbf{v}$, apresentaria um comportamento circular novamente, como pode ser visualizado na Figura 3.3.

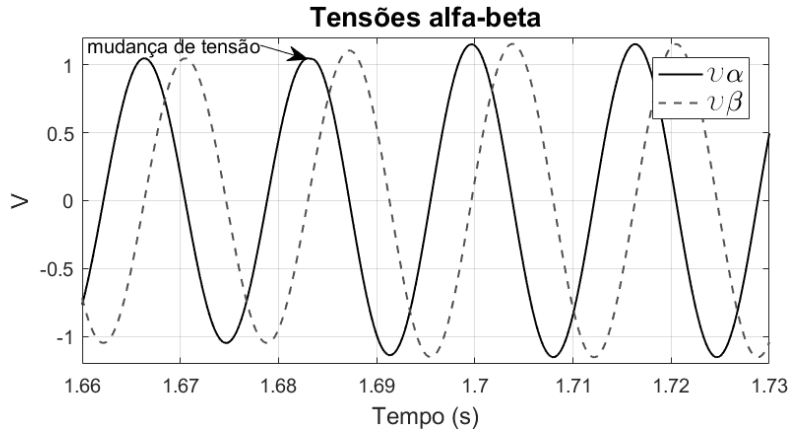


Figura 3.2: Comportamento de v_α e v_β para um transitório de tensão que perdure por muito tempo.

Contudo em casos onde exista a presença de harmônicos, mesmo em sistemas monofásico, v_α continua defasada de v_β em noventa graus, porém, com amplitudes diferentes (Fig. 3.4), assim $\mathbf{v}_k$ apresenta um comportamento não circular, conforme mostra a Figura 3.5. Levando em conta esta situação, é possível então utilizar o método ACLMS em sistemas monofásicos. O algoritmo é aplicado à tensão complexa $\mathbf{v}_k$ obtida anteriormente com a estratégia SOGI, para alcançar a tensão de referência $\hat{\mathbf{v}}_k$. Desse modo é possível utilizar a Eq. 2.35 no sinal complexo da Eq. 3.1 e conseguir a tensão de referência $\hat{\mathbf{v}}_k$ dada por:

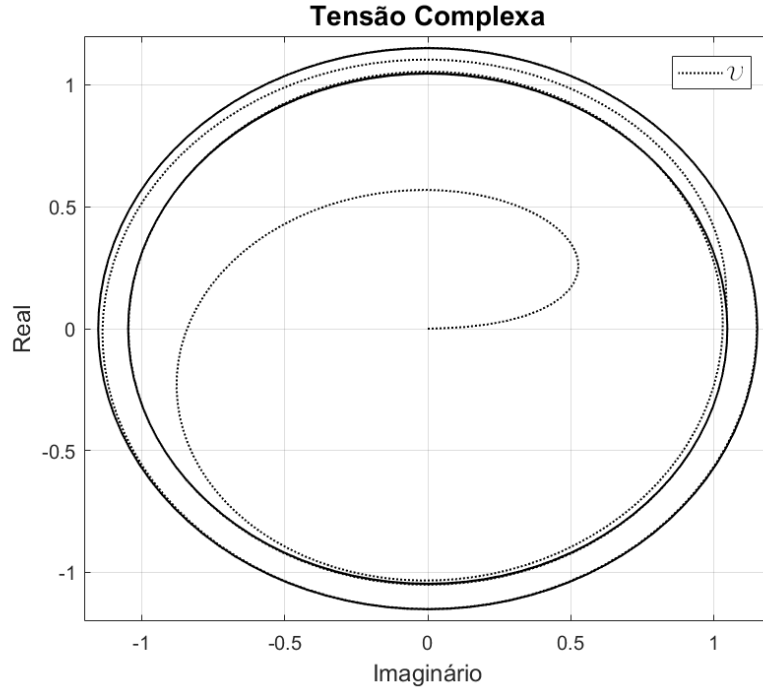


Figura 3.3: Comportamento da tensão complexa v para um transitório de tensão que perdure por muito tempo.

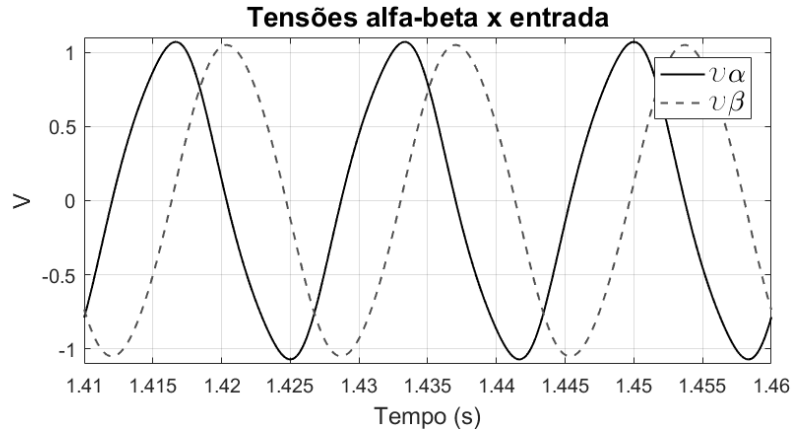


Figura 3.4: Comportamento de v_α e v_β na presença de harmônicos.

$$\hat{\mathbf{v}}_k = \mathbf{v}_k \mathbf{h}_k + \mathbf{v}_k^* \mathbf{g}_k \quad (3.2)$$

sendo os vetores de ponderação $\mathbf{g}_k$ e $\mathbf{h}_k$ obtidos através das Equações 2.48 e 2.49, mediante as seguintes expressões:

$$\mathbf{h}_k = \mathbf{h}_{k-1} + \mu_k \mathbf{e}_{k-1} \mathbf{v}_{k-1}^* \quad (3.3)$$

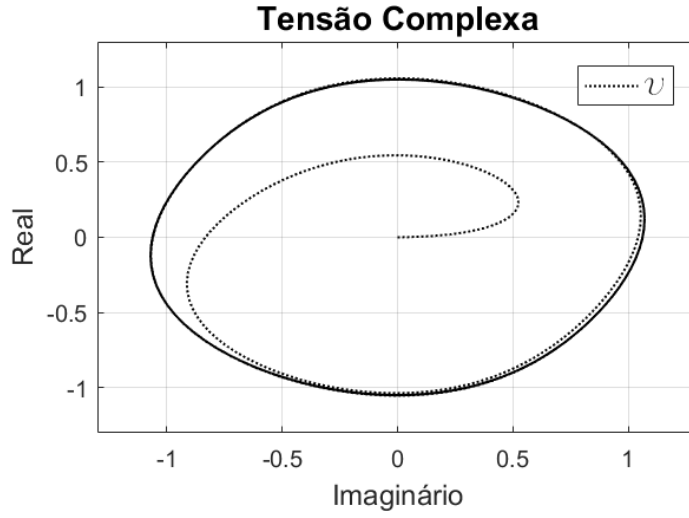


Figura 3.5: Comportamento de v na presença de harmônicos.

$$\mathbf{g}_k = \mathbf{g}_{k-1} + \mu_k \mathbf{e}_{k-1} \mathbf{v}_{k-1} \quad (3.4)$$

onde, " $*$ " é o conjugado, $\mathbf{e}_k$ é o erro dado pela Eq. 2.44, expresso por:

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{v}_{k-1} - \mathbf{h}_k \mathbf{v}_{k-1} - \mathbf{g}_k \mathbf{v}_{k-1}^* \quad (3.5)$$

e μ_k é o fator de convergência variável, dado por:

$$\mu_{k+1} = \alpha \mu_k + \gamma p_k^2 \quad (3.6)$$

onde, $0 < \alpha < 1$, $\gamma > 1$ e p_k é a estimativa de autocorrelação de $\mathbf{e}_k$ e $\mathbf{e}_{k-1}$ mediante:

$$p_k = \beta p_{k-1} + (1 - \beta)(\mathbf{e}_k \mathbf{e}_{k-1} + \mathbf{e}_k^2) \quad (3.7)$$

Estimação de frequência

Todo o processo feito anteriormente é com o intuito de obter os vetores de ponderação do filtro adaptativo ACLMS, $\mathbf{g}_k$ e $\mathbf{h}_k$ para o cálculo da frequência do sinal de tensão de entrada v_i . Como os valores de $\mathbf{g}_k$ e $\mathbf{h}_k$ foram definidos, é então possível utilizar a Eq. (2.54), dado por:

$$\mathbf{g}_k a_k^2 + (\mathbf{h}_k - \mathbf{h}_k^*) a_k - \mathbf{g}_k^* = 0 \quad (3.8)$$

resolvendo a Eq. 3.8 e desprezando a raiz negativa como feito anteriormente, temos:

$$a_{1k} = \frac{-j \operatorname{Im}(\mathbf{h}_k) + j \sqrt{\operatorname{Im}^2(\mathbf{h}_k) - |\mathbf{g}_k|^2}}{\mathbf{g}_k} \quad (3.9)$$

sendo $\operatorname{Im}()$ o operador que representa a parte imaginária do número complexo.

Desse modo, a estimação da frequência de um sistema monofásico pode ser representado pela seguinte expressão:

$$\hat{f}_k = \frac{1}{2\pi\Delta T} \arcsin(\operatorname{Im}(\mathbf{h}_k + a_1 \mathbf{g}_k)) \quad (3.10)$$

3.1.2 ACLMS com frequência realimentada

O método ACLMS com frequência realimentada (ACLMS-FR) é similar ao apresentado anteriormente, porém, diferente do ACLMS-FF que possui sua frequência fixada, o ACLMS-FR faz uma retroalimentação de frequência para o bloco SOGI a cada interação com intuito de melhorar a dinâmica na estimativa de frequência. o ACLMS-FR pode ser visualizado na Figura 3.6

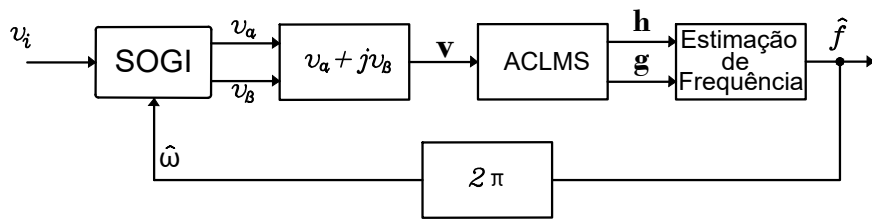


Figura 3.6: Estrutura proposta para estimação de Frequência (ACLMS-FR).

3.1.3 ACLMS com SOGI-FLL

Nesse método é utilizado um SOGI-FLL, estrutura esta muito conhecida na literatura, como foi contextualizado anteriormente. A frequência do sinal de entrada de

tensão é estimada através do algoritmo ACLMS. O diagrama para estimação de frequência do modelo ACLMS-FLL, pode ser observado na Figura 3.7.

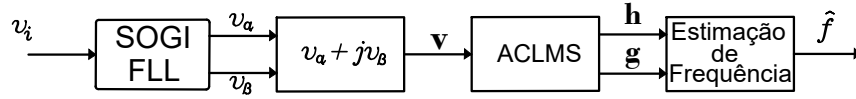


Figura 3.7: Estrutura proposta para estimação de Frequência (ACLMS-FLL).

3.1.4 ACLMS com TDF

Esse método diferentes dos apresentados anteriormente, utiliza um bloco TDF com intuito de se aproveitar da capacidade que o algoritmo TDF possui de eliminar ruídos de um sinal, entregando assim apenas o sinal com sua componente fundamental. Para facilitar o entendimento posteriormente, este método é nomeado de ACLMS-TDF.

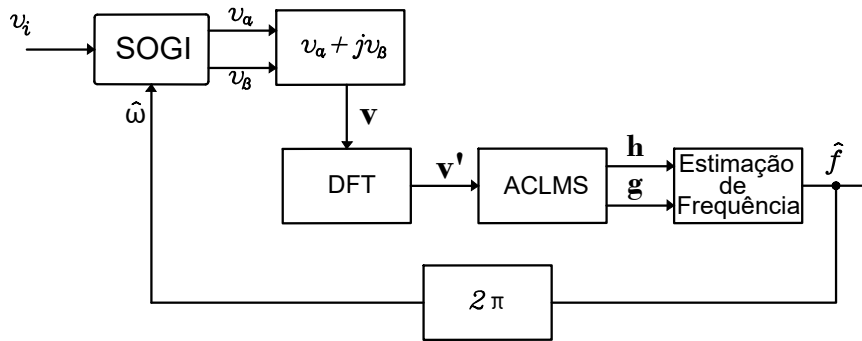


Figura 3.8: Estrutura proposta para estimação de Frequência (ACLMS-TDF).

A Figura 3.8 mostra a inclusão do bloco TDF após a obtenção da tensão complexa $\mathbf{v}$. Este bloco entrega apenas a componente fundamental do sinal complexo $\mathbf{v}'$ ao bloco ACLMS, através da seguinte expressão:

$$\mathbf{G}_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} v[M] e^{-j\omega T n}, \quad (3.11)$$

Com o sinal $\mathbf{v}$ filtrado, o método ACLMS, pode então estimar o vetores de pon-

deração $\mathbf{h}$ e $\mathbf{g}$, dados pelas Equações (3.3 e 3.4), respectivamente. E então estimar a frequência do sistema através da Eq. (3.10), realimentando esta frequência mensurada para o bloco SOGI a cada interação.

3.1.5 ACLMS normalizado

A normalização de algoritmos LMS pode ser visto como uma implementação que leva em conta a variação do sinal de entrada no filtro LMS e seleciona um fator de convergência normalizado, resultando em uma convergência rápida e estável [12].

O ACLMS normalizado (ACLMS-N), apresentado neste trabalho, pode ser visualizado pela Figura 3.9.

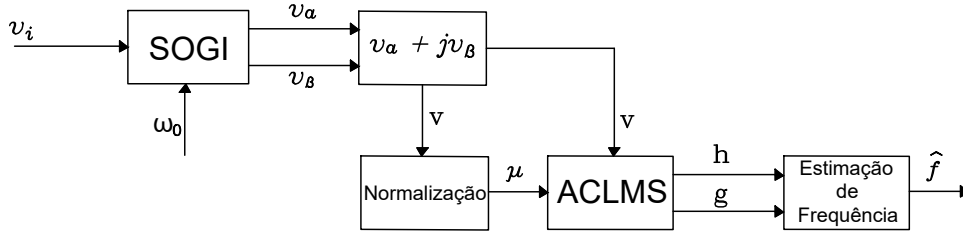


Figura 3.9: Estrutura proposta para estimação de Frequência (ACLMS-N).

A Figura 3.9 demonstra o diagrama de blocos que representa a estratégia ACLMS-N. Assim como os outros métodos, o modelo ACLMS-N apresenta o bloco SOGI sendo alimentado com uma frequência fixada em torno da fundamental do sistema ω_0 . É visto também a geração do sinal de tensão complexo $\mathbf{v}$, este sinal é utilizado para a normalização do vetor de convergência μ_k , dado pela seguinte expressão, [18]:

$$\mu_k = \frac{\eta}{\|\mathbf{v}_k\|_2^2} \quad (3.12)$$

onde, $0 < \eta < 2$.

3.1.6 CLMS para sistemas monofásicos

Assim como os métodos explicados anteriormente, o método CLMS proposto neste trabalho para sistemas monofásicos também utiliza o SOGI para a obtenção do

vetor de tensão complexa $\mathbf{v}$. Contudo ao invés de calcular os dois vetores de ponderação $\mathbf{h}$ e $\mathbf{g}$, no método CLMS apenas é calculado o vetor de ponderação $\hat{\mathbf{W}}$.

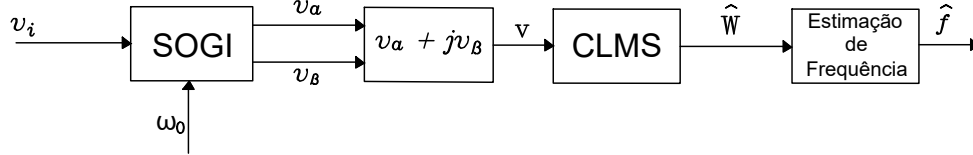


Figura 3.10: Estrutura proposta para estimação de Frequência em sistemas monofásicos com algoritmo CLMS.

O diagrama apresentado pela Figura 3.10 demonstra o processo de obtenção das tensões em fase e em quadratura v_α e v_β através do SOGI para a formação da tensão complexa $\mathbf{v}$. A tensão complexa $\mathbf{v}$ é processado pelo método CLMS (o método foi detalhado no capítulo 2) para determinar o vetor de ponderação $\hat{\mathbf{W}}$, dada pela Eq. (2.30). Com o vetor de ponderação $\hat{\mathbf{W}}$ obtido é utilizado a Eq. (2.31) para estimar a frequência do sinal de tensão de entrada v_i . Em todo processo é utilizado uma frequência ω_0 fixada em torno da fundamental do sistema (50 ou 60Hz) para alimentar o SOGI.

Capítulo 4

Avaliação dos resultados

O presente capítulo é dedicado ao estudo e avaliação dos métodos propostos nesta dissertação para estimação de frequência e a comparação com outros métodos, tais como, SOGI-FLL e TDF. Para avaliação do algoritmo proposto, foram realizados testes de estimação de frequência em diversos tipos de situações, tais como: regime permanente, transitórios de tensão, inserção de harmônicos e mudança abrupta de frequência.

Antes de fazer uma comparação entre os métodos propostos, TDF e SOGI-FLL, é feita uma comparação somente entre os métodos ACLMS-FF e CLMS ambos com frequência fixada em torno da frequência fundamental, vistos que ambos são derivados do algoritmo LMS. Essa comparação é analisada em separado, com a finalidade de explicar o porquê da escolha do método ACLMS como principal algoritmo para o estudo deste trabalho e não o método CLMS.

Para realização dos testes foi utilizado o software MATLAB e então foi programado o algoritmo proposto em linguagem adequada para o mesmo e também montado em Simulink. Além da análise através de programação e simulação, os métodos foram submetidos a avaliação em um sistema experimental composto por módulos da Texas Instruments.

4.1 Parâmetros do sistema

Para realização dos testes, é necessário escolher os parâmetros para convergência do sistemas. Parâmetros escolhidos de maneira aleatória pode levar a não convergência

Tabela 4.1: **Parâmetros do SOGI e FLL.**

Parâmetros	
k_p	$\sqrt{2}$
γ	46
k_p = Ganho do SOGI	
γ = Ganho do FLL	

Tabela 4.2: **Parâmetros do algoritmo ACLMS.**

Parâmetros	
μ_{max}	0,007
μ_{min}	0,012
λ	0,08
α	0,97
β	0,99
η	0,01
* η é utilizado apenas para o ACLMS-N	

do algoritmo, atraso em sua convergência ou sobre-sinal na estimativa de frequência do algoritmo. Sendo assim, os parâmetros aqui escolhidos foram baseados em suas referências originais, dados por [17, 14, 48, 31, 29]. Além disso foram os que apresentaram melhores resultados nos testes realizados.

Os valores dos parâmetros escolhidos para os algoritmos ACLMS, CLMS, SOGI e FLL podem ser visualizados nas Tabelas 4.1 e 4.2.

4.2 Critérios para avaliação de desempenho do método proposto

Para avaliação do algoritmo proposto, foi utilizado sinais de tensões criados sinteticamente no software MATLAB. É importante submeter o algoritmo a esse tipo de avaliação, pois é possível saber a frequência exata do sinal de entrada. Além disso, pode-se visualizar como o método proposto se comporta quando submetidos a sinais com mudança da amplitude, frequência e a incorporação de ruídos com diferentes níveis de harmônica.

Para a análise das comparação das técnicas, foi elaborada uma tabela calculada de acordo com [49], que leva em consideração dois índices essenciais: tempo de acomodação

(TA) e ultrapassagem percentual do sobre sinal (% SS). Para isto, estabeleceu-se um limiar de 0,25% sobre o valor atual da frequência.

4.3 Comparação entre os métodos ACLMS e CLMS

Os métodos ACLMS e CLMS avaliados nesta seção, são baseados no algoritmo LMS. O propósito desta seção é avaliar como as técnicas se comportam ao seguir a frequência. Também é analisado se a escolha por dois vetores de ponderação (**h** e **g**) do método ACLMS o torna mais eficaz do que o método CLMS que utiliza apenas um vetor de ponderação ($\hat{\mathbf{W}}$).

Para analisar o primeiro teste deste capítulo, é utilizado um sinal de tensão possuindo uma frequência de 60 Hz inicialmente mudando então para 62 Hz em 0,53 segundos. O sinal possui uma taxa de amostragem de $f_s=6$ kHz (100 amostras por ciclo). A amplitude do sinal é dada em p.u. (por unidade), sendo a amplitude igual a 1 para toda a simulação. O sinal de entrada (v_i) citado pode ser visualizado na Figura 4.1.

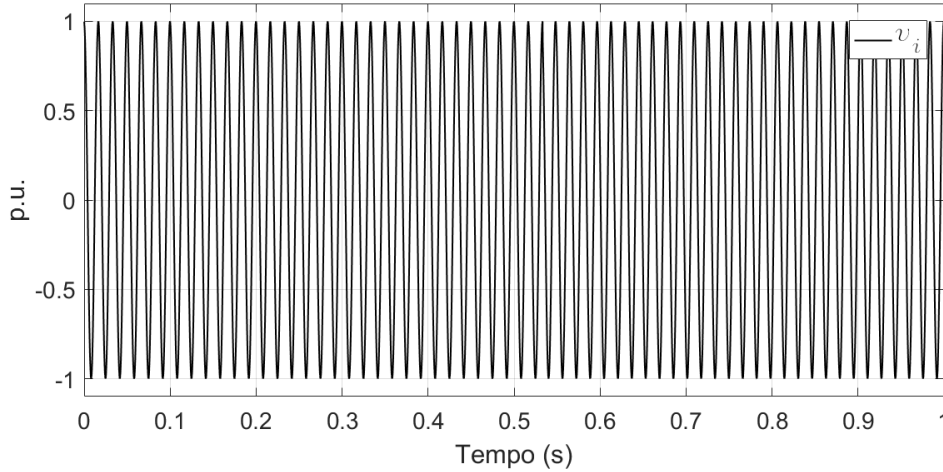


Figura 4.1: Sinal de entrada com mudança de frequência em 0,53 segundos.

Antes de comentar sobre os resultados obtidos, é necessário informar que todas as nomenclaturas utilizadas nos resultados, foram esclarecidas no capítulo anterior. A sigla REF é a frequência de referência.

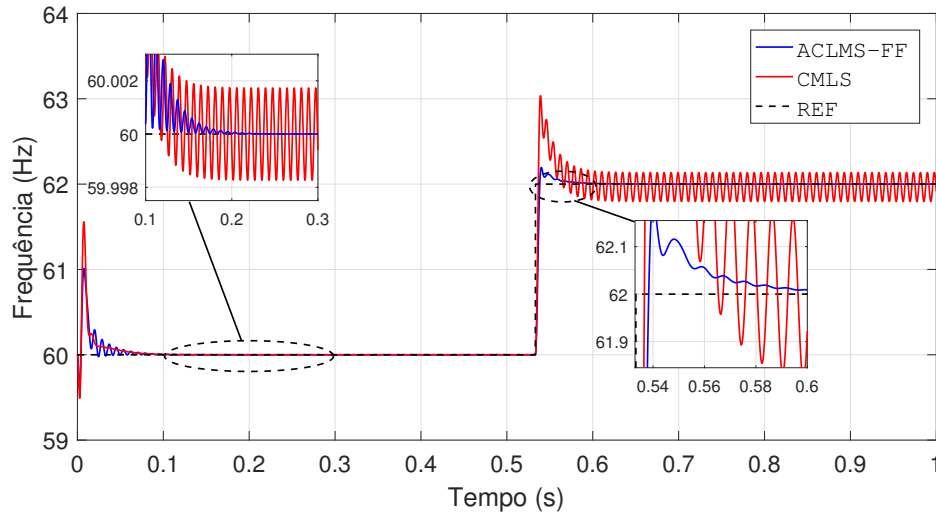


Figura 4.2: Estimação de frequência com mudança em 0,53 segundos.

Técnica	Frequência	
	TA (ms)	%SS
ACLMS-FF	12	0,32
CLMS	inf	1,69

TA = Tempo de acomodação
%SS = Sobre-sinal

Tabela 4.3: Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas em regime permanente.

A Figura 4.2 demonstra a estimação de frequência realizado pelos métodos ALCMS e CLMS dividida em duas etapas. Analisando a primeira etapa da figura, quando a frequência está em 60 HZ, é possível observar que ambos os métodos convergem ao mesmo tempo. Porém é visível uma pequena oscilação em regime permanente no método CLMS. Na segunda etapa, quando ocorre a mudança de frequência é visível um maior sobre sinal e um aumento da oscilação na estimação da frequência do método CLMS.

A Tabela 4.3 apresenta a quantificação dos resultados, baseando-se no TA e SS. É visível que o método no ACLMS possui um TA mais rápido no momento da mudança de frequência, além de um menor sobre-sinal. O CLMS não consegue ficar dentro da faixa limítrofe do TA de $\pm 0,25\%$ imposta para o teste após a mudança de frequência.

Com o resultado de ambos os teste, é evidente a diferença entre os métodos ACLMS e CLMS. Fica claro que a estimação por dois vetores de ponderação produz

um resultado mais eficiente. Por este motivo o presente trabalho optou pela escolha do método ACLMS como método principal.

4.4 Estimação de frequência em regime permanente

O teste realizado nesta seção é para saber o tempo de convergência dos algoritmos quando submetidos a um sinal de tensão em regime permanente sem adição de ruídos, e também se os algoritmos estão seguindo a frequência em estado estacionário de forma concisa. O sinal de tensão criado possui frequência de 60 Hz e uma taxa de amostragem de $f_s=6$ kHz (100 amostras por ciclo). A amplitude do sinal é dada em p.u. (por unidade), sendo a amplitude igual a 1 p.u. para um sinal em regime estacionário. O sinal de entrada (v_i) citado pode ser visualizado na Figura 4.3.

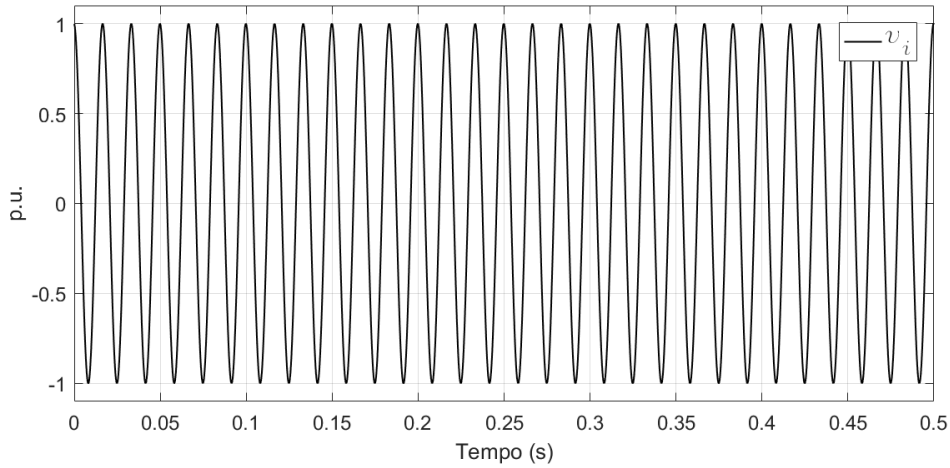


Figura 4.3: Sinal de entrada em regime permanente.

A Figura 4.4 demonstra a estimação de frequência realizado pelos métodos propostos baseados no ACLMS, além dos métodos FLL e TDF. É possível observar que o método FLL apresenta uma oscilação na estimação da frequência após a estabilização, próximo de 60,15 Hz, enquanto o ACLMS-FLL apresenta uma amplitude de 60,01Hz. Os outros métodos possuem uma estimativa bem próxima da frequência de referência.

A Tabela 4.4 apresenta a quantificação dos resultados, baseando-se no TA e SS. É visível que os métodos baseados no ACLMS possuem uma convergência mais rápida,

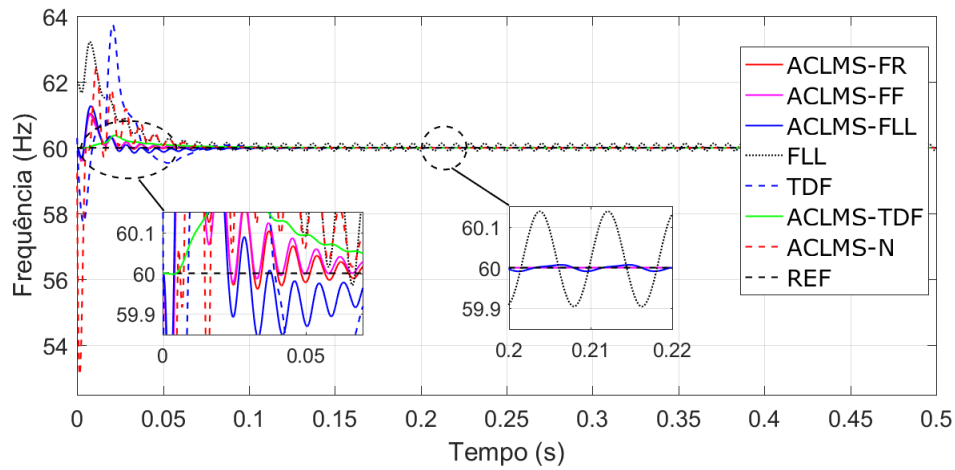


Figura 4.4: Estimação de frequência em regime permanente.

Frequência		
Técnica	TA (ms)	%SS
ACLMS-FR	29,50	1,76
ACLMS-FF	29,50	1,70
ACLMS-FLL	22,00	1,82
FLL	55,10	2,20
TDF	68,20	6,20
ACLMS-TDF	38,00	0,63
ACLMS-N	63,00	11,50

TA = Tempo de acomodação
%SS = Sobre-sinal

Tabela 4.4: Comparação da estimativa de frequência entre as diferentes técnicas em regime permanente.

além de um menor sobre-sinal, quando comparados aos outros métodos, com exceção do ACLMS-N, o qual possui o maior tempo de convergência e sobre-sinal, seguido pelos FLL e TDF. O ACLMS-TDF apresenta o menor SS dos métodos analisados, enquanto os ACLMS-(FR, FF e FLL) apresentam o menor TA.

4.5 Estimação de frequência em transitório de tensão

Nesta etapa são realizados dois testes para estimativa de frequência. O primeiro teste é feito para simular uma sobretensão no sistema, e o segundo teste é simulado afundamento de tensão no sistema.

4.5.1 Estimação de frequência em presença de uma sobretensão

O sinal de tensão criado para esse teste, possui frequência de 60 Hz e uma taxa de amostragem de $f_s=6$ kHz (100 amostras por ciclo). A amplitude do sinal é iniciada em 1 p.u.. A sobretensão ocorre em 0,53 segundos, onde o sinal de entrada parte de 1 p.u. para 1,2 p.u., aumentando assim em 20% quando comparado ao valor inicial. O sinal avaliado (v_i) pode ser visualizado na Figura 4.5.

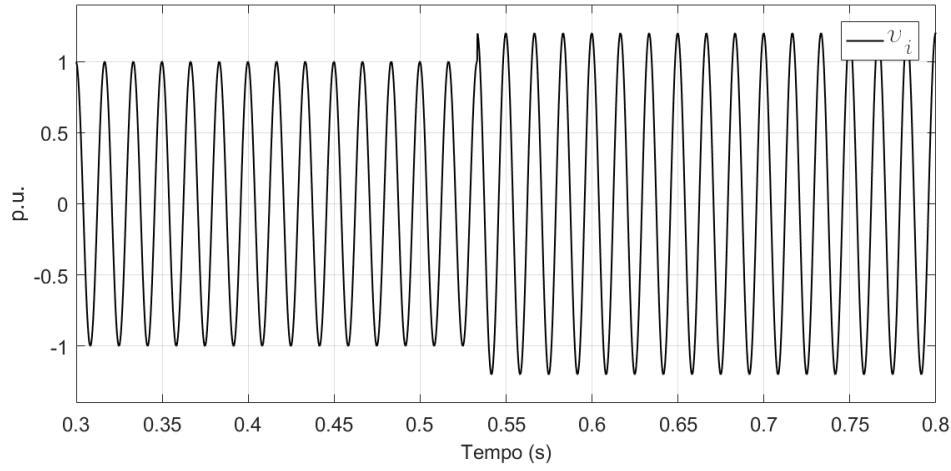


Figura 4.5: Sinal de entrada com sobretensão em 0,53 segundos.

A Figura 4.6, apresenta os resultados obtidos para estimação de frequência quando acontece uma sobretensão no sinal de entrada, conforme mostrou a Figura 4.5.

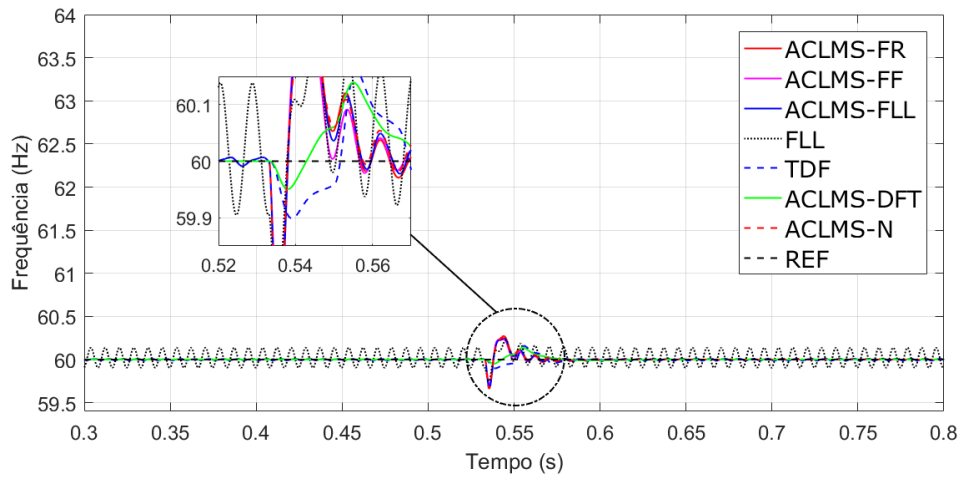


Figura 4.6: Estimação de frequência com sobretensão em 0,53 segundos.

Frequência		
Técnica	TA (ms)	%SS
ACLMS-FR	13,50	0,55
ACLMS-FF	13,20	0,47
ACLMS-FLL	13,40	0,55
FLL	22	0,43
TDF	25	0,23
ACLMS-TDF	0,00	0,15
ACLMS-N	13,15	0,57
TA = Tempo de acomodação		
%SS = Sobre-sinal		

Tabela 4.5: Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas em transitório de sobretensão.

Analisando a Figura 4.6, é possível observar uma pequena variação de frequência no momento em que ocorre o transitório de tensão no sinal de entrada. Isso acontece para todos os métodos analisados, sendo os métodos ACLMS-(FF, FR, FLL e N) os que apresentaram maiores oscilações, seguido pelo FLL. Contudo, todos obtiveram uma resposta rápida ao transitório.

A Tabela 4.5 mostra os resultados obtidos para a simulação desta sessão. É possível observar que o método ACLMS-TDF manteve-se dentro da faixa limite de 0,25% em todo momento, além disso foi o método que apresentou menor SS. Os métodos ACLMS's sem o filtro TDF apresentaram respostas similares. O FLL mantém a oscilação em regime permanente, assim como dito anteriormente.

4.5.2 Estimação de frequência em presença de afundamento de tensão

Para esta simulação o sinal de tensão criado, também possui frequência de 60 Hz e uma taxa de amostragem de $f_s=6$ kHz (100 amostras por ciclo). A amplitude do sinal é iniciada em 1 p.u.. O afundamento de tensão ocorre em 0,53 segundos, onde o sinal de entrada parte de 1 p.u. para 0,8 p.u., reduzindo assim em 20% o valor do sinal inicial. O sinal de entrada (v_i) pode ser visualizado na Figura 4.7.

A Figura 4.8, apresenta os resultados obtidos para estimação de frequência quando acontece afundamento de tensão no sinal de entrada. Observando a Figura 4.8, é possível notar uma pequena variação de frequência no momento em que ocorre o transitório de tensão no sinal de entrada, assim como o teste anterior.

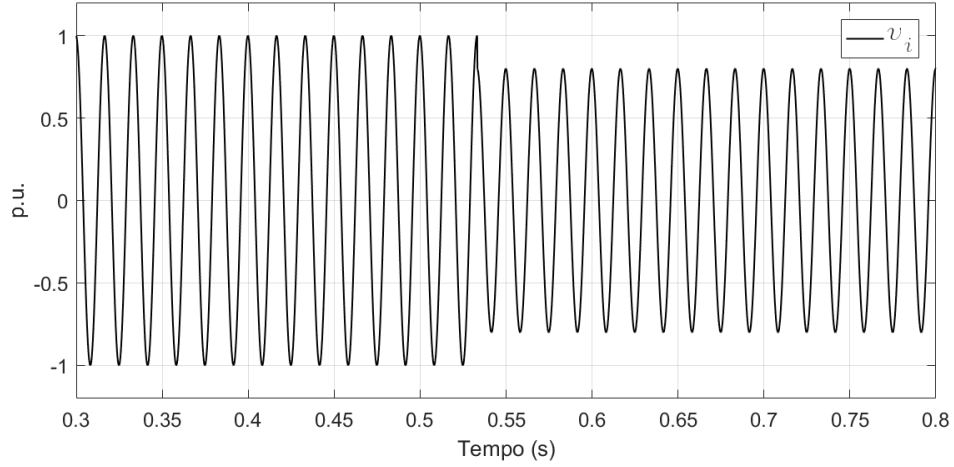


Figura 4.7: Sinal de entrada com subtenção em 0,53 segundos.

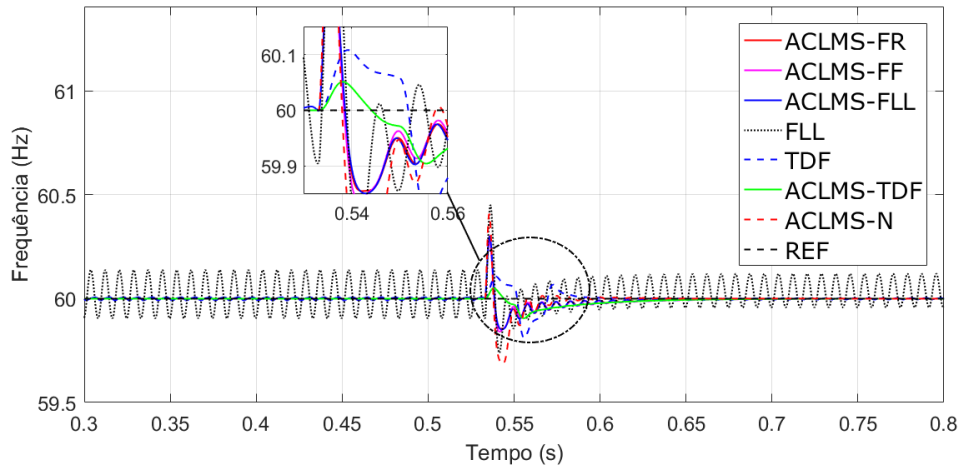


Figura 4.8: Estimação de frequência com subtenção em 0,53 segundos.

Analisando a Tabela 4.6, é visível uma melhor performance dos métodos ACLMS- (FLL e TDF), quando comparados aos métodos originais. Os outros métodos ACLMS's também apresentaram uma boa performance, com exceção do ACLMS-N, que possui SS maior. O TDF possui o TA mais lento.

Frequência		
Técnica	TA (ms)	%SS
ACLMS-FR	3,5	0,50
ACLMS-FF	9,0	0,45
ACLMS-FLL	3,5	0,50
FLL	9,0	0,75
TDF	29,0	0,28
ACLMS-TDF	0,00	0,10
ACLMS-N	14,00	0,68
TA = Tempo de acomodação		
%SS = Sobre-sinal		

Tabela 4.6: Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas em transitório de subtensão.

4.6 Estimação de frequência em sinal com mudança abrupta da frequência

Nesta seção é apresentado uma análise, quando ocorre mudança abrupta de frequência do sinal de entrada de tensão.

4.6.1 Aumento abrupto de frequência

O sinal de tensão criado, possui inicialmente uma frequência de 60 Hz, porém, em 0,53 segundos a frequência é incrementada em 2 Hz, atingindo 62 Hz de frequência, perdurando até o término da simulação. A taxa de amostragem é de $f_s=6$ kHz (100 amostras por ciclo). A amplitude do sinal é a mesma durante toda a simulação (1 p.u.). O comportamento do sinal de entrada (v_i) pode ser visualizado na Figura 4.9.

O comportamento da estimação de frequência pode ser visualizado na Figura 4.10. A figura pode ser analisada em duas etapas. A primeira etapa é possível observar que a estimação de frequência por ambos os métodos são fieis a frequência fundamental do sistema, com uma pequena oscilação nos métodos ACLMS-FLL e FLL, assim como aconteceu nos outros testes. A segunda etapa mostra o salto de frequência e então o acomodamento do sinal estimado em 62 Hz. É notório o SS nos métodos ACLMS-N e TDF, e também a permanência na oscilação das técnicas ACLMS-FLL e FLL. Após alguns milisegundos os outros métodos alcançam a frequência de referência (REF).

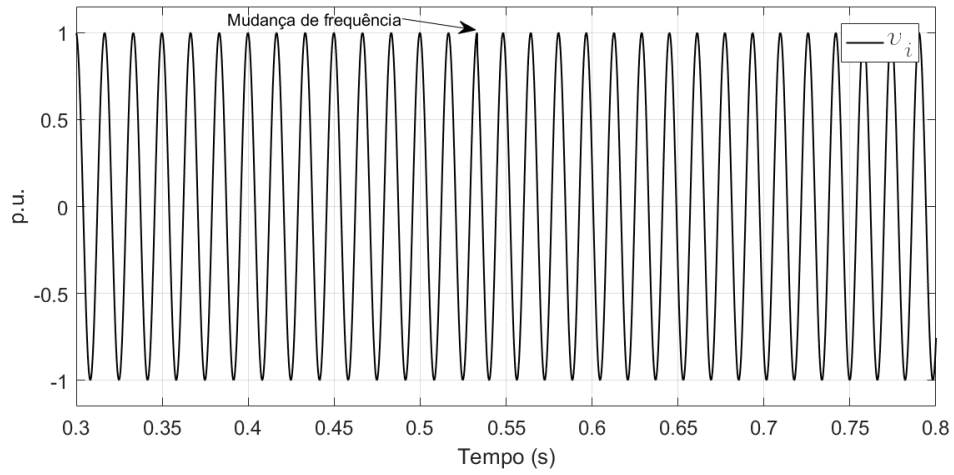


Figura 4.9: Sinal de entrada com sobre-frequência em 0,53 segundos.

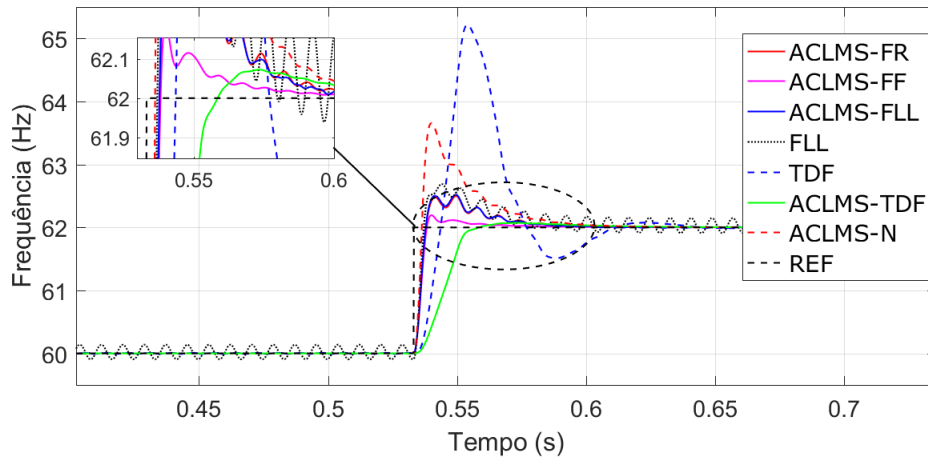


Figura 4.10: Estimação de frequência com sobre-frequência em 0,53 segundos.

Observando a Tabela 4.7 é possível notar uma melhor performance do método ACLMS-FF quando é analisado o TA. O método FLL apresentou o TA mais lento, devido a oscilação presente na estimação. Em termo de SS os métodos ACLMS apresentaram proximidade em seus valores, sem uma variação significativa. O método TDF teve o maior SS chegando a 5.3 %. Os método ACLMS-(FR, FF, TDF e FLL) apresentaram uma resposta mais rápida e dinâmica nesta análise.

Frequência		
Técnica	TA (ms)	%SS
ACLMS-FR	33	0,7
ACLMS-FF	12	0,36
ACLMS-FLL	33	0,8
FLL	99	1,5
TDF	39	5,3
ACLMS-TDF	22	0,11
ACLMS-N	41	3,2
TA = Tempo de acomodaco		
%SS = Sobre-sinal		

Tabela 4.7: Comparaco da estimacão de frequência entre as diferentes técnicas para um aumento abrupto de frequência.

4.7 Estimacão de frequência em sinal com distoro harmônica

Na presente seção serão apresentados os mesmo testes realizados anteriormente, porém com a adio de Harmônicos no sinal de tensão de entrada. Este teste é realizado para observar como os métodos se comportam quando há a presença de ruídos no sinal.

4.7.1 Presença de harmônico em regime permanente

O sinal de tensão criado possui uma frequência de 60 Hz, porém, agora é adicionado quinto, sétimo e décimo primeiro harmônico, todos com amplitude de 0,06 Volts. Assim como nos outros testes, a taxa de amostragem  de $f_s=6$ kHz (100 amostras por ciclo). A amplitude do sinal é a mesma durante toda a simulacão (1 p.u.). O comportamento do sinal de entrada (v_i) pode ser visualizado na Figura 4.11.

A partir da análise das Figuras 4.12 e 4.13,  possível observar que todos os método apresentam um leve ruído no sinal, com exceo dos métodos TDF e ACLMS-TDF.

A Tabela 4.8, mostra os resultados obtidos quando há a presença de harmônicos.  visível que os métodos ACLMS's apresentam oscilao na presença de harmônico, porém convergem para dentro da faixa limite de 0,25 % imposta para a análise.

Os método que apresentam melhor performance são os métodos TDF e ACLMS-TDF. Contudo os métodos ACLMS-N e FLL, não apresentam resultados satisfatório, devido a este motivos os métodos não serão mais analisados nos próximos testes, visto

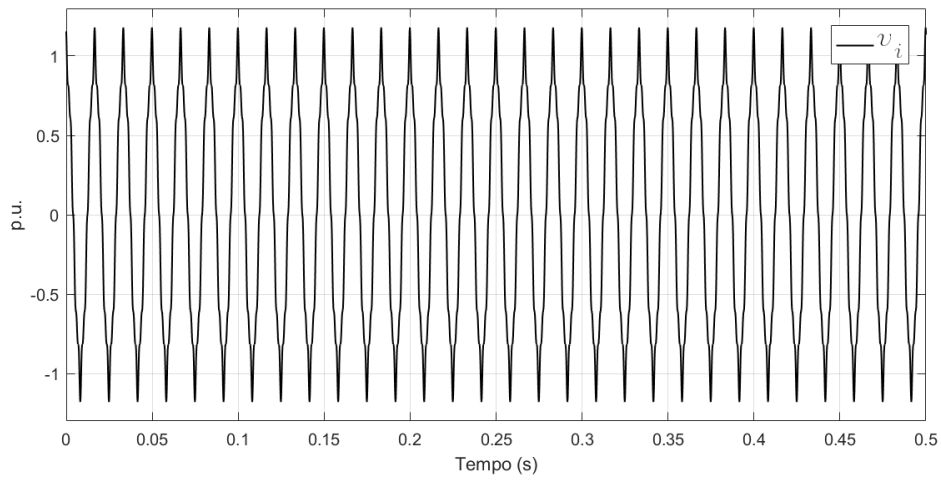


Figura 4.11: Sinal de entrada com harmônicos.

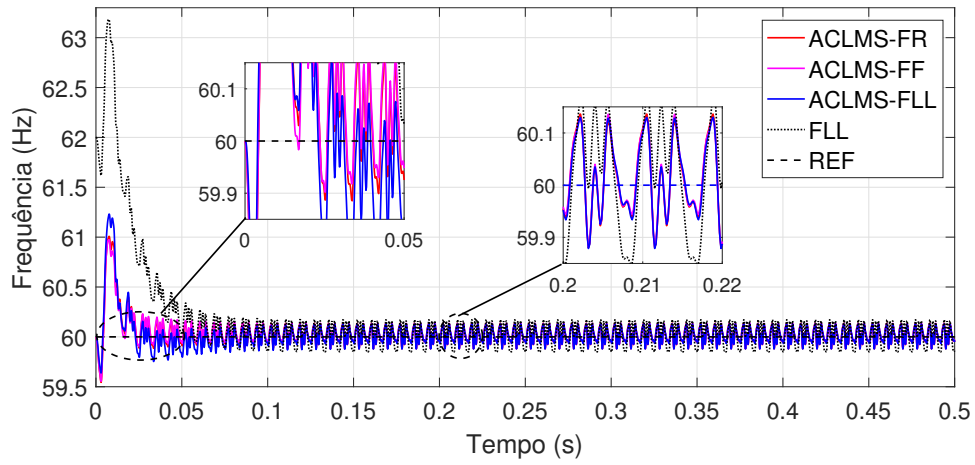


Figura 4.12: Estimação de frequência com Harmônicos parte 1.

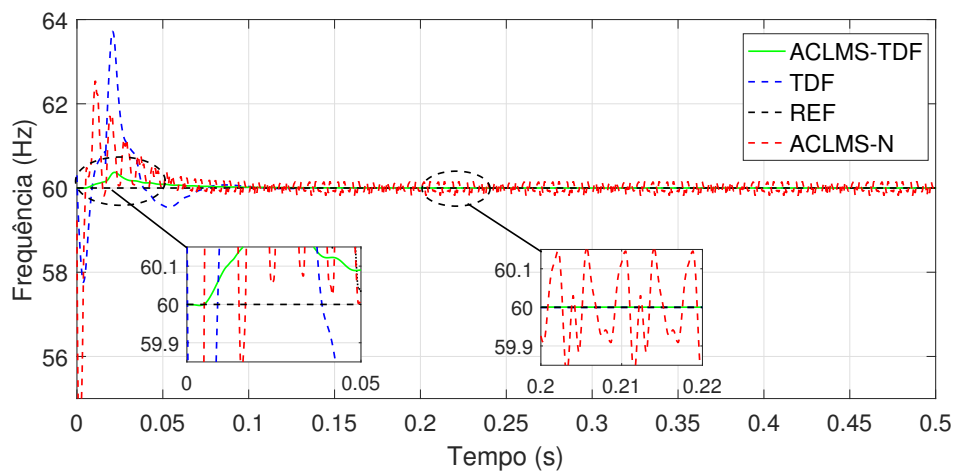


Figura 4.13: Estimação de frequência com Harmônicos parte 2.

Frequência		
Técnica	TA (ms)	%SS
ACLMS-FR	47	1.68
ACLMS-FF	65	1.65
ACLMS-FLL	47	1.71
FLL	inf	2
TDF	44	6.15
ACLMS-TDF	37	0,87
ACLMS-N	inf	10,38
TA = Tempo de acomodação		
%SS = Sobre-sinal		

Tabela 4.8: Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas para tensão com harmônicos.

4.7.2 Presença de harmônico em uma sobretensão

O sinal de tensão com harmônicas criado possui um acréscimo de 0,2 p.u. em 0,53 s no sinal, como é mostrado na Figura 4.14.

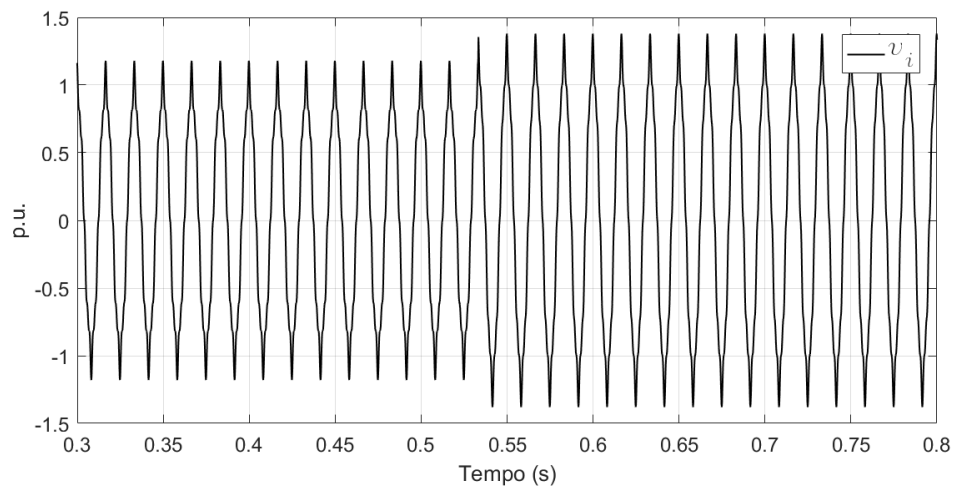


Figura 4.14: Sinal de entrada com harmônicos e sobretensão em 0,53 segundos.

Analisando as Figuras 4.15 e 4.16, é possível observar que todos os métodos apresentam um leve ruído no sinal, com exceção dos métodos TDF e ACLMS-TDF. No momento do transitório existe uma distorção mais acentuada, havendo uma pequena elevação de amplitude de 0,02 Hz para os métodos ACLMS's que não desfrutaram do filtro TDF para melhorar a estimação da frequência, como é visto no ACLMS-TDF.

Na Tabela 4.9, é possível conferir os resultados obtidos quando há a presença de

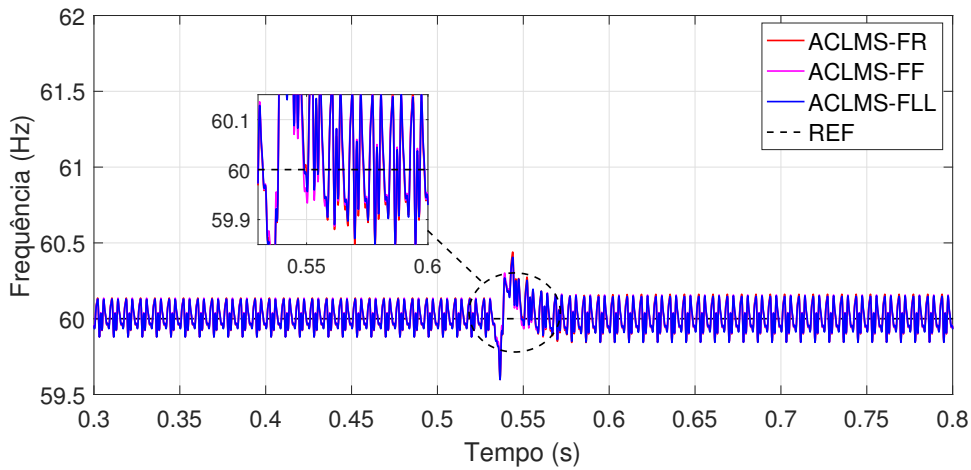


Figura 4.15: Estimação de frequência com Harmônicos e sobretensão parte 1.

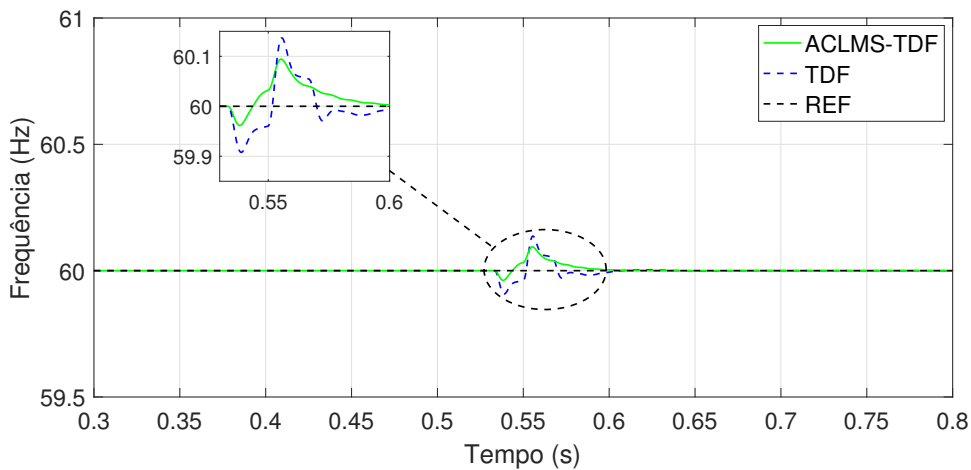


Figura 4.16: Estimação de frequência com Harmônicos e sobretensão parte 2.

harmônicos. É constatado que os métodos ACLMS's, os quais não possuem a adição do filtro TDF para eliminação dos ruídos, não conseguem se situar dentro da faixa limítrofe imposta nos testes após a elevação do sinal de tensão. Isso ocorre devido o pequeno acréscimo na amplitude causado pela adição de harmônicos e aumento de amplitude do sinal de entrada, prejudicando assim a estimação de frequência.

Contudo o método ACLMS-TDF apresenta um melhor resultado na presença dos harmônicos, obtendo SS menor de aproximadamente 0,16%, enquanto o método TDF alcança um valor 7% maior.

Frequência		
Técnica	TA (ms)	%SS
ACLMS-FR	inf	0,73
ACLMS-FF	inf	0,65
ACLMS-FLL	inf	0,67
TDF	0	0,23
ACLMS-TDF	0	0,16
TA = Tempo de acomodação %SS = Sobre-sinal		

Tabela 4.9: Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas para tensão com harmônicos e sobretensão.

4.7.3 Presença de harmônico em afundamento de tensão

Neste teste ocorre um decréscimo de tensão de 0,2 p.u. em 0,53 s no sinal de entrada de tensão, como pode ser visualizado na Figura 4.17.

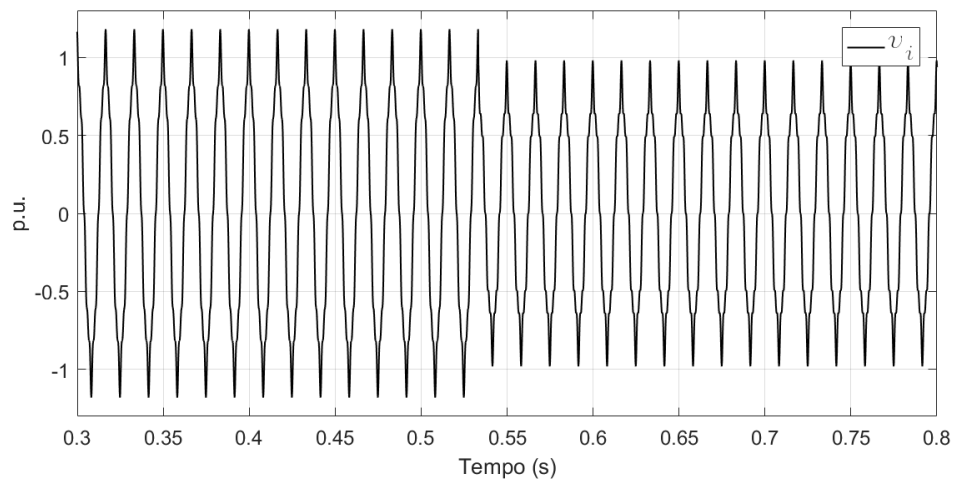


Figura 4.17: Sinal de entrada com harmônicos e subtensão em 0,53 segundos.

Observando a Figura 4.18, é visível que todos os métodos mantêm o ruído no sinal. No momento do transitório existe uma distorção mais acentuada, havendo um pequeno decréscimo de amplitude de 0,02 Hz para os métodos ACLMS's que não utilizam o filtro TDF.

Na Figura 4.19, é mostrado a comparação entre o método TDF e ACLMS-TDF. Existe um SS mais acentuado no método TDF, de aproximadamente 0,11 Hz maior que

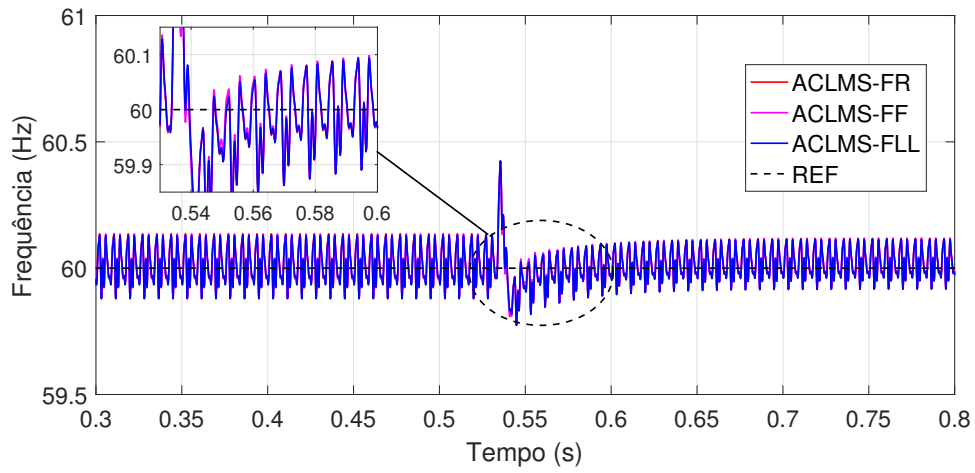


Figura 4.18: Estimação de frequência com harmônicos e subtensão parte 1.

no método ACLMS-TDF que é de 59,95 Hz.

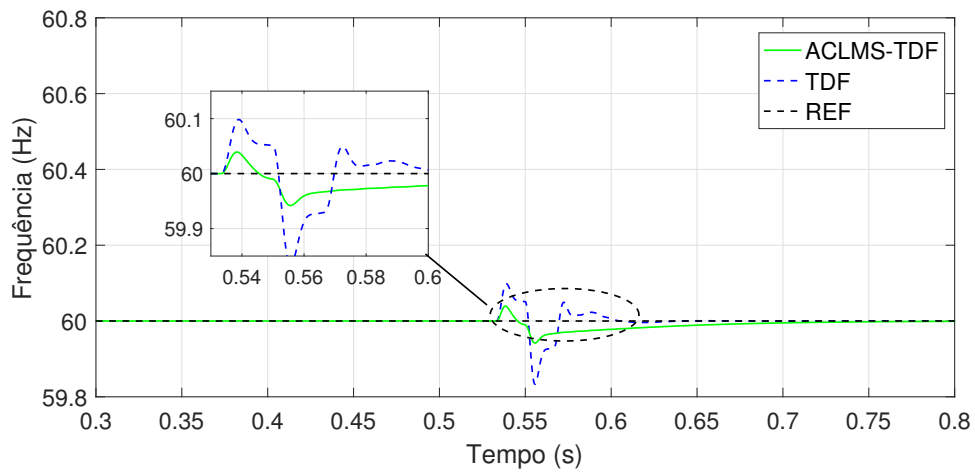


Figura 4.19: Estimação de frequência com harmônicos e subtensão parte 2.

A Tabela 4.10, mostra os resultados obtidos na presença de harmônicos e afundamento de tensão. Foi observado, que os métodos ACLMS's se mantêm dentro da faixa limite, porém oscilando. O método ACLMS-TDF sobre-sai entre os métodos, apresentado melhor SS e TA.

Frequência		
Técnica	TA (ms)	%SS
ACLMS-FR	30	0,71
ACLMS-FF	20	0,66
ACLMS-FLL	30	0,71
TDF	24	0,28
ACLMS-TDF	0	0,10
TA = Tempo de acomodação		
%SS = Sobre-sinal		

Tabela 4.10: Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas para tensão com harmônicos e subtensão.

4.7.4 Presença de harmônico com mudança abrupta de frequência

Neste teste ocorre um salto na frequência de 60 Hz para 62 Hz em 0,53 s no sinal de entrada de tensão, como pode ser visualizado na Figura 4.20.

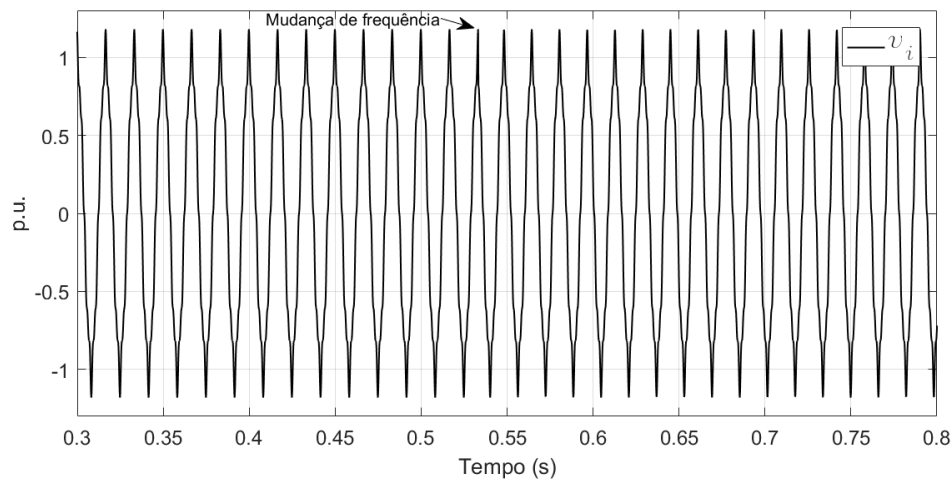


Figura 4.20: Sinal de entrada com harmônicos e mudança de frequência em 0,53 segundos.

Analisando a Figura 4.21, é possível observar que os métodos ACLMS-(FR, FF e FLL) mantêm o ruído com amplitude de 0,14 Hz no sinal após a estabilização devido à presença de harmônicos. Na Figura 4.22 é visto um SS de 65,18 Hz para o método TDF, atingindo o maior SS entre os métodos analisados, enquanto o ACLMS-TDF possui o menor SS entre os métodos, de aproximadamente 62,10 Hz.

A Tabela 4.11, mostra os resultados obtidos na presença de harmônicos e sobre-

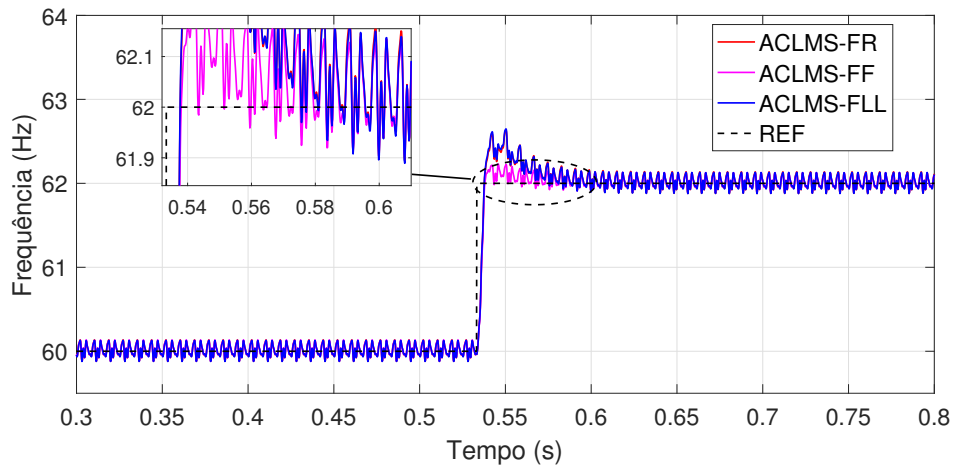


Figura 4.21: Estimação de frequência com harmônicos e sobre-frequência parte 1.

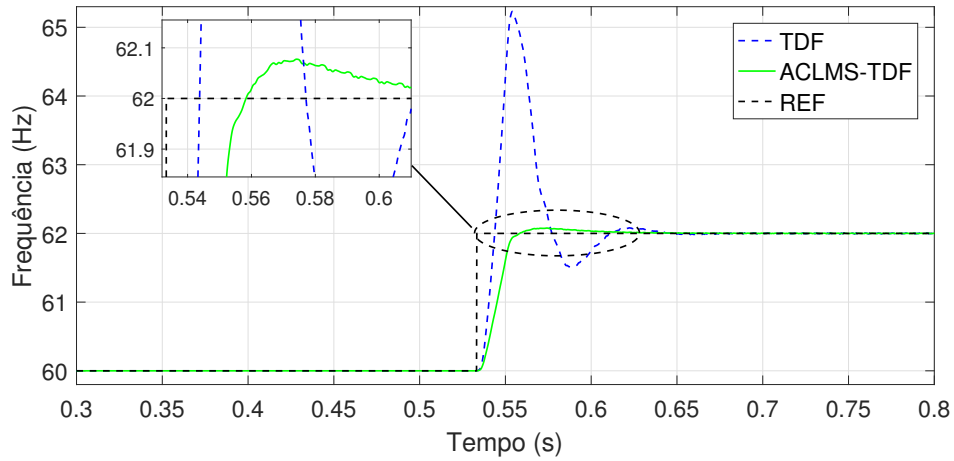


Figura 4.22: Estimação de frequência com harmônicos e sobre-frequência parte 2.

frequência. É possível observar pelos resultados uma estabilização mais rápida e menor SS no método ACLMS-TDF.

Frequência		
Técnica	TA (ms)	%SS
ACLMS-FR	64	1.0
ACLMS-FF	41	0,38
ACLMS-FLL	59	1.1
TDF	39	5.28
ACLMS-TDF	22	0,11
TA = Tempo de acomodação		
%SS = Sobre-sinal		

Tabela 4.11: Comparação da estimação de frequência entre as diferentes técnicas para sinal com harmônicos e sobre-frequência.

4.8 Situação de ilhamento

Nesta seção é analisado o comportamentos dos métodos de estimação de frequência em um sistema isolado quando submetido a uma situação de ilhamento. Antes de seguir com os testes, será feita uma breve introdução a este tema.

A Figura 4.23 representa o circuito equivalente de um sistema GD conectado ao SEP, alimentando uma carga de impedância constante. Quando a chave S está fechada o sistema GD está alimentando a carga em conjunto com o SEP. Porém, no momento de uma contingência, a chave S será aberta desconectando e isolando o sistema GD do SEP, assim as potências ativa (P_r) e reativa (Q_r) da rede serão nulas restando e apenas o sistema GD estará injetando potências ativa (P_{gd}) e reativa (Q_{gd}) no ponto de acoplamento comum (V_{PAC}).

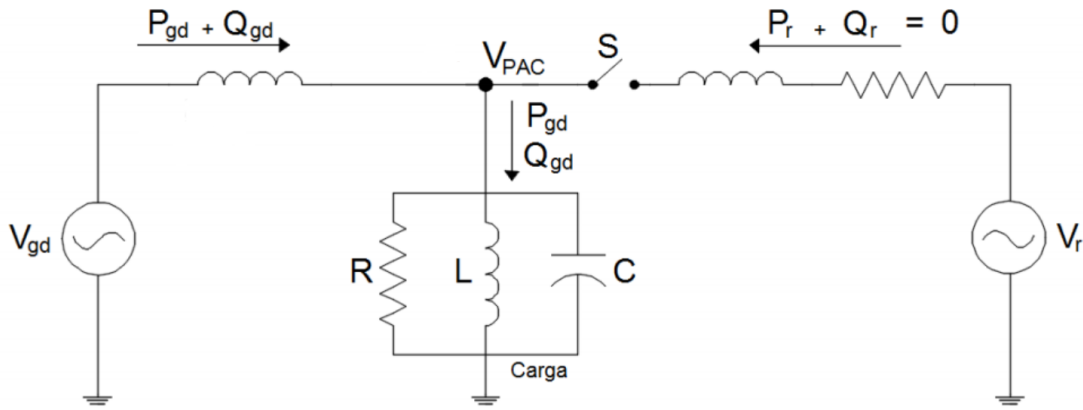


Figura 4.23: Circuito equivalente do Sistema GD conectado ao SEP com disjuntor aberto.

Segundo a norma IEEE Std 929-2000, para realização de testes de ilhamento deve ser utilizada uma carga RLC em sintonia com a frequência da rede, [50]. Esta carga pode ser dimensionada através das seguintes expressões:

$$R_L = \frac{V_{rms}^2}{P_{inv}} \quad (4.1)$$

$$L_L = \frac{V_{rms}^2}{2\pi f_r P_{inv} FQ} \quad (4.2)$$

$$C_L = \frac{P_{inv} FQ}{2\pi f_r V_{rms}^2} \quad (4.3)$$

Para definir os valores de R , L e C é utilizado os seguintes parâmetros de sistema: o valor de tensão quadrático médio (V_{rms}) no ponto de acoplamento comum é 127 V; a frequência da rede (f_r) é 60 Hz; o fator de qualidade (FQ) é 2,5 e a potência do inversor é 254 Kw. Desse modo chegou-se aos seguintes valores da carga: $R = 63,5\Omega$, $L = 104,43mH$ e $C = 67,37\mu F$.

No entanto caso utiliza-se os valores acima, seria encontrado uma frequência de ressonância de 60 Hz, como pode ser confirmado pela Eq. 4.4. Porém para finalidades práticas e com intuito de encontrar um desvio na frequência para que os algoritmos analisados possam seguir, será considerado um valor 20% maior no indutor, ou seja, $L = 125,31mH$, obtendo assim, $f_{res} = 54.81Hz$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.4)$$

Para emular o sistema GD conectado ao SEP em condição de ilhamento, é considerado o circuito montado em Simulink, o qual pode ser visualizado na Figura 4.24.

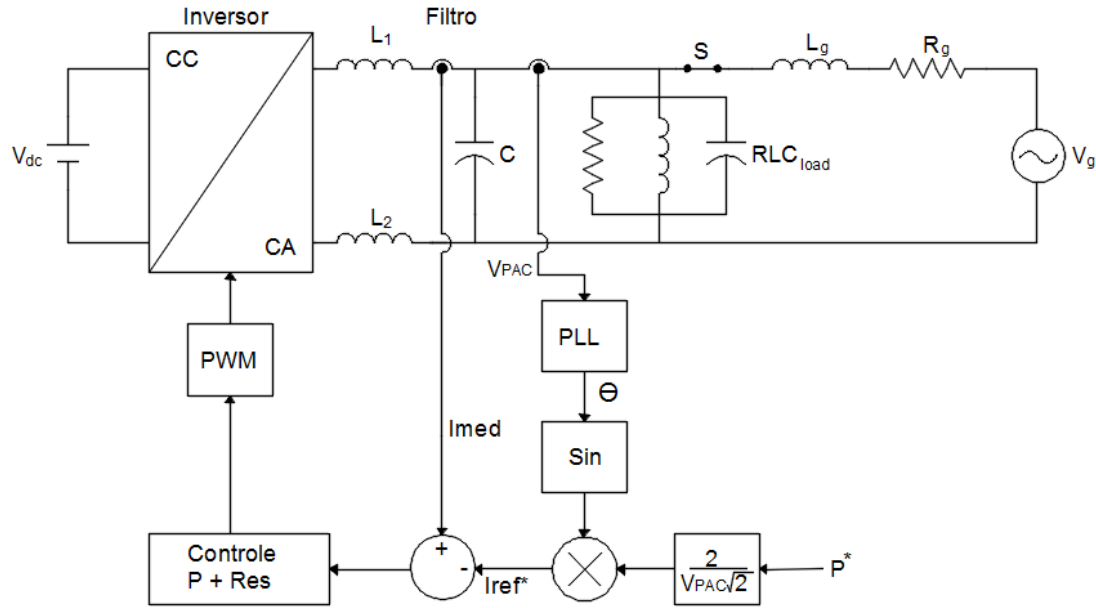


Figura 4.24: Circuito Montado no Simulink.

No teste de ilhamento, o sistema GD é desconectado do SEP em 0,4 segundos, a partir deste momento a chave S será aberta e apenas o sistema GD fornecerá energia elétrica para a carga. Para análise dos métodos serão observados o sinal de tensão entrada e a frequência no PAC, assim como feito anteriormente.

A Figura 4.25, mostra o sinal de tensão no PAC. É possível notar uma pequena variação na amplitude da tensão no momento da abertura da chave S, retornando ao normal em 0,6 s.

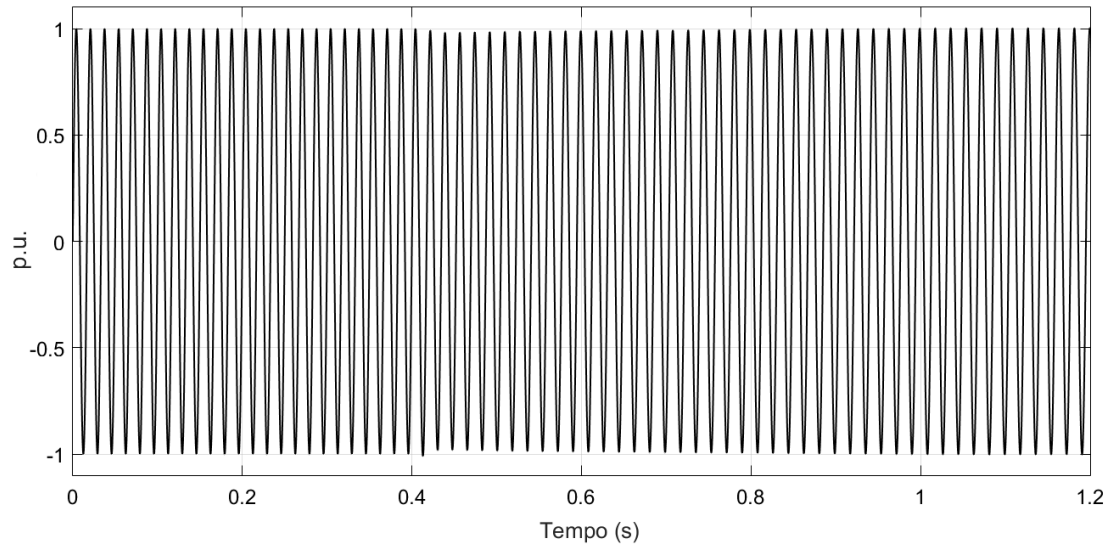


Figura 4.25: Tensão no PAC em P.u..

Analisando a Figura 4.26, é possível observar inicialmente um alto SS no método TDF, seguido pelos métodos ACLMS sem a filtragem dos ruídos. Já o ACLMS-TDF apresenta um pequeno SS. Além disso, os métodos ACLMS-FLL e TDF diferentemente dos outros métodos, apresentaram uma pequena oscilação no sinal estimado.

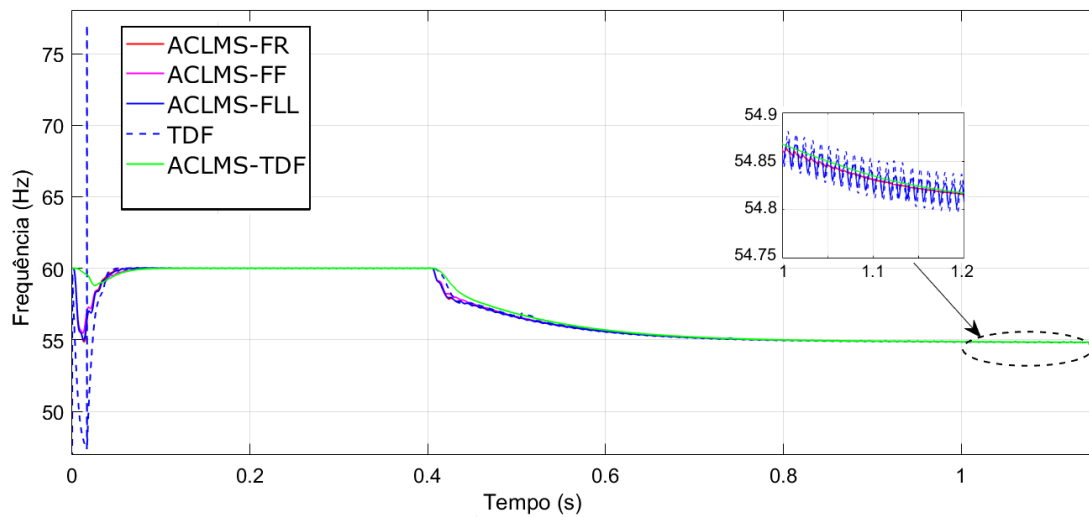


Figura 4.26: Estimação de frequência em situação de ilhamento.

No decorrer da simulação, os métodos apresentaram um comportamento seme-

lhante, alcançando a frequência calculada de 54,81 Hz, conforme calculado anteriormente.

4.9 Resultados experimentais

Para avaliação completa dos métodos envolvidos, é realizado um teste com um sinal extraído do experimento em tempo real.

A Figura 4.27 mostra a montagem experimental de um sistema de geração distribuída capaz de gerar sinal de tensão. O sistema é composto pelo módulo de testes da Texas Instruments (modelo - TMDSHV1PHINVKIT). O módulo possui um DSP (modelo - TMS320F28335) o qual controla o inversor monofásico. O sistema também possui uma fonte auxiliar que fornece a tensão contínua para alimentar o módulo de testes, o circuito dobrador de tensão que trabalha em conjunto com o Variac para entregar uma tensão estável ao terminal do inversor e por fim o transformador isolador, que tem a função de conectar a saída do inversor com a rede elétrica da concessionária de energia.

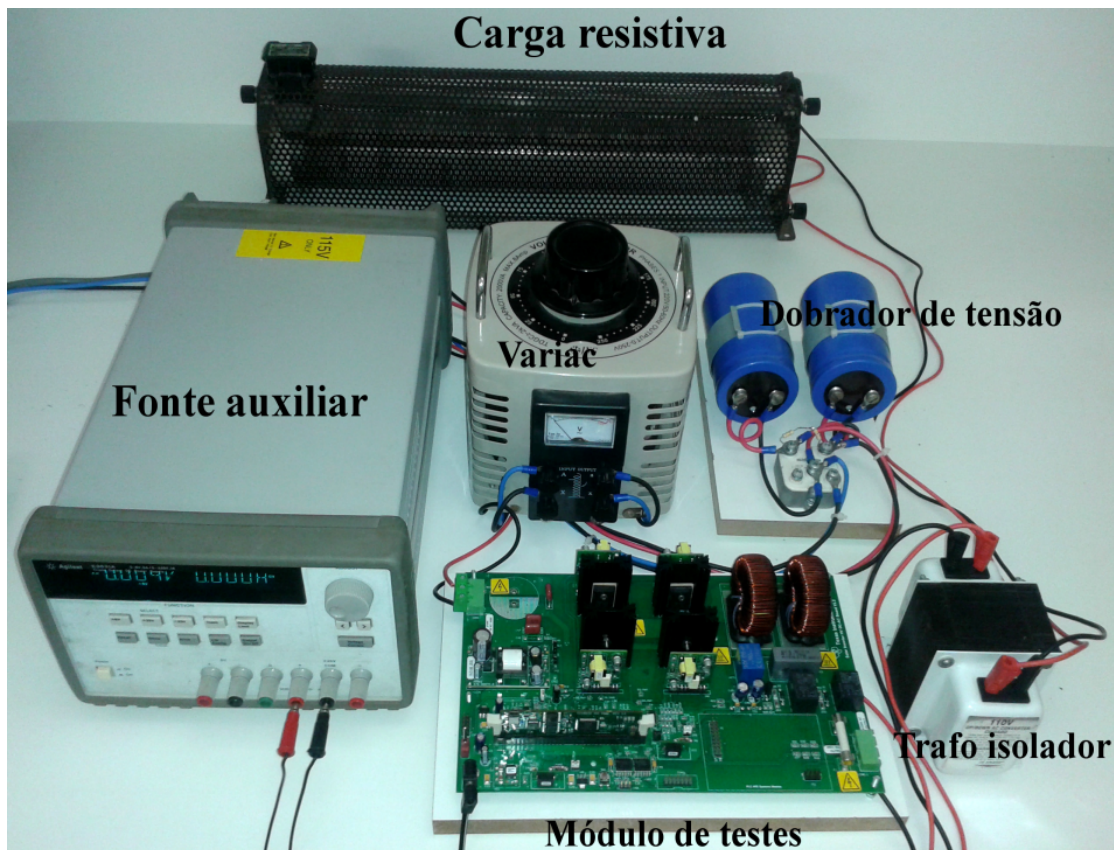


Figura 4.27: Circuito equivalente do Sistema GD conectado ao SEP com disjuntor aberto.

Nesta etapa são realizados dois testes com o sinal de tensão extraído do PAC do

sistema descrito acima. O primeiro teste é realizado para uma sobretensão e o segundo para um degrau de frequência. vale a pena lembrar que nestes testes, não possuímos o controle do sinal analisado e o número de amostras já é pré definido pelo sistema.

4.9.1 Salto de tensão para o sinal experimental

Assim como realizado anteriormente neste teste é feito uma mudança na amplitude de tensão de 1 p.u para 1,2 p.u em 1,76 segundos, alcançando picos de 1,3 p.u, como pode ser visualizado na Figura 4.28. De acordo com o sistema (Fig. 4.27) a taxa de amostragem por ciclo é em torno de 17 amostras.

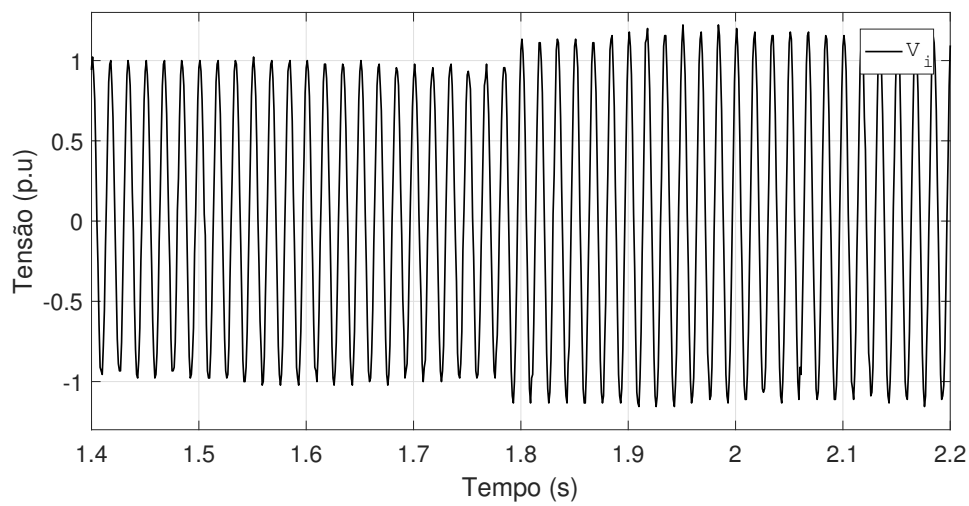


Figura 4.28: Sinal de tensão de entrada com salto de tensão.

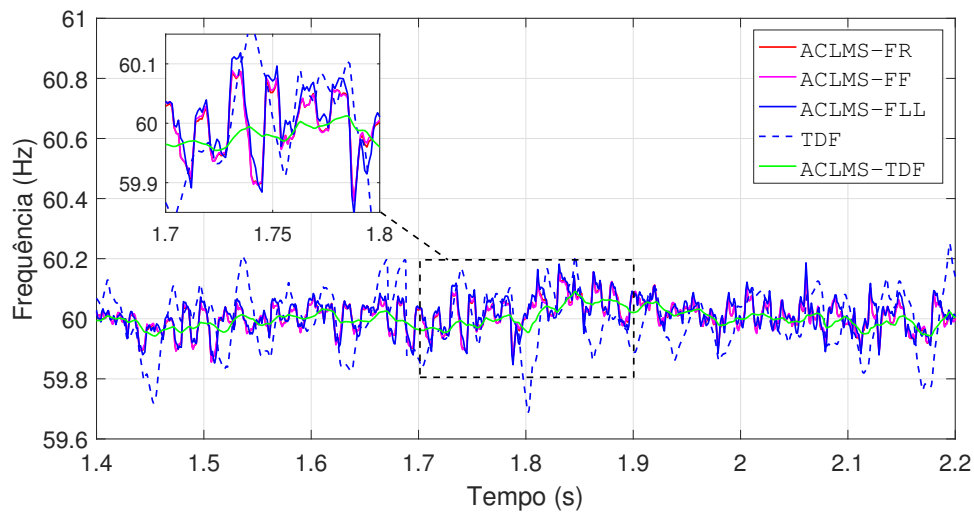


Figura 4.29: Valor da frequência estimada para um salto de tensão.

O comportamento da frequência é mostrado na Figura 4.29. É visível que os métodos apresentam oscilações no decorrer da estimação, com picos de $\pm 0,15$ Hz para os métodos ACLMS-(FR, FF e FLL) e picos de $\pm 0,30$ Hz para o método TDF. O método ACLMS-TDF apresenta uma menor variação de frequência, atingindo valores de $\pm 0,05$ Hz, mostrando-se mais próximo da frequência fundamental que as demais técnicas. Vale salientar que no momento do salto de tensão, os algoritmos não apresentaram mudanças significativas.

4.9.2 Degrau de frequência para o sinal experimental

Para o teste de degrau de frequência é utilizado o sinal de tensão experimental mostrado na Figura 4.30. Assim como o sinal, o número de amostras por ciclo é de 17. O sinal possui amplitude de 1 p.u, com variações de $\pm 0,2$ p.u tando para o ciclo positivo quanto para o negativo.

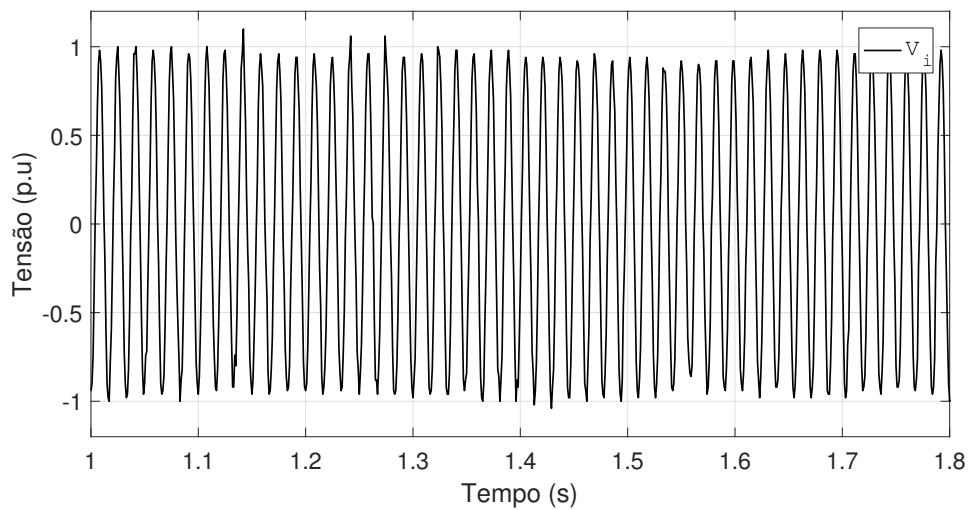


Figura 4.30: Sinal de tensão de entrada com mudança de frequência.

A mudança de frequência ocorre em 1,33 Segundos e pode ser observada na Figura 4.31. A figura mostra pequenas oscilações de aproximadamente 0,2 Hz para os métodos ACLMS-FR, ACLMS-FF e ACLMS-FLL, e maiores oscilações para o método TDF, chegando a aproximadamente 0,8 Hz. O método ACLMS-TDF, assim como anteriormente apresenta menores variações, chegando a aproximadamente 0,1 Hz.

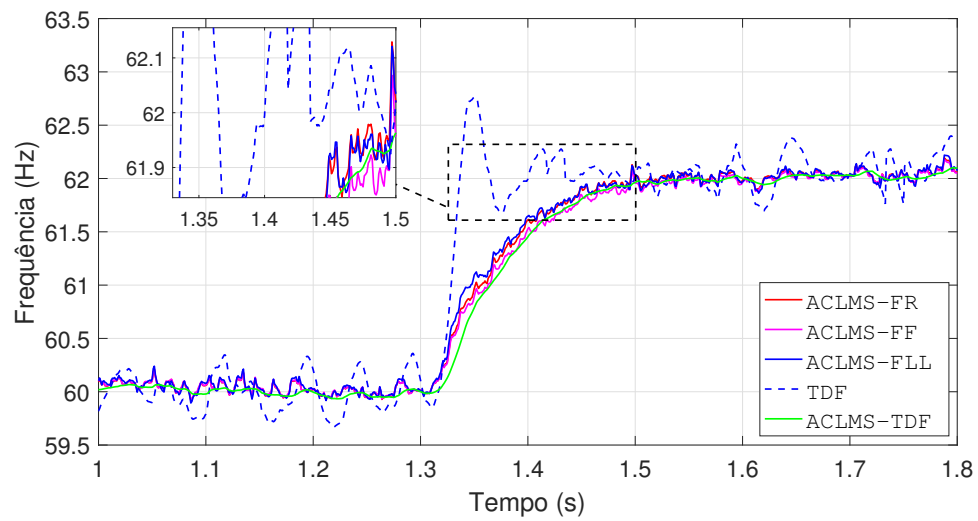


Figura 4.31: Valor da frequência estimada para mudança de frequência.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalhos futuros

O presente capítulo é direcionado para realização dos comentários dos métodos propostos nesta dissertação, assim como a proposição de trabalhos futuros.

5.1 Conclusões

O presente trabalho apresentou um estudo de técnicas de estimação de frequência para sistemas isolados monofásicos. Foram comparadas técnicas capazes de mensurar a frequência do sistema elétrico em diversas situações, tais como, sobre/afundamento de tensão, sobre-frequência, presença de harmônicos e em caso de ilhamento de um sistema de produção de energia elétrica através de placas solares. Todas as simulações foram realizadas em MATLAB 2016a e Simulink (ferramenta contida no software MATLAB 2016a).

Neste trabalho na primeira análise, foram comparados os métodos baseados no LMS em sua versão complexa e aumentada (CLMS e ACLMS-FF e). O método ACLMS-FF se mostrou um comportamento mais eficiente e rápido para estimar a frequência do que o CLMS. Mostrando que a utilização de dois vetores de ponderação foi mais eficaz do que apenas um.

Os métodos ACLMS propostos, FLL e TDF, foram avaliados em duas etapas, com e sem a adição de harmônicas. Na primeira etapa todos os métodos tiveram resultados satisfatório, sendo que os métodos propostos ACLMS-(FR, FF, FLL e TDF) apresentaram uma melhor performance quando comparados ao TDF e FLL. Contudo

o método ACLMS-N apresentou um resultado não tão bom quanto os outros métodos ACLMS's, pois o mesmo sempre obteve os valores mais elevados de TA e SS devido à normalização utilizada, a qual não se mostrou eficiente.

Na segunda etapa foi acrescentado harmônicos no sinal de entrada e então todos os testes foram repetidos. Os métodos FLL e ACLMS-N, não atingiram os critérios de avaliação impostos, apresentando resultados maiores que 0,25% e ficando fora da faixa limiar, sendo então excluídos das avaliações seguintes. Foi também observado que os métodos ACLMS-(FR, FF e FLL) apresentaram oscilações de frequência na presença de harmônicos, porém, ficaram abaixo do valor de 0,25% imposto pela faixa limítrofe. O método ACLMS-TDF apresentou o melhor resultado entre as técnicas analisadas, alcançando valores medianos de 0,13% para SS e 11 ms para TA, enquanto o método TDF alcançou resultados de 2,78% e 34 ms para SS e TA respectivamente. Logo a adição do filtro adaptativo ACLMS no algoritmo TDF proporciona melhores resultados.

É necessário salientar que na presença de harmônicos, os métodos ACLMS's necessitam de uma filtragem do sinal de entrada de tensão, pois os mesmos sofrem com ruídos na estimação, podendo comprometer o resultado ou até mesmo disparar a proteção de forma não intencional, caso seja utilizado em um sistema real.

No geral os métodos derivados do FLL e TDF que utilizaram o algoritmo ACLMS para mensurar a frequência, apresentaram melhores resultados durante os testes realizados. Sendo assim, os métodos aqui propostos aparentaram ser mais robustos, quando comparado às técnicas já consolidadas na literatura, tais como o método TDF e FLL.

5.2 Trabalho futuros

Para continuação do presente trabalho, propõe-se os seguintes estudos:

- implementação do algoritmo proposto para detecção de ilhamento em sistemas de geração distribuída monofásica;
- estudo dos métodos propostos para sincronização de sistema de geração distribuída através da frequência. .

Referências Bibliográficas

- [1] World Energy Council WEC Project Partners Marsh McLennan Companies and Swiss Re Corporate Solutions. *World Energy Perspective The road to resilience managing and financing extreme weather risks*. 2015.
- [2] L. YUPING and et al. A study on effect of dispersed generator capacity on power system protection. In *Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting*, page 1–6, June 2007.
- [3] A. GIRIGS and S. BRAHMA. Effect of distributed generation on protective device coordination in distribution system. In *Proceedings of IEEE, Large Engineering Systems Conference on Power Engineering, LESCOPE*, page 115–119, July 2001.
- [4] A. A. Sallam and O. P. Malik. *Distributed Generation*. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [5] Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL. *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST - Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica*. Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL, 2018.
- [6] D. Barbosa, R. M. Monaro, D. V. Coury, and M. Oleskovicz. A modified least mean square algorithm for adaptive frequency estimation in power systems. In *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, pages 1–6, July 2008.
- [7] I. Egido, F. Fernández-Bernal, P. Centeno, and L. Rouco. Maximum frequency deviation calculation in small isolated power systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, 24(4):1731–1738, November 2009.

- [8] L. Sigrist, Ignacio Egidio, and L. Rouco. A method for the design of ufls schemes of small isolated power systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, 27(2):951–958, May 2012.
- [9] S. Kumar Bengani. Estimation of power system frequency, May 2013.
- [10] Li Tan. *Digital Signal Processing Fundamentals and Applications*. Elsevier, 2008.
- [11] E. C. Ifeachor and B. W. Jervis. *Digital Signal Processing: A Practical Approach*. Addison-Wesley, 1993.
- [12] B. farhang Boroujeny. *Adaptive Filter Theory and Applications*. Wiley, 2013.
- [13] B. Widrow, J. McCool, and M. Ball. The complex lms algorithm. *Proceedings of the IEEE*, 63(4):719 – 720, April 1975.
- [14] A. K. Pradhan, A. Routray, and A. Basak. Power system frequency estimation using least mean square technique. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 20(3):1812 – 1816, July 2005.
- [15] L. Sigrist, Ignacio Egidio, and L. Rouco. Frequency estimation by demodulation of two complex signals. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 12(1):157–163, Jan 1997.
- [16] S. Javidi, M. Pedzisz, S. Goh, and D. P. Mandic. The augmented complex least mean square algorithm with application to adaptive prediction problems. in *Proc. 1st IARP Workshop Cogn. Inf. Process.*, page 54–57, Jan 2008.
- [17] Y. Xia and D. P. Mandic. Widely linear adaptive frequency estimation of unbalanced three-phase power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 61(1):789 – 795, Jan 2012.
- [18] D. P. Mandic and V. S. L. Goh. *Complex Valued Nonlinear Adaptive Filters Non-circularity, Widely Linear and Neural Models*. Wiley, 2009.
- [19] Y. Xia, D. P. Mandic, and A. H. Sayed. An adaptive diffusion augmented clms algorithm for distributed filtering of noncircular complex signals. *IEEE Signal Processing Letters*, pages 659–662, Sep 2011.

- [20] A. Khalili, A. Rastegarnia, and S. Sanei. Robust frequency estimation in three-phase power systems using correntropy-based adaptive filter. *IET Science Measurement Technology*, v. 9, n. 8, page 928–935, Mar 2015.
- [21] A. Khamis and et al. Islanding detection and load shedding scheme for radial distribution systems integrated with dispersed generations. *IET Generation, Transmission Distribution*, v. 9, n. 15, page 2261–2275, Jun 2015.
- [22] F. Xiao, L. Dong, L. Li, and X. Liao. A novel open-loop frequency estimation method for single-phase grid synchronization under distorted conditions. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(3):1287 – 1297, Mar 2017.
- [23] M. A. Abdourraziq, S. Abdourraziq, M. Maaroufi, M. Tlemcani, and C. Darab. Experimental results of photovoltaic emulator systems. In *International Conference on Electromechanical and Power Systems (SIELMEN)*, pages 261–265, Oct 2017.
- [24] Bruna N. de Andrade, Luiz H. S. Silva, Alfeu J. Sguarezi Filho, and Fabiano F. Costa. Enhanced sogi-pll by moving-average filter and one-cycle fourier algorithm. *IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Dec 2017.
- [25] Y. Yang, L. Hadjidemetriou, F. Blaabjerg, and E. Kyriakides. Benchmarking of phase locked loop based synchronization techniques for grid-connected inverter systems. *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, July 2015.
- [26] M. Saitou, N. Matsui, and T. Shimizu. A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation. In *Proceedings of the Industry Applications Conference (IAS'03)*, 2:1222–1227, Oct 2003.
- [27] S. M. Silva, B. M. Lopes, J. C. Filho, R. P. Campana R. P., and W. C. Bosventura. Performance evaluation of pll algorithms for single-phase grid-connected systems. In *In Proceedings of the Industry Applications Conference (IAS'04)*, page 2259–2263, Oct 2004.

- [28] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg. In proceedings of the iee power electronics special conference (pesc'06). In *International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pages 1–7, Jun 2006.
- [29] Q. Zhong and T. Hornik. *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [30] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [31] D. G. Patiño, E. G. G. Erira, E. E. Rosero, and J. R. Fuelagán. Sogi-fl for synchronization and fault detection in an inverter connected to the grid. In *International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Jan 2016.
- [32] J. S. Park, T. H. Nguyen, and D. C. Lee. Advanced sogi-fl scheme based on fuzzy logic for single-phase grid-connected converters. In *Journal of Power Electronics*, volume 14, Jan 2014.
- [33] A. Phadake, J. Thorp, and M. Adamiak. A new measurement technique for tracking phasor, local system frequency, and rate change of frequency. *Power Apparatus and System, IEEE Transactions on*, 1983. v. 95, n. 5, pages 1025–1038, May 1983.
- [34] C. Duque, P. Silveira, P. Ribeiro, and A. Cerqueira. *Power Systems Signal Processing for Smart Grids*. Ed. Wiley 2014.
- [35] T. Lobos and j. Rezmer. Real-time determination of power system frequency. iee transactions on instrumentation and measurement. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 1, pages 887–881, August 1997.
- [36] P.K. Dash, A.K. Pradhan, and G. Panda. Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex kalman filter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 16(3):761 – 766, Jul 1999.
- [37] G.Panda P.K.Dash, R.K.Jena and A. Routray. An extended complex kalman filter for frequency measurement of distorted signals. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 49(4):746–753, Ago 2000.

- [38] A. Routray, A. K. Pradhan, and K. P. Rao. A novel kalman filter for frequency estimation of distorted signals in power systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 51(3):469–479, Jun 2002.
- [39] C. Huang, C. Lee, K. Shih, and Y. Wang. Frequency estimation of distorted power system signals using a robust algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 23(1):41 – 51, Jan 2008.
- [40] S. Reza, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis. Accurate estimation of single-phase grid voltage fundamental amplitude and frequency by using a frequency adaptive linear kalman filter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(4):1226 – 1235, Out 2016.
- [41] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, and A. F. Souza. Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications. *IEEE Transactions Industry Electron*, 55(8):2923–2932, Ago 2004.
- [42] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani. A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments. *IEEE Transactions Power Systems*, 19(3):1263–1270, Ago 2004.
- [43] S. Golestan, M. Monfared, and F. D. Freijedo. Design-oriented study of advanced synchronous reference frame phase-locked loops. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(2):765 – 778, Fev 2013.
- [44] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Mújal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1):127 – 138, Abr 2010.
- [45] J. Matas, H. Martín, J. Hoz, A. Abusorrah, Y. A. Al-Turki, and M. Al-Hindawi. A family of gradient descent grid frequency estimators for the sogi filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(7):5796 – 5810, Set 2018.
- [46] M. S. Sachdev and M. M. Giray. A least square technique for determining power

- system frequency. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-104(2):437–443, Feb 1985.
- [47] I. Kamwa and R. Grondin. Fast adaptive schemes for tracking voltage phasor and local frequency in power transmission and distribution systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 7(2):789 – 795, Abr 1992.
- [48] T. Aboulnasr and K. Mayyas. A robust variable step-size lms-type algorithm: analysis and simulations. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 45, n. 3, page 631–639, Mar 1997.
- [49] R. Dorf and R. Bishop. *Modern control systems*. A. Weasley, 2010.
- [50] IEEE STD 929. Ieee std 929-2000 ieee recommended practice for utility interface of photovoltaic (pv) systems. *IEEE*, 2000.