

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ODAIR DE BARROS JUNIOR

**ESTUDO DE UM COMBINADOR LINEAR DE FOURIER APLICADO À
REDES ELÉTRICAS MONOFÁSICAS**

VITÓRIA
2015

ODAIR DE BARROS JUNIOR

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo - UFES, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação

Coorientador: Prof. Dr. Anselmo Frizera Neto

VITÓRIA
2015

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Setorial Tecnológica,
Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

C136a Barros Jr, Odair, 1986-
Estudo de um Combinador Linear de Fourier Aplicado à
Rede Elétrica Monofásica/ Odair de Barros Junior. – 2015.
89 f. : il.

Orientador: Lucas Frizera Encarnação.
Coorientador: Anselmo Frizera Neto
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. *Phase-Locked Loop*. 2. Harmônicos (Ondaselétricas). 3.
Fourier Linear Combiner. 4. *Weighted-Frequency Fourier Linear
Combiner*. 4. Processamento de Energia. I. Encarnação, Lucas
Frizera. II. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro
Tecnológico. III. Título.

CDU: 621.3

ODAIR DE BARROS JUNIOR

Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 23 de abril de 2015.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação - Orientador

Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

Prof. Dr. Anselmo Frizera Neto – Coorientador

Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

Prof. Dr. Evandro Ottoni Teatini Salles

Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

Prof. Dr. João Amin Moor Neto

**Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Sockow da Fonseca
– CEFET/RJ**

*“They say a little knowledge is a dangerous thing,
but it's not one half so bad as a lot of ignorance.”*

(Terry Pratchett)

À minha companheira, Mirela e à minha família.

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais, Odair e Solange, por terem deixado eu desmontar meu autorama para entender o funcionamento. Isso foi fundamental para que me tornasse engenheiro. Estendo os agradecimentos para as minhas irmãs Cintia, Simone, Amanda e Luana, por me incentivarem a montar o autorama novamente.

Também agradeço minha companheira Mirela, por todo apoio que me foi ofertado nos momentos que precisei e por todas as vezes que me acordou para continuar o trabalho. Minha sogra Nazaré por não repetir a ladainha sobre genros que fazem mestrado. Aos demais parentes dela, a vó Dona Clélia e a prima Lilian e familiares por sempre lembrar de mim nos encontros de família.

Do mesmo modo, quero agradecer aos meus orientadores, Prof. Lucas Encarnação e Anselmo Frizera, pela confiança para realização deste trabalho, por todos os ensinamentos prestados, pelo tempo disponibilizado, exaustivas correções, conselhos e pela paciência sem precedentes.

A todos os professores do LEPAC e do PPGEE por ter me acolhido durante todo o período do mestrado, sempre permitindo o desenvolvimento das minhas habilidades, aos professores Jussara Fardin, Domingos Simonetti, José Luis Freitas, Wilson Aragão e Paulo Menegaz, pelo aconselhamento em tantas horas. À Tia Fátima pelo cafezinho na hora precisa e as conversas breves do início da manhã.

Não poderia deixar de lembrar os colegas de laboratório: Flávio Oliveira, Gabriel Taqueti, Rachel Campagnaro, Alcebíades Bessa, Leonardo Caires, Luciano Medina, Daniel Carletti, Rodrigo Fiorotti, Thiago Amorim, Tiago Salles, Thiago Malavasi, Weder Totola, Stefanie Schwab, Jhonny Barzola, Geisa Moura, Ronimar Volkens, Arthur Amorim, Clainer Bravin e Tiara Freitas. Um abraço cordial a todos vocês.

A todos os companheiros e irmãos da Escola do Evangelho Allan Kardec, pelo amparo espiritual que nunca me faltou. A Aloisi e Ivone Massote e toda a sua família por nos apoiar em todos os momentos.

Ao Guilherme Batista pela conversão de *float* para ASCii.

Àqueles amigos incondicionais de todas as horas: Paloma Leal, Vanessa Lima, Gabriela Marques, Gustavo Oliveira, Kennedy Lirio, Gabriel Marques, Diego Ferrari, Cleberson Vasques, Verona Aguiar, William Suzaki, Ricardo Pesente, Bruna Oliveira, Manoela Martins,

Eduardo Cavalcante, Adma Santiago, Karen Laissa, Jaqueline Feniman e Raquel Rosa, dentre outros tantos que são lembrados por mim.

Agradeço aos membros da comissão avaliadora Evandro Salles e João Moor.

A CAPES pelo apoio financeiro concedido, sem o qual esta pesquisa não teria sido possível.

Resumo

Em sistemas de potência é cada vez maior a busca por recursos computacionais e eletrônicos para melhora da eficiência e qualidade da rede elétrica. Para que se possa realizar um processamento de energia adequado é necessário detectar em tempo real os sinais de tensão e corrente da rede elétrica. Este trabalho propõe uma adaptação do algoritmo do *Fourier Linear Combiner* e do *Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner*, já estabelecidos em aplicações de engenharia biomédica, em sistemas de potência. Nesse contexto, o algoritmo foi implementado no *software* PSCAD/EMTDC em comparação com outros algoritmos de detecção de sinais de tensão. Os testes implementados abordaram a detecção da fundamental e componentes harmônicos. Além disso, posteriormente o algoritmo foi embarcado em um *Digital Signal Processing* (DSP), para que se obtivessem dados experimentais.

Abstract

The search for computer and electronic resources to improve electrical network efficiency and power quality is increasing. In order to perform an adequate power processing is necessary to detect in real time the voltage and current signals from the power grid. This paper proposes an adaptation of the algorithm Fourier Linear Combiner and Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner, established in biomedical engineering applications to work in power systems applications. In order to obtain experimental data, the algorithm was implemented in electromagnetic transient software PSCAD/EMTDC in comparison with other detection algorithms voltage signals. The implemented tests addressed the detection of the fundamental and harmonic components. Further, the algorithm was subsequently loaded into a Digital Signal Processing (DSP), in order to obtain experimental data.

Sumário

Sumário	xi
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas.....	xv
Capítulo 1: Introdução.....	16
1.1. Objetivos do Trabalho	18
1.1.1. Objetivos Gerais	18
1.1.2. Objetivos Específicos	18
1.2. Organização do Trabalho.....	18
Capítulo 2: Algoritmos de Detecção de Tensão.....	20
2.1. Histórico do PLL	20
2.1.1. PLL Baseado Na Teoria p-q	22
2.1.2. <i>Quadrature PLL (QPLL)</i>	30
2.1.3. Integradores Generalizados de Segunda Ordem (<i>SOGI</i>).....	35
2.2. Conclusão	42
Capítulo 3: Proposta de Um Algoritmo Detector de Sinais de Tensão	43
3.1. Séries de Fourier.....	43
3.2. Combinador Linear de Fourier (FLC)	44
3.2.1. Determinação do Ganho ou Passo μ	46
3.3. Combinador Linear de Fourier com Frequência Adaptativa (WFLC)	47
3.4. Estrutura WFLC/FLC	49
3.4. Comparação entre o WFLC/FLC e o PLL original	49
3.5. Conclusão	51
Capítulo 4: Aplicação e Análise do <i>WFLC/FLC</i> em Sistemas de Energia.....	52
4.1. Variações de Amplitude	52
4.1.1. Tensão de Regime Permanente	53
4.1.2. Variação de Tensão de Curta Duração	53
4.2. Variação de Frequência	55
4.3. Variação de fase.....	55
4.4 Harmônicos.....	55
4.5. Determinação dos passos μ do FLC e μ e μ_0 do WFLC	57
Capítulo 5: Simulação e Seus Resultados	59

5.1. Sistema Simulado	59
5.2. Resultados de Simulação	60
5.2.1. Detecção de Sinais Periódicos	60
5.2.2. Variações de Tensão de Curta Duração	61
5.2.3. Variações de Frequência	64
5.2.4. Variações de Fase	66
5.2.5. Detecção de Harmônicos	69
Capítulo 6: Testes de Bancada	72
6.1. Sistema Embarcado e Hardware	72
6.2. Resultados dos Testes de Bancada	73
6.2.1. Variações de Tensão de Curta Duração	73
6.2.2. Detecção de Harmônicos	77
Capítulo 7: Conclusões	80
7.1. Trabalhos Apresentados	80
7.2. Sugestões para Trabalhos Futuros	81
Referências Bibliográficas	82
Apêndice A: Produção Científica	84

Lista de Figuras

Figura 1: Diagrama de Blocos do <i>Apparatus for receiving frequency-modulated waves</i> [14]	20
Figura 2: Estrutura do <i>PLL</i> de Grebene [15]	21
Figura 3: Diagrama de Blocos do <i>PLL</i> original [13]	22
Figura 4: <i>PLL</i> baseado na Teoria p-q [5]	23
Figura 5: Detecção de sinal senoidal do <i>PLL</i> baseado em Teoria p-q – Eixo alfa	24
Figura 6: Detecção de sinal senoidal do <i>PLL</i> baseado em Teoria p-q – Eixo beta	24
Figura 7: Frequência detectada pelo <i>PLL</i> baseado em Teoria p-q	25
Figura 8: <i>PLL</i> monofásico baseado em Teoria p-q [18]	26
Figura 9: Detecção de sinal senoidal do <i>PLL</i> baseado em Teoria p-q – Monofásico	27
Figura 10: Erro na detecção de sinal senoidal do <i>PLL</i> baseado em Teoria p-q – Monofásico	28
Figura 11: Frequência detectada de um sinal senoidal pelo <i>PLL</i> baseado em Teoria p-q - Monofásico	28
Figura 12: Detecção de sinal distorcido do <i>PLL</i> baseado em Teoria p-q – Monofásico	29
Figura 13: Erro na detecção de sinal distorcido do <i>PLL</i> baseado em Teoria p-q – Monofásico	29
Figura 14: Frequência detectada de um sinal distorcido pelo <i>PLL</i> baseado em Teoria p-q - Monofásico	30
Figura 15: Diagrama de Blocos do <i>QPLL</i> [6]	31
Figura 16: Detecção de sinal senoidal do <i>QPLL</i>	32
Figura 17: Erro na detecção do sinal senoidal do <i>QPLL</i>	32
Figura 18: Frequência detectada de um sinal senoidal do <i>QPLL</i>	33
Figura 19: Detecção de sinal distorcido do <i>QPLL</i>	33
Figura 20: Erro na detecção de sinal distorcido do <i>QPLL</i>	34
Figura 21: Frequência detectada de sinal distorcido do <i>QPLL</i>	34
Figura 22: Filtro utilizando Integrador Generalizado (<i>GI</i>) [7]	35
Figura 23: Estrutura Diferenciada para o filtro de frequência variável [7]	36
Figura 24: <i>FLL</i> acoplado junto ao <i>SOGI-QSG</i> [7]	37
Figura 25: <i>SOGI-QSG</i> e <i>FLL</i> com o ganho de normalização do <i>FLL</i> inserido [7]	38
Figura 26: Detecção de sinal senoidal do <i>SOGI-QSG</i>	38
Figura 27: Erro na detecção do sinal senoidal do <i>SOGI-QSG</i>	39
Figura 28: Frequência detectada de sinal senoidal do <i>SOGI-QSG</i>	39
Figura 29: Detecção de sinal distorcido do <i>SOGI-QSG</i>	40
Figura 30: Erro na detecção de sinal distorcido do <i>SOGI-QSG</i>	40
Figura 31: Detecção de Frequência de sinal distorcido do <i>SOGI-QSG</i>	41

Figura 32: Combinador Linear de Fourier (<i>FLC</i>) [24].....	46
Figura 33: Diagrama de Blocos do <i>WFLC</i> [34].....	48
Figura 34: Estrutura <i>WFLC/FLC</i>	49
Figura 35: Comparação entre o <i>PLL</i> original e o <i>WFLC/FLC</i>	50
Figura 36: Detecção de tensão senoidal do <i>WFLC/FLC</i>	60
Figura 37: Erro da detecção de sinal senoidal do <i>WFLC/FLC</i>	60
Figura 38: Frequência detectada de um sinal senoidal do <i>WFLC/FLC</i>	61
Figura 39: Detecção de elevação de tensão do <i>WFLC/FLC</i>	62
Figura 40: Erro da detecção de elevação de tensão do <i>WFLC/FLC</i>	62
Figura 41: Transitório de frequência do <i>WFLC/FLC</i> durante detecção de elevação de tensão	63
Figura 42: Detecção de afundamento de tensão do <i>WFLC/FLC</i>	63
Figura 43: Erro de detecção de afundamento de tensão do <i>WFLC/FLC</i>	64
Figura 44: Transitório de frequência do <i>WFLC/FLC</i> durante detecção de afundamento de tensão	64
Figura 45: Detecção de variação de frequência do <i>WFLC/FLC</i>	65
Figura 46: Comportamento da tensão do <i>WFLC/FLC</i> durante detecção de variação de frequência.....	65
Figura 47: Erro de detecção de tensão do <i>WFLC/FLC</i> durante detecção de degrau de frequência.....	66
Figura 48: Transitório do <i>WFLC/FLC</i> durante detecção de avanço de fase de 45°	66
Figura 49: Erro do <i>WFLC/FLC</i> durante detecção de avanço de fase de 45°	67
Figura 50: Transitório de frequência do <i>WFLC/FLC</i> durante detecção de avanço de 45°	67
Figura 51: Transitório do <i>WFLC/FLC</i> durante detecção de atraso de fase de 45°	68
Figura 52: Erro do <i>WFLC/FLC</i> durante detecção de atraso de fase de 45°	68
Figura 53: Transitório de frequência do <i>WFLC/FLC</i> durante detecção de atraso de 45°	69
Figura 54: Detecção de sinal distorcido do <i>WFLC/FLC</i>	69
Figura 55: Erro de detecção de sinal distorcido do <i>WFLC/FLC</i>	70
Figura 56: Detecção da fundamental de um sinal distorcido do <i>WFLC/FLC</i>	70
Figura 57: Oscilação de frequência na detecção de um sinal distorcido do <i>WFLC/FLC</i>	71
Figura 58: <i>Hardware</i> utilizado para coleta dos dados de bancada	72
Figura 59: Foto da bancada montada com todos os seus componentes	73
Figura 60: Detecção de elevação de tensão do <i>WFLC/FLC</i> - bancada	74
Figura 61: Erro de detecção de elevação de tensão do <i>WFLC/FLC</i> - bancada	74
Figura 62: Transitório de frequência durante detecção de elevação de tensão do <i>WFLC/FLC</i> - bancada	75
Figura 63: Detecção de afundamento de tensão do <i>WFLC/FLC</i> - bancada	75

Figura 64: Erro de detecção de afundamento de tensão do <i>WFLC/FLC</i> - bancada.....	76
Figura 65: Transitório de Frequência durante detecção de afundamento de tensão do <i>WFLC/FLC</i> - bancada	76
Figura 66: Detecção de sinal tensão distorcida do <i>WFLC/FLC</i> - bancada.....	77
Figura 67: Detecção da fundamental de tensão distorcida do <i>WFLC/FLC</i> - bancada.....	77
Figura 68: Oscilação de frequência na detecção de um sinal distorcido do <i>WFLC/FLC</i> - bancada	78

Lista de Tabelas

Tabela 1: Sinal de entrada senoidal em distorção harmônica.....	26
Tabela 2: Sinal de entrada com distorção harmônica	27
Tabela 3: Resultados dos <i>PLLs</i> para o sinal senoidal.....	41
Tabela 4: Resultados dos <i>PLLs</i> para o sinal distorcido	41
Tabela 5: Faixas de classificação aplicadas à rede de baixa tensão nominal [8].....	53
Tabela 6: Classificação de Variações de Tensão de Curta Duração [8]	54
Tabela 7: Valores de Tensão adotados para análise do <i>WFLC/FLC</i>	54
Tabela 8: Variação de frequência conforme PRODIST [8]	55
Tabela 9: Níveis de referência para Distorções Harmônicas Individuais de Tensão [8].....	56
Tabela 10: Determinação de μ_{FLC}	57
Tabela 11: Determinação de μ_{WFLC} e μ_0	58
Tabela 12: Ganhos escolhidos para o <i>WFLC/FLC</i>	58
Tabela 13: Configuração do <i>softwarePSCAD/EMTDC</i> para a simulação do <i>WFLC/FLC</i>	59
Tabela 14: Detecção da distorção harmônica	71
Tabela 15: Parâmetros da Fonte <i>CHROMA</i> utilizada para os testes de bancada.....	72
Tabela 16: Configuração da comunicação serial.....	73
Tabela 17: Detecção da distorção harmônica pelo <i>DSP</i>	78

Capítulo 1: Introdução

No Brasil, em 2013, foram gerados mais de 570 TWh de energia elétrica e foram consumidos 516,33 TWh. Quando comparados aos valores de 2012, é possível detectar um aumento de 3,17% e 3,6% na produção e consumo respectivamente [1]. Ao lado do crescimento da energia elétrica, está o acréscimo da utilização de circuitos baseados em semicondutores. Tais circuitos, denominados não lineares, se utilizam de chaveamentos na tensão e corrente elétricas e acabam por deformar a forma de onda.

Cargas não lineares causam a circulação de correntes não senoidais em equipamentos elétricos. O aumento de correntes não senoidais é responsável por diversos possíveis problemas em uma rede elétrica, dentre eles:

- Sobreaquecimento de transformadores, motores e bancos de capacitores.
- Deformação das formas de onda de corrente e tensão.
- Interferência em sistemas eletrônicos e de comunicação.
- Queima de equipamentos e dispositivos [2].

Devido a isso, as concessionárias possuem uma preocupação cada vez maior para que possam manter a qualidade da tensão distribuída, evitando multas por parte da ANEEL e custos de substituição de equipamentos danificados [3]. A presença de harmônicos na rede é então um fator que deve ser combatido com grande esforço por parte das concessionárias. A redução dos harmônicos pode ser realizada por filtros passivos, ativos ou híbridos. No caso de filtros ativos e híbridos, é necessário que seja feita a compensação dos componentes harmônicos injetando uma corrente de mesma frequência, amplitude e fase defasada em 180°. O efeito é a mitigação dos componentes harmônicos minimizando os efeitos causados pelas cargas não lineares à rede elétrica. [4].

Em paralelo, o avanço das áreas de eletrônica de potência, qualidade de energia e eficiência energética, ocasionaram a construção de uma nova área de processamento de energia. Pesquisas envolvendo *Smart Grids* e microrredes necessitam que o processamento de energia seja realizado de forma rápida e eficiente para que garantam toda a melhoria necessária [19].

Em comum, todas essas áreas necessitam saber em tempo real informações sobre a tensão e corrente do sistema. Para se obter essas informações é necessário utilizar alguma técnica de sincronização ou *PLL (Phase-Locked Loop)*.



Na literatura existem diversas técnicas de sincronização, Entre as mais difundidas está *PLL* proposto por Rolim que consiste na utilização da Teoria p-q para detecção do sinal de tensão [5].

Em 2004, Karimi-Ghartemani propôs um algoritmo com uma estrutura derivada do método gradiente-descendente, o *QPLL*. O sinal de entrada é composto de duas componentes em quadratura. Um erro calculado entre o sinal de entrada e o sinal estimado realimenta o sistema [6].

O detector baseado na teoria *Second Order Generalized Integrators (SOGI)* utiliza um controlador proporcional-ressonante que introduz um ganho infinito na frequência de ressonância. Este controlador proporcional-ressonante, é construído utilizando um integrador de segunda ordem, que origina o nome deste *PLL*.

Porém, esta estrutura é dependente da determinação prévia da frequência do sinal que se quer estimar. Para que o *PLL* não perca sua eficiência junto às oscilações de frequência da rede, uma estrutura denominada *Frequency-Locked Loop (FLL)* é necessária [7].

Em comum, todos estes exemplos são dedicados para detecção do sinal fundamental, exigindo alterações e novas implementações para detecção de cada harmônico desejado. Nesse contexto o PRODIST, que regulamenta sobre a os níveis harmônicos permitidos na rede elétrica brasileira, determina que o espectro harmônico a ser considerado para fins de cálculo de distorção total deve compreender no mínimo até a 25ª harmônica [8].

Assim, o objetivo deste trabalho é descrever um algoritmo que possa realizar a detecção simultânea do sinal fundamental e seus componentes harmônicos. Para concretização do objetivo, adotou-se o Combinador Linear de Fourier ou *Fourier Linear Combiner (FLC)*.

O *FLC* consiste em um algoritmo de detecção de sinais periódicos implementado a partir de Séries de Fourier. Esse algoritmo foi proposto em 1989 por Vaz e Thakor [9]. Ele é habitualmente utilizado em engenharia biomédica para eliminar tremores humanos. Exemplos podem ser encontrados no trabalho de Vaz [10] e Frizera [11].

Riviere propôs em 1995 uma estrutura diferenciada para o *FLC* com o objetivo de permitir que sejam estimadas também a frequência do sinal fundamental. Tal algoritmo foi nomeado de Combinador Linear de Fourier de Frequência Adaptativa ou *Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner (WFLC)* [12]. Para obter um resultado otimizado na detecção de sinais, a estrutura mais difundida é um conjugado de *WFLC* e *FLC*, que permite uma detecção de frequência e amplitude de qualquer sinal periódico [11].



1.1. Objetivos do Trabalho

Os objetivos deste trabalho podem ser divididos em Objetivos Gerais e Objetivos Específicos, conforme detalhados abaixo.

1.1.1. Objetivos Gerais

O objetivo principal deste projeto de pesquisa consiste em explorar novas técnicas de detecção de harmônicos em sistemas de energia.

Os objetivos secundários deste trabalho estão centralizados na discussão de aspectos importantes a respeito da adaptação e implementação de algoritmos de detecção de sinais periódicos em sistemas de energia.

1.1.2. Objetivos Específicos

- Embasamento Teórico nos estudos de circuitos detectores de tensão.
- Desenvolvimento de um modelo digital em um software de transitório eletromagnético de um sistema que permita o teste algoritmos de detecção de sinais periódicos difundidos na literatura para um sistema monofásico de baixa tensão.
- Implementação de um novo algoritmo detector de tensão que permita a detecção de harmônicos em sistemas de energia.
- Implementação do algoritmo proposto em um microcontrolador para validação do sistema simulado.
- Analisar a eficiência deste algoritmo na detecção de tensão monofásica de baixa tensão;

1.2. Organização do Trabalho

O trabalho foi dividido em sete capítulos. Os parágrafos a seguir apresentam as principais ideias que são abordadas por cada um deles.

O Capítulo 2 apresenta o estado da arte da Teoria de Detectores de Tensão monofásicos, fazendo uma contextualização histórica do seu surgimento e suas definições e as topologias mais utilizadas na literatura.

O Capítulo 3 é apresentado a visão geral dos algoritmos propostos, o Combinador Linear de Fourier e o Combinador Linear de Fourier com Frequência Adaptativa. Será realizada uma breve discussão sobre a utilização de Séries de Fourier para desenvolvimento de um detector de sinais periódicos. E sobre a utilização do mesmo em Sistemas de Energia.



O Capítulo 4 apresenta um breve estudo sobre os parâmetros escolhidos para realização dos testes simulados e de bancada sobre os algoritmos propostos.

O Capítulo 5 é voltado para apresentação dos resultados de simulação. Todo o sistema foi simulado utilizando-se o *software* de transitórios eletromagnéticos *PSCAD/EMTDC*.

O Capítulo 6 apresenta a aplicação do algoritmo em um *DSP* TMS320F28335 da *Texas Instruments*.

O Capítulo 7 apresenta as conclusões obtidas no trabalho e as perspectivas de trabalho futuros que podem ser realizados.

O Apêndice contém os artigos científicos aprovados durante a realização do trabalho.



Capítulo 2: Algoritmos de Detecção de Tensão

Algoritmos de detecção de tensão, ou *PLLs* são elementos essenciais para eletrônica de potência. Sua teoria e aplicação envolve diversos aspectos da engenharia elétrica e tecnologias computacionais. De uma forma simples, um *PLL* consiste em um gerador de sinais que consegue estimar instantaneamente os sinais periódicos recebidos como entrada.

As primeiras tentativas de reprodução e estimação de sinais periódicos em sistemas baseados em eletricidade vieram da primeira metade do século XX [13]. Primeiramente baseado em *hardware*, foi em forma de algoritmo, durante a ascensão dos microcontroladores que ele teve um crescimento em sua utilização. A partir desse ponto, diversas foram as técnicas e métodos diferenciados para realizar a detecção de um sinal periódico. Dentro do âmbito deste trabalho, serão observadas algumas técnicas que se mostram mais relevantes para detecção de sinais de tensão em sistemas de energia.

2.1. Histórico do PLL

O primeiro artigo publicado sobre o desenvolvimento de um circuito para detecção de sinais de tensão foi desenvolvido por Appleton em 1923. O artigo foi nomeado “*Automatic Synchronization of Triode Oscillators*” [13]. Em 1949 sob o nome de “*Apparatus for receiving frequency-modulated waves*”, que o *PLL* apareceu em um pedido de patente [14]. Este circuito baseado em *hardware* consistia no diagrama de blocos exposto na Figura 1.

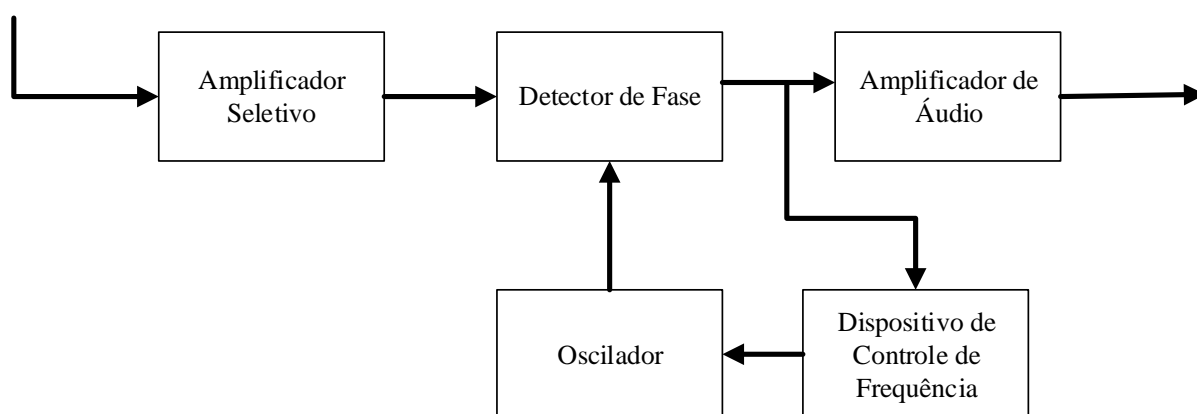


Figura 1: Diagrama de Blocos do *Apparatus for receiving frequency-modulated waves* [14]

O invento foi concebido inicialmente para que se pudesse reproduzir sinais captados dentro de uma determinada faixa de frequência previamente selecionada no Amplificador Seletivo. O Detector de Fase consistia em um comparador da onda filtrada pelo Amplificador



Seletivo e da gerada pelo Oscilador. Por sua vez, o Oscilador é controlado pelo Dispositivo de Controle de Frequência que se baseia no erro proveniente da comparação feita pelo Detector de Fase. O resultado da detecção é enviado para um Amplificador de Áudio que reproduz o sinal [14].

Em 1967, Gardner publicou o artigo “*Phase-lock Techniques*” onde apresenta técnicas para detecção e modulação de sinais de tensão [15]. Mas foi em 1971 que Grebene apresentou uma estrutura de um único circuito ao qual se deu o nome de *PLL* [16]. Tal estrutura está apresentada na Figura 2.

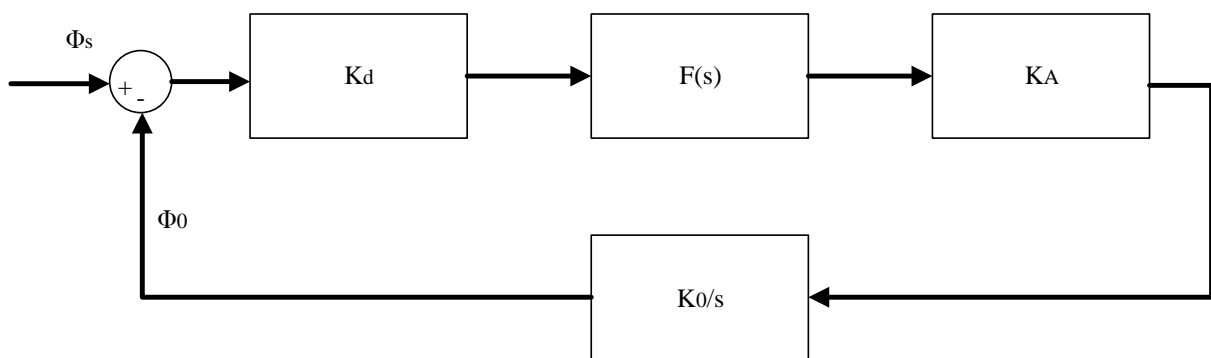


Figura 2: Estrutura do *PLL* de Grebene [15]

Na Figura 2 estão representados a fase do sinal de entrada (Φ_s) e detectado (Φ_0), uma função de transferência $F(s)$ formado por um filtro RC e os ganhos K_d da conversão do detector de fase, K_A do amplificador de saída e o ganho K_0 do integrador responsável pela conversão do sinal de tensão em sinal de fase. Este integrador que forma a realimentação negativa do sistema é denominado *Voltage-Controlled Oscillator (VCO)* [15].

Em 1975, Gupta, em seu artigo intitulado “*Phase-Locked Loops*”, apresenta um resumo dos avanços da época em *PLL*. Dentre as conveções adotadas sobre *PLL*, está a formação básica do sistema apresentada na Figura 3.



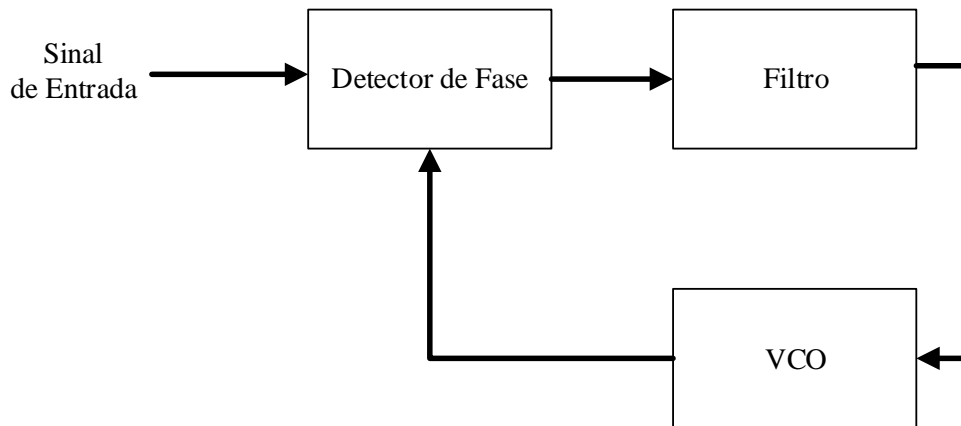


Figura 3: Diagrama de Blocos do PLL original [13]

Importante notar que este circuito é uma generalização de todas as formas de construção de um algoritmo de detecção de sinais periódicos. O cerne principal da estrutura é o Detector de Fase que tem a função de estimar a fase do sinal periódico instantaneamente [13].

Nos próximos tópicos serão abordados Detectores de Tensão utilizando as técnicas desenvolvidas por Rolim [5], Karimi-Ghartemani [6] e Rodriguez [7]. Tais técnicas são usualmente utilizadas em desenvolvimento de sistemas.

2.1.1. PLL Baseado Na Teoria p-q

A Teoria p-q é baseada na configuração das potências ativas e reativas instantâneas no domínio do tempo. Diferente da teoria tradicional de potência ativa e reativa, ela opera tanto em regime permanente quanto em transitório e é utilizada habitualmente em projetos de filtros ativos e condicionadores de energia [17].

O PLL baseado na Teoria p-q consiste em uma mescla da Teoria p-q e da estrutura geral de um PLL, desenvolvida para sistemas trifásicos. Como a proposta da Teoria p-q é baseada em circuitos trifásicos, Miranda propôs uma alteração na topologia para que o sistema pudesse realizar a detecção de sinais monofásicos [18]. Será apresentada inicialmente o modelo trifásico para posteriormente apresentar as alterações propostas por Miranda. A Figura 4 apresenta um diagrama de blocos com o funcionamento básico do PLL proposto por Rolim.

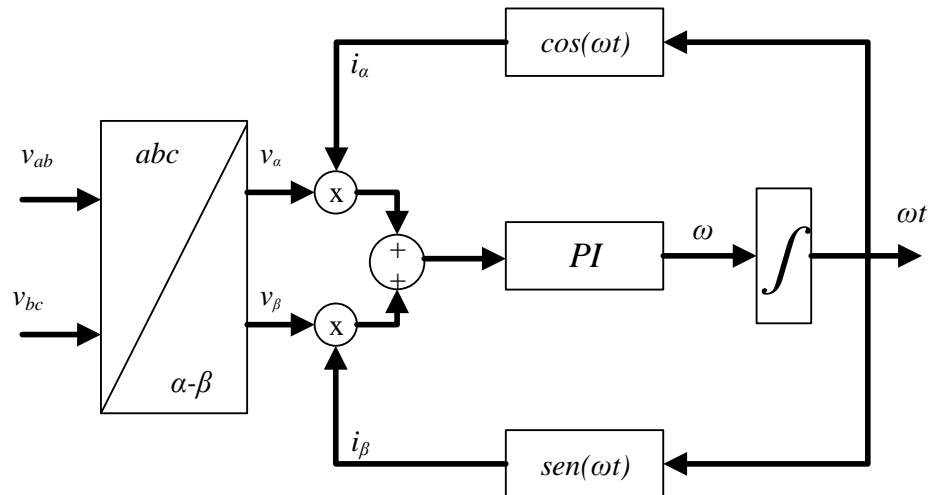


Figura 4: *PLL* baseado na Teoria p-q [5]

Analisando o diagrama de blocos proposto por Rolim, é possível observar que o comparador tem como saída o erro de fase dos sinais $(v_{\alpha}+jv_{\beta})$ e $(i_{\alpha}+ji_{\beta})$. O erro é processado por um controlador *PI* para determinação da frequência do sinal. Um integrador é necessário para determinar a fase do sinal. O ponto de estabilidade é encontrado no momento em que a potência trifásica fictícia tiver um valor médio nulo [5].

Uma das vantagens deste *PLL* é a simplicidade de seu algoritmo. Apenas a teoria de controle aplicada sobre a Teoria p-q é suficiente para garantir a detecção das tensões do eixo $\alpha\beta$. Uma desvantagem é que ele somente detecta variações de fase do sinal e não variações de amplitude, diferente de outros *PLLs* da literatura que possibilitam a detecção das duas variáveis.

O comportamento desse algoritmo varia conforme o estado inicial do controlador *PI*. A Figura 5, Figura 6 apresentam o resultado da detecção de sinal do *PLL* trifásico baseado na Teoria p-q.

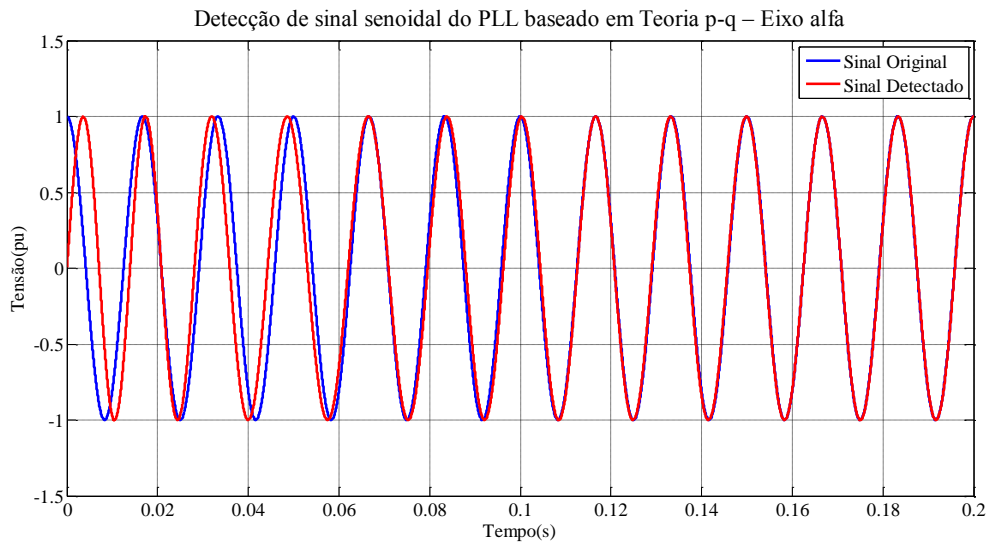


Figura 5: Detecção de sinal senoidal do *PLL* baseado em Teoria p-q – Eixo alfa

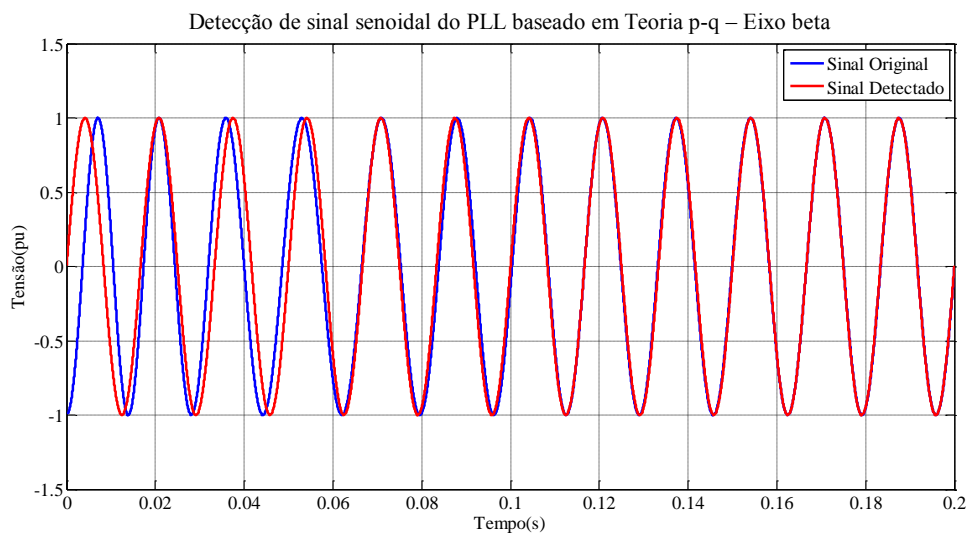


Figura 6: Detecção de sinal senoidal do *PLL* baseado em Teoria p-q – Eixo beta

É possível perceber a eficiência da detecção dos sinais do Eixo $\alpha\beta$. Dado o conhecimento prévio da amplitude do sinal, o algoritmo varia a fase do sinal a cada iteração até o momento em que ambos os sinais sejam equivalentes. Neste momento, conforme a Figura 4, a potência do eixo α é equivalente em módulo a potência d eixo β .

A Figura 7 apresenta a detecção de frequência pelo *PLL* proposto por Rolim, para uma frequência de 60Hz.

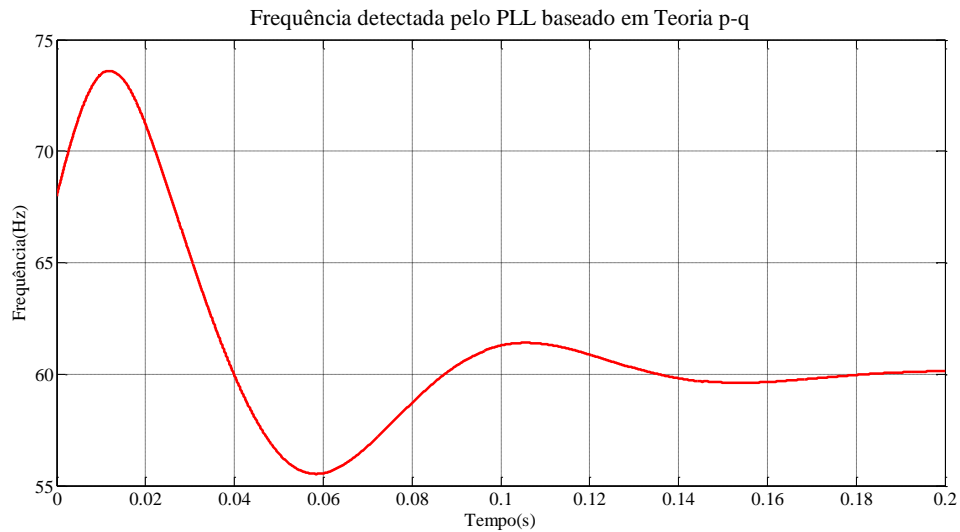


Figura 7: Frequência detectada pelo PLL baseado em Teoria p-q

É possível verificar o tempo de acomodação de 0,16s, semelhante ao tempo de mitigação do erro. Uma das vantagens deste *PLL* é sua estabilidade na detecção da fase do sinal de tensão.

A topologia alternativa para detecção de sinais monofásicos proposta por Miranda consiste na geração de um sinal v_β defasado em 90° em relação a tensão de entrada v_α . As equações para adaptação do sinal são apresentadas nas Equações (2.1), (2.2), (2.3) e (2.4).

$$v_\alpha = v_s \quad (2.1)$$

$$v'_\beta = -\sin(\omega t) \quad (2.2)$$

$$i'_\alpha = \sin(\omega t) \quad (2.3)$$

$$i'_\beta = -\cos(\omega t) \quad (2.4)$$

Nestas equações, o sinal v'_β não é parte dos sinais de entrada, mas um sinal em quadratura com o sinal v_α que passa a ser chamado de v_s . As Equações (2.1) a (2.4) estão representadas no diagrama de blocos da Figura 8.



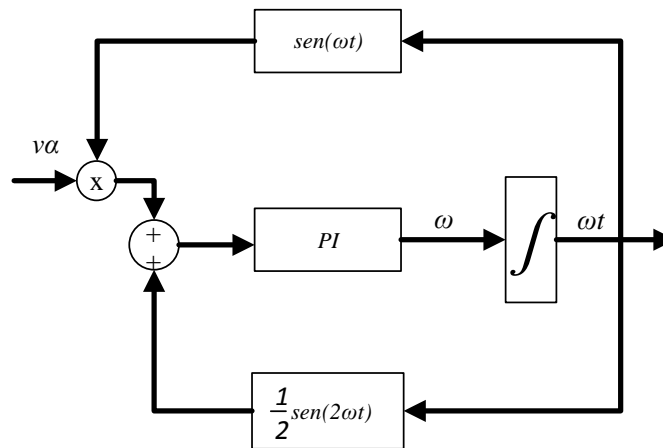


Figura 8: *PLL* monofásico baseado em Teoria p-q [18].

Além da única entrada, v_{α} , houve inclusão do bloco com o resultado do produto entre v'_{β} e i'_{β} . Para demonstrar o funcionamento do *PLL* serão apresentados as formas de onda de sua detecção de tensão e frequência para dois sinais diferentes. Os dados dos sinais de entrada estão expostos nas Tabela 1 e Tabela 2. Os dados da Tabela 2 foram escolhidos com base em valores comuns e adotados com base em []. No Capítulo 4, será realizada uma análise da presença de harmônicos e demais parâmetros de qualidade de energia conforme determinações do módulo 8 do PRODIST [].

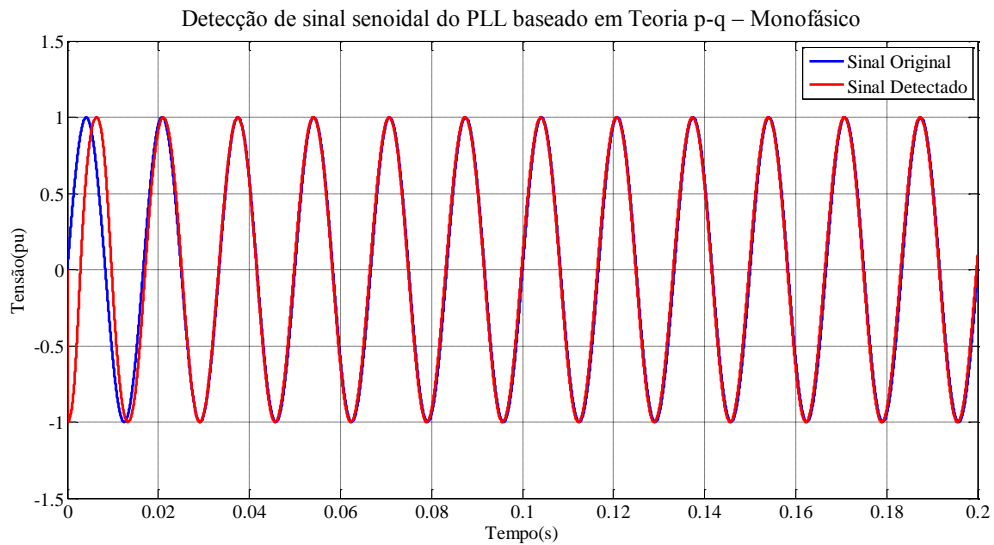
A detecção do sinal senoidal sem distorção harmônica pode ser observada nas Figuras Figura 9 e Figura 10, respectivamente.

Tabela 1: Sinal de entrada senoidal em distorção harmônica

PARÂMETRO	VALOR
Amplitude	1pu
Frequência	60Hz
Fase	0°

Tabela 2: Sinal de entrada com distorção harmônica

PARÂMETRO	VALOR
Frequência	60 Hz
Fase	0°
Fundamental	1 pu
3° harmônico	7,35 %
5° harmônico	2,4 %
7° harmônico	4,05 %
11° harmônico	2,1 %
13° harmônico	1,05 %
15° harmônico	3 %
17° harmônico	1,65 %
19° harmônico	1,05 %
21° harmônico	1,05 %
23° harmônico	1,2 %
25° harmônico	1,05 %

Figura 9: Detecção de sinal senoidal do *PLL* baseado em Teoria p-q – Monofásico

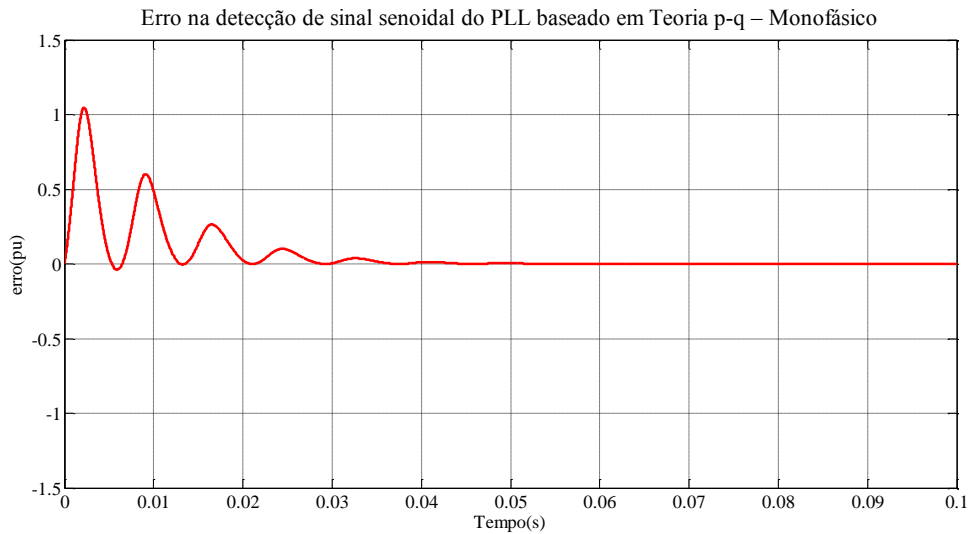


Figura 10: Erro na detecção de sinal senoidal do *PLL* baseado em Teoria p-q – Monofásico

Os ganhos seleccionados foram propostos conforme proposição do autor em [5]. A mitigação do erro ocorreu em 0,03s e a partir deste instante o algoritmo se apresenta estável ao sinal de entrada.

A Figura 11 apresenta a detecção da frequência de 60 Hz do sinal supracitado pelo PLL proposto por Miranda.

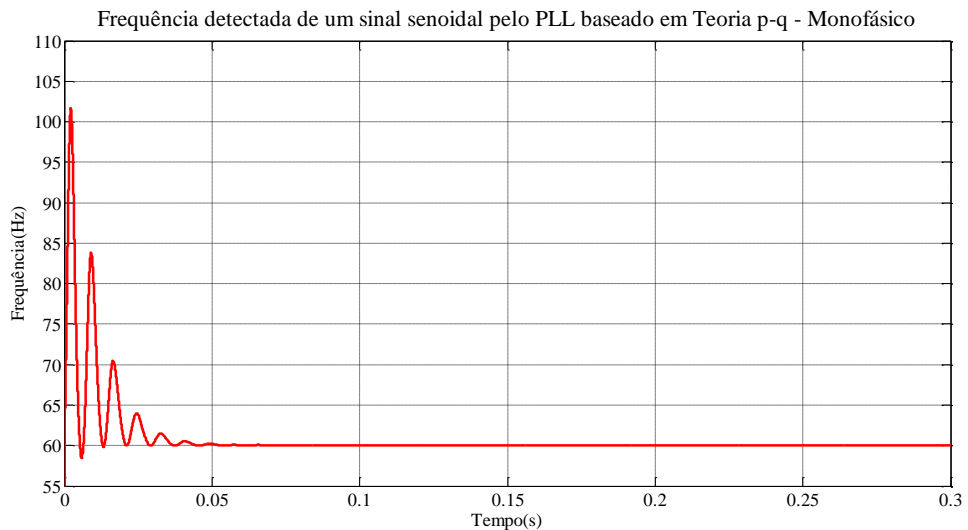


Figura 11: Frequência detectada de um sinal senoidal pelo *PLL* baseado em Teoria p-q - Monofásico

É possível perceber um sobressinal de 101Hz e tempo de acomodação de aproximadamente 0,03s. A resposta de frequência se assemelha à mitigação do erro exposta na Figura 10 e efetivamente este PLL é um detector de fase, e conforme pode ser observado no

diagrama de blocos da Figura 8, a frequência e fase detectadas são totalmente dependentes do erro gerado pelo algoritmo.

A Figura 12, Figura 13 e Figura 14 apresentam os mesmos resultados para o *PLL* proposto por Miranda para o sinal com distorção harmônica proposto na Tabela 2.

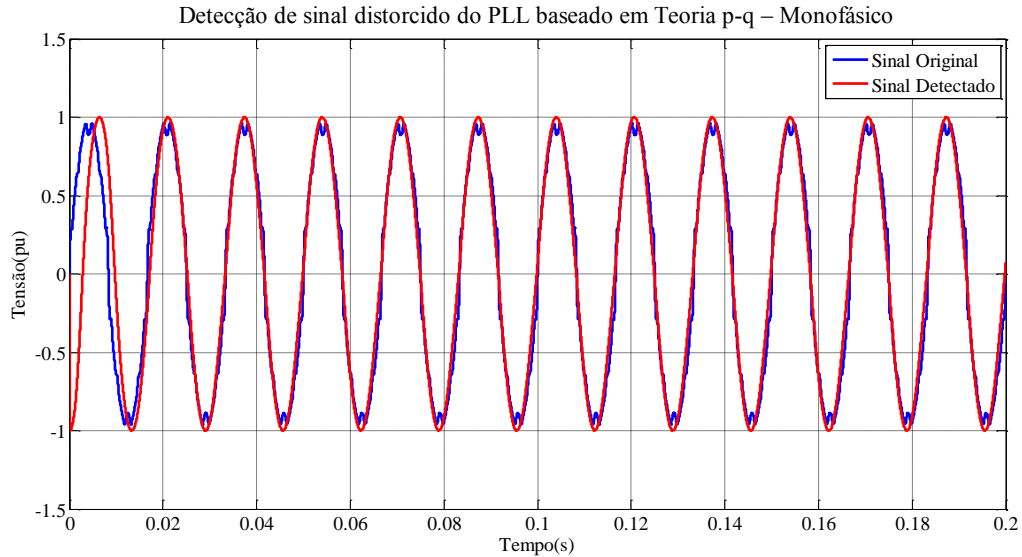


Figura 12: Detecção de sinal distorcido do *PLL* baseado em Teoria p-q – Monofásico

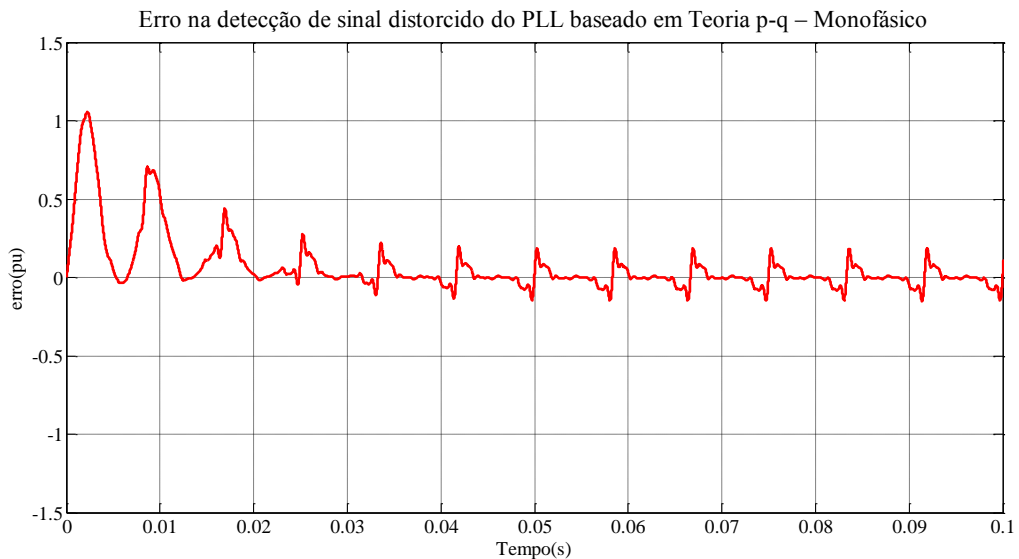


Figura 13: Erro na detecção de sinal distorcido do *PLL* baseado em Teoria p-q – Monofásico

Apesar da distorção do sinal de entrada, o algoritmo consegue determinar a forma de onda do sinal original, porém ao verificar o erro é possível perceber um erro em torno da referência. Isso pode ser percebido também na análise da frequência detectada.

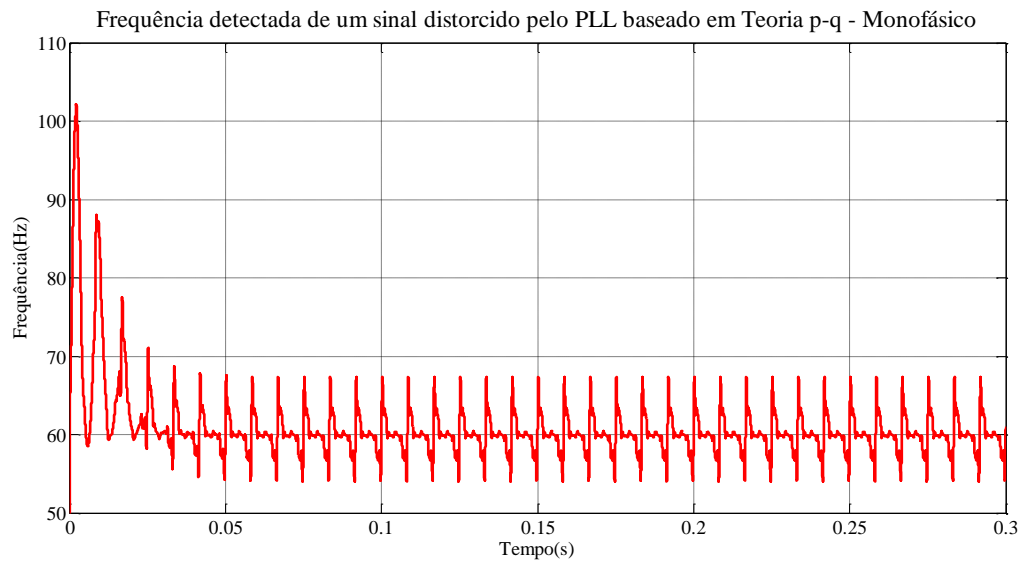


Figura 14: Frequência detectada de um sinal distorcido pelo PLL baseado em Teoria p-q - Monofásico

Após o transitório, a frequência permanece em regime oscilante em torno da referência com variação de 54,13 a 67,35Hz.

Analisando a técnica de detecção de tensão baseada em Teoria p-q monofásica, é possível verificar sua eficiência para detecção da fase do sinal fundamental da tensão. Assim, esse PLL se mostra bastante adequado para funções de sincronização e acoplamento em redes elétricas e quando se mostre necessário determinar a componente fundamental do sinal de entrada com precisão.

2.1.2. Quadrature PLL (QPLL)

Karimi-Ghartemani apresentou em 2004 uma proposta para construção de um PLL inspirado na estimação dos sinais em fase e em quadratura com o sinal de entrada. Tal estrutura ficou denominada pelo próprio QPLL. O QPLL, diferente das técnicas originais de PLL não estima fase e amplitude, apenas a frequência. Os valores de amplitude e fase podem ser calculados a partir de procedimentos posteriores [6].

O Algoritmo é baseado no método do gradiente descendente. Este método utiliza a função de indicar o máximo crescimento da função para determinar um mínimo local. O QPLL tem como saída o somatório dos sinais em fase e em quadratura. Essa saída é comparada com o sinal de entrada gerando o erro, conforme exposto nas Equações (2.5) e (2.6).

$$y(t) = K_s \sin(\vartheta(t)) + K_c \cos(\vartheta(t)) \quad (2.5)$$



$$e(t) = u(t) - y(t) \quad (2.6)$$

As amplitudes K_s e K_c e a fase ϕ são estimadas a partir da frequência por meio da derivada do ângulo de fase, conforme Equação (2.7).

$$\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (2.7)$$

Os parâmetros K_1 , K_2 , e K_3 são responsáveis pela dinâmica do algoritmo. O parâmetro K_1 determina principalmente a amplitude do sinal de saída e os parâmetros K_2 e K_3 estimam a fase e frequência ω respectivamente. O funcionamento do *QPLL* em diagrama de blocos está exposto na Figura 15.

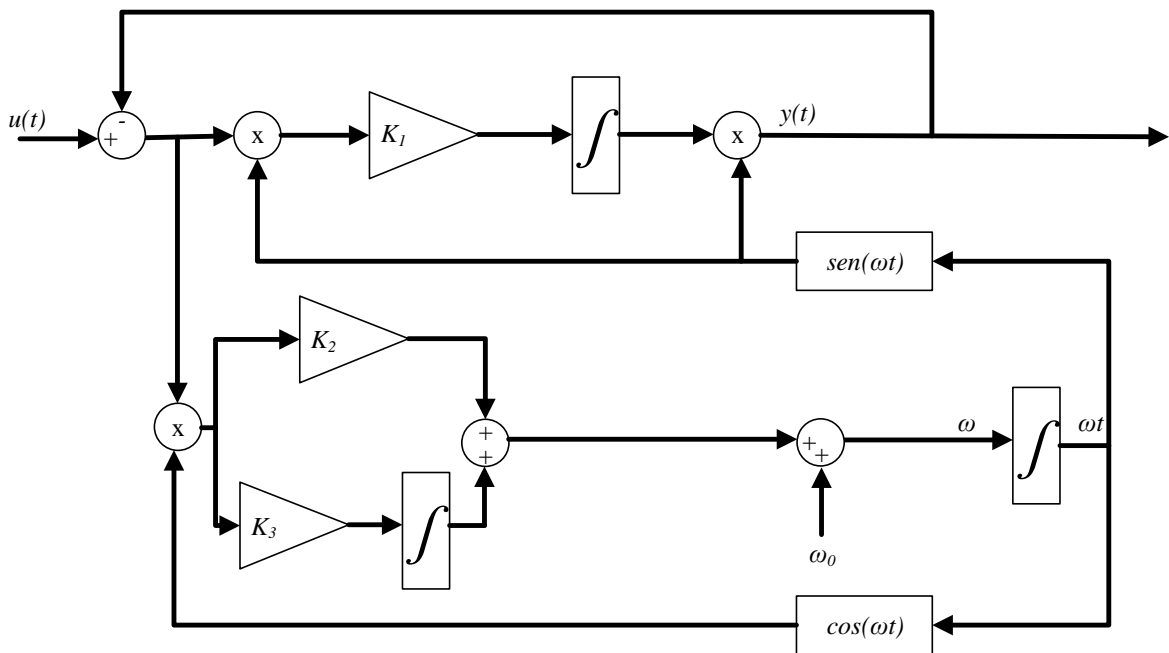


Figura 15: Diagrama de Blocos do *QPLL* [6]

Na Figura 15 é possível observar a aplicação das equações (2.5) e (2.6). Também é possível notar que o *QPLL* pode ter uma frequência inicial ω_0 para reduzir no tempo de processamento do valor de frequência.

Para simplificação é comum adotar o pressuposto da Equação (2.8).

$$K_1 = K_3 \quad (2.8)$$



Tal simplificação facilita a implementação do algoritmo sem perda da eficiência.

O Teorema da Estabilidade do *QPLL* garante que existe convergência do algoritmo para frequência, fase e amplitude para os casos em que K_1 e K_3 sejam valores positivos e suficientemente pequenos [6].

O desempenho do *QPLL* pode ser conferido nas Figuras Figura 16 à Figura 21. Serão utilizados um sinal puramente senoidal e outro distorcido, conforme utilizados no *PLL* monofásico proposto por Miranda.

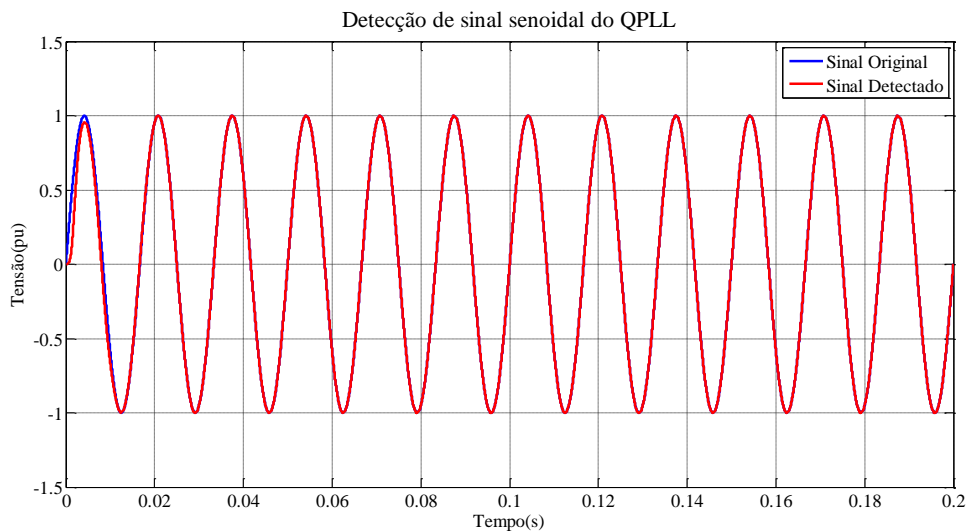


Figura 16: Detecção de sinal senoidal do *QPLL*

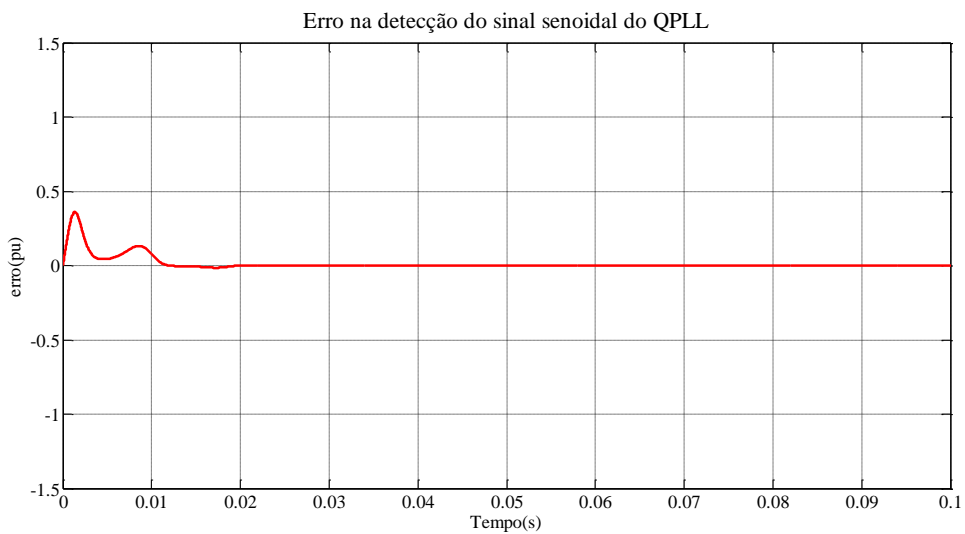


Figura 17: Erro na detecção do sinal senoidal do *QPLL*

O *QPLL* consegue mitigar o erro em 0,012s com um sobressinal inferior a 0,5pu. A detecção do sinal se mostra eficiente para amplitude e frequência, como pode ser visto na Figura 18 que apresenta os resultados de detecção de frequência do *QPLL*.

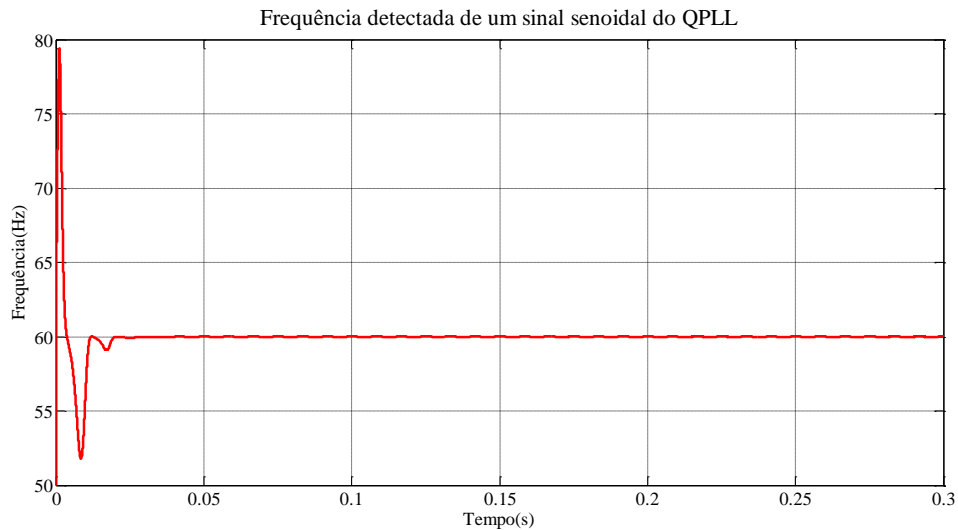


Figura 18: Frequência detectada de um sinal senoidal do *QPLL*

É possível observar a detecção de frequência com sobressinal de 78 Hz e tempo de acomodação de 0,03s. O *QPLL* se mostra estável na detecção de frequência após a estabilização do sinal.

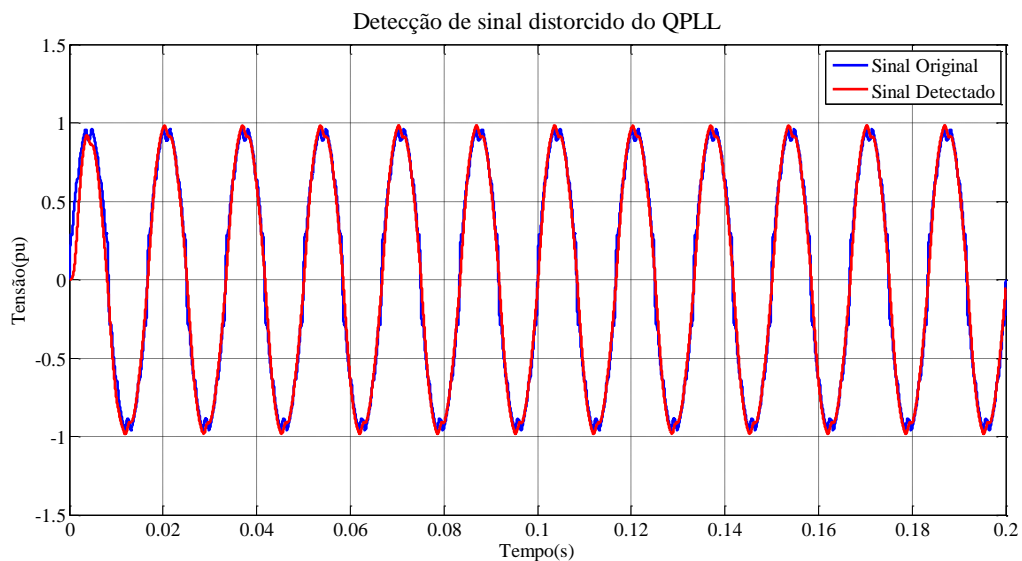


Figura 19: Detecção de sinal distorcido do *QPLL*.

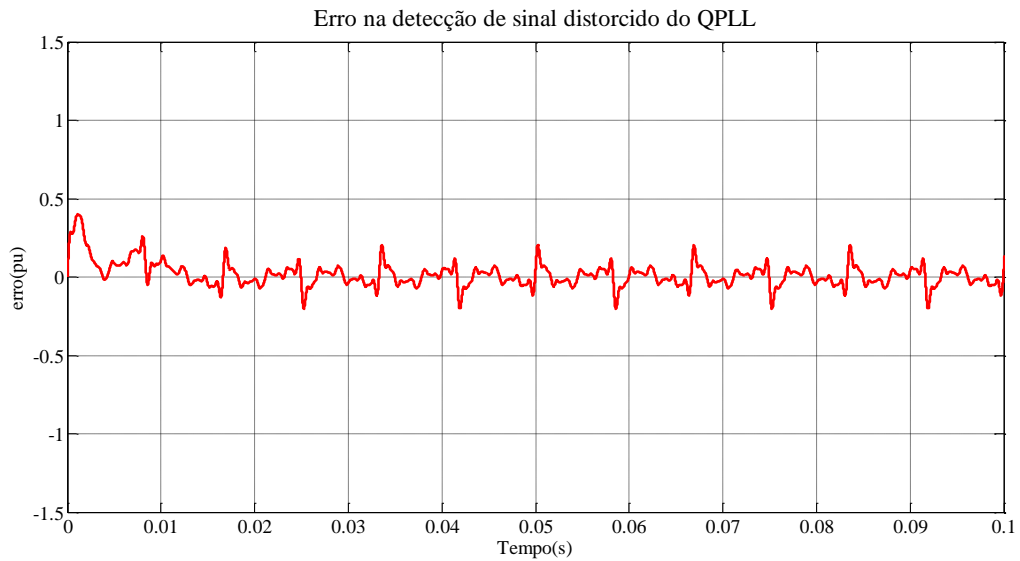


Figura 20: Erro na detecção de sinal distorcido do *QPLL*

Novamente estabelecido o sinal distorcido pela presença de harmônicos da Tabela 2, é possível perceber uma pequena deformação nos picos de tensão fundamental detectada (ver Figura 19: Detecção de sinal distorcido do *QPLL*). O *QPLL* sofre influência da variação de amplitude, assim a distorção harmônica imposta afeta a eficiência do mesmo na presença de harmônicos que afetem a amplitude.

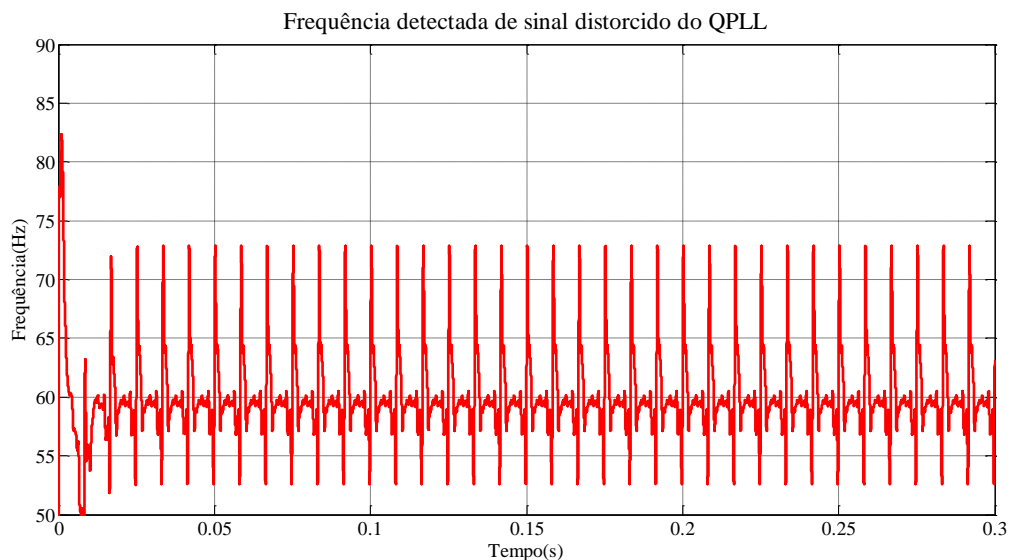


Figura 21: Frequência detectada de sinal distorcido do *QPLL*

Ao verificar o gráfico da frequência em regime permanente, semelhante ao *PLL* baseado em Teoria p-q, o *QPLL* não consegue mitigar o erro na detecção de frequência. A faixa de

variação do erro oscilante em torno da referência é de 52,8 a 72,4Hz. O faixa do erro é maior do que a encontrada no *PLL* proposto por Miranda e, com efeito, pois o *QPLL* é desenvolvido para detectar diretamente variações da frequência do sinal de entrada.

2.1.3. Integradores Generalizados de Segunda Ordem (*SOGI*)

Este algoritmo implementa um controlador proporcional-ressonante (PR) para realizar a detecção do sinal senoidal de entrada. Pretende-se com isso garantir uma boa detecção do sinal fundamental independente da qualidade do sinal recebido [7]. O controlador PR foi desenvolvido a partir da teoria do Integrador Generalizado (*GI*) [7]. A função de transferência do *GI* está apresentada na Equação (2.9). A Figura 22 apresenta um diagrama de blocos para um filtro utilizando a Equação (2.9), onde ε_v é o erro entre o sinal de entrada v e a saída v' e qv' é um sinal em quadratura com a tensão detectada.

$$GI(s) = \frac{v'}{k\varepsilon_v}(s) = \frac{s}{s^2 + \omega'^2} \quad (2.9)$$

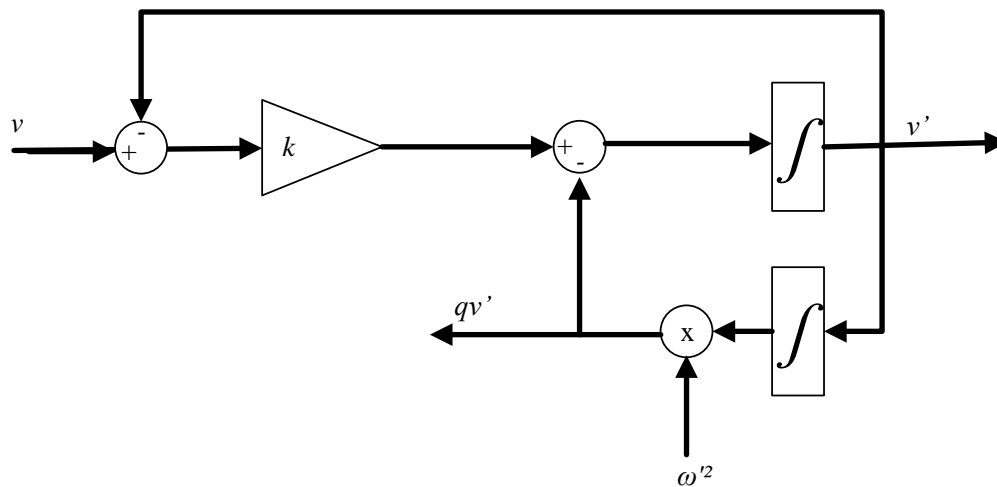


Figura 22: Filtro utilizando Integrador Generalizado (*GI*) [7].

A frequência de referência ω' recebe essa nomenclatura para diferenciá-la da frequência detectada no sinal v de entrada e corresponde a frequência de ressonância do *GI*. Esta estrutura pode ser representada pelas funções de transferência v'/v e v/qv' . As referidas relações são apresentadas nas Equações (2.10) e (2.11).

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{ks}{s^2 + ks + \omega'^2} \quad (2.10)$$



$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'}{s^2 + ks + \omega'^2} \quad (2.11)$$

Estas funções dependem tanto do valor k , como da frequência de ressonância ω' , por isso não são a escolha mais adequada para desenvolvimento de um filtro. Uma topologia alternativa é apresentada na Figura 23.

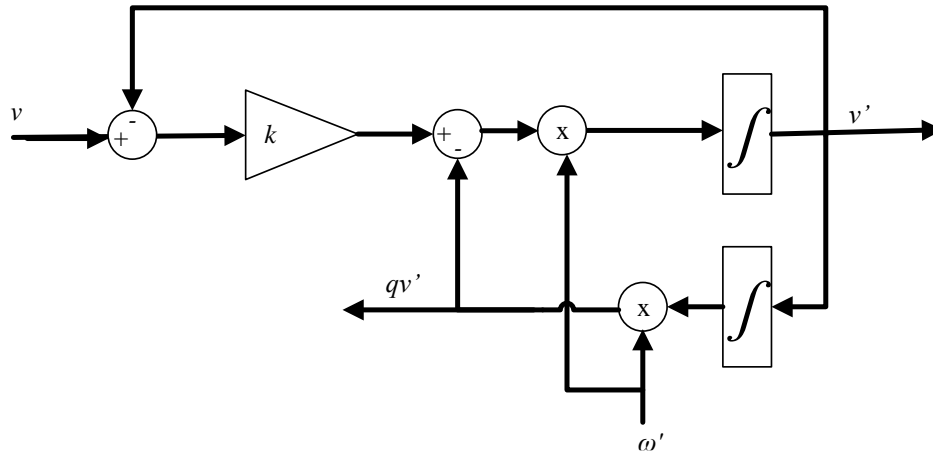


Figura 23: Estrutura Diferenciada para o filtro de frequência variável [7]

Esta estrutura é denominada Integrador Generalizado de Segunda Ordem (*SOGI*). As funções de transferência do *SOGI* correspondem a Equação (2.12) e as funções de transferência do sinal detectado em fase e em quadratura às Equações (2.13) e (2.14).

$$SOGI(s) = \frac{v'}{k\varepsilon_v}(s) = \frac{\omega's}{s^2 + \omega'^2} \quad (2.12)$$

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (2.13)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (2.14)$$

Neste caso, função de transferência $D(s)$ depende exclusivamente do ganho k . É possível observar nestas equações que o valor qv' é defasado de 90° em relação a v' , independentemente do sinal de entrada e da frequência de ressonância do *SOGI* [7]. Para que se diferencie da técnica, a estrutura do filtro montado sobre a técnica *SOGI* é denominada de *SOGI Quadrature Signal Generator (SOGI-QSG)* [7].



Como visto, o *SOGI-QSG* é capaz de detectar o sinal senoidal de entrada, porém, para que seja capaz de realizar a detecção, é necessário que se forneça a ele qual a frequência de ressonância. Comparado aos outros detectores que possuem essa característica intrínseca à sua estrutura, o *SOGI-QSG* possui uma grande desvantagem quando aplicado isoladamente. Para suprir a necessidade do *SOGI-QSG* de detecção de frequências, foi desenvolvido o *Frequency-Locked Loop (FLL)*.

O *FLL* consiste em uma estrutura acoplada ao *SOGI-QSG* com a função de realizar a detecção da frequência da fundamental do sinal de entrada para o mesmo. O diagrama de blocos do *FLL* já acoplado ao *SOGI-QSG* está apresentado na Figura 24.

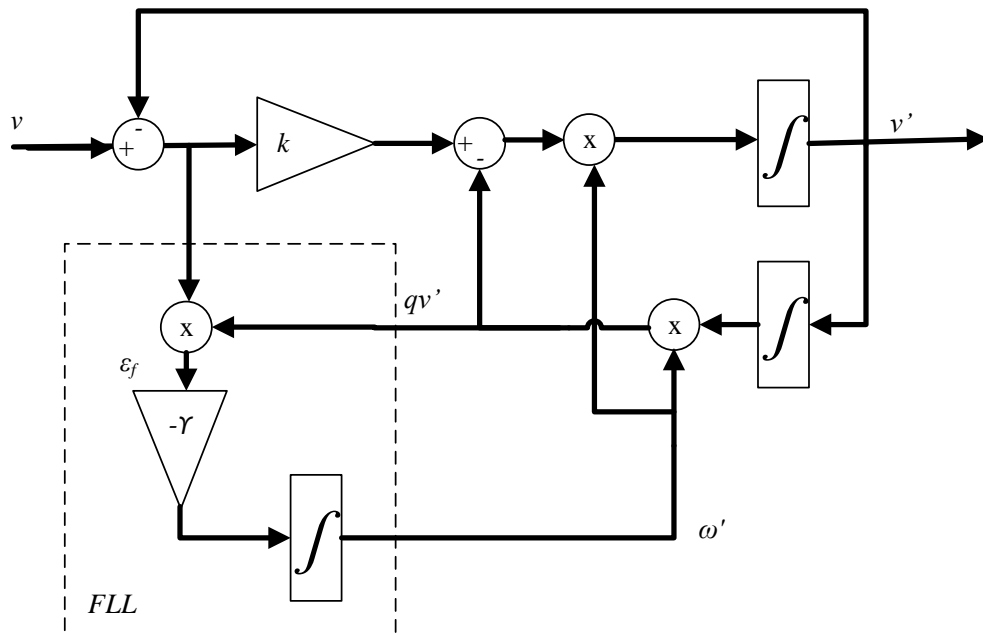


Figura 24: *FLL* acoplado junto ao *SOGI-QSG* [7]

O sinal qv' está em fase com o erro ε_v quando a frequência do sinal de entrada é menor que a frequência ressonante ($\omega < \omega'$) e defasados de 180° quando a frequência ressonante é menor que a frequência do sinal de entrada ($\omega > \omega'$). O produto ε_f assume valor nulo exclusivamente em quando a frequência de ressonância é igual à frequência do sinal de entrada ($\omega = \omega'$). Um ganho negativo $-\gamma$ é responsável por decrementar ou incrementar o valor da frequência de ressonância o valor desejado seja atingido [7].

Para tornar o *FLL* independente das variáveis da rede elétrica, utiliza-se uma normalização que pode ser representada pela função inserida no *FLL* conforme Figura 25.

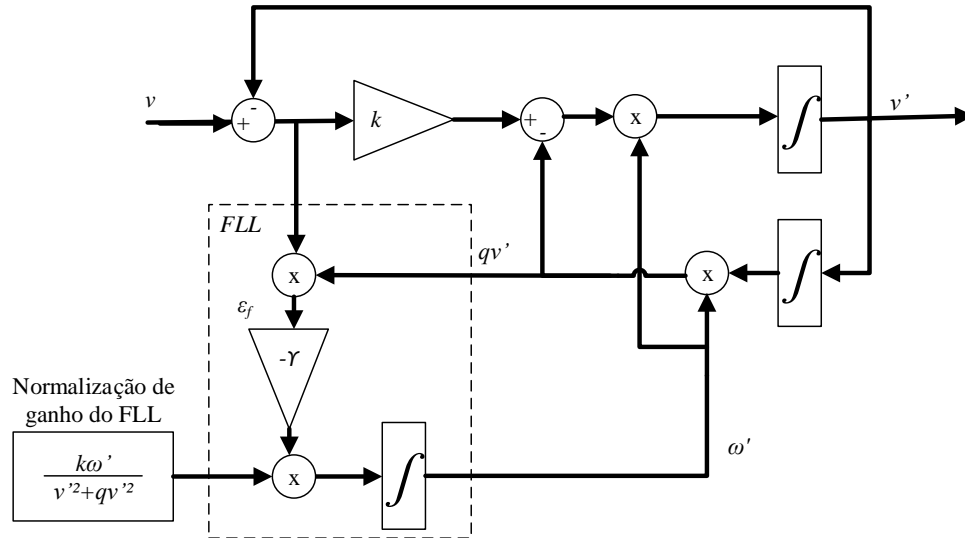


Figura 25: *SOGI-QSG* e *FLL* com o ganho de normalização do *FLL* inserido [7]

Este é o formato mais usual para se aplicar o *SOGI-QSG* em sistemas monofásicos. A frequência ω_{ff} é uma hipótese inicial do valor da frequência a ser detectada [7].

Submetendo o *SOGI* aos sinais apresentados nas Tabela 1 e Tabela 2, é possível verificar a validade do algoritmo para os ganhos projetados por Rodriguez [7]. Os gráficos correspondentes estão apresentados nas Figuras Figura 26 à Figura 31.

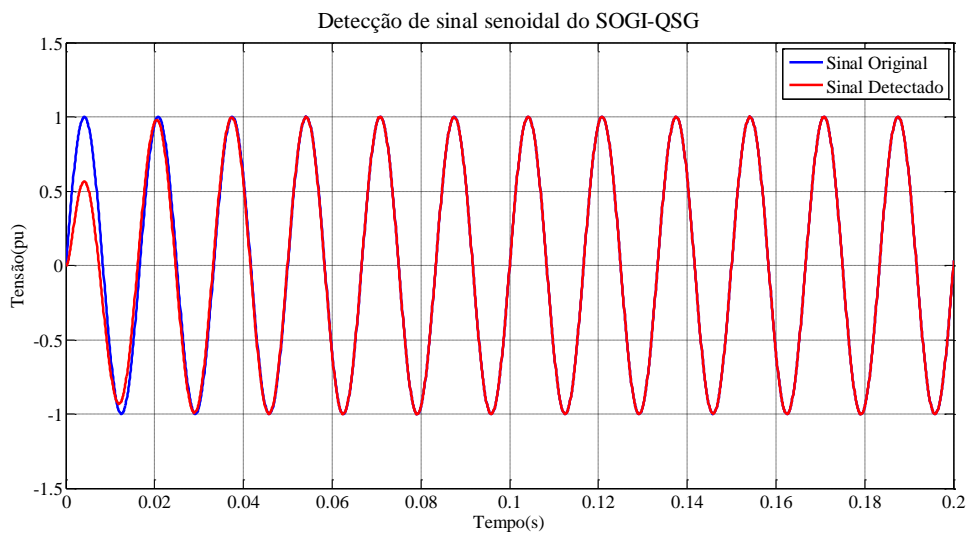


Figura 26: Detecção de sinal senoidal do *SOGI-QSG*

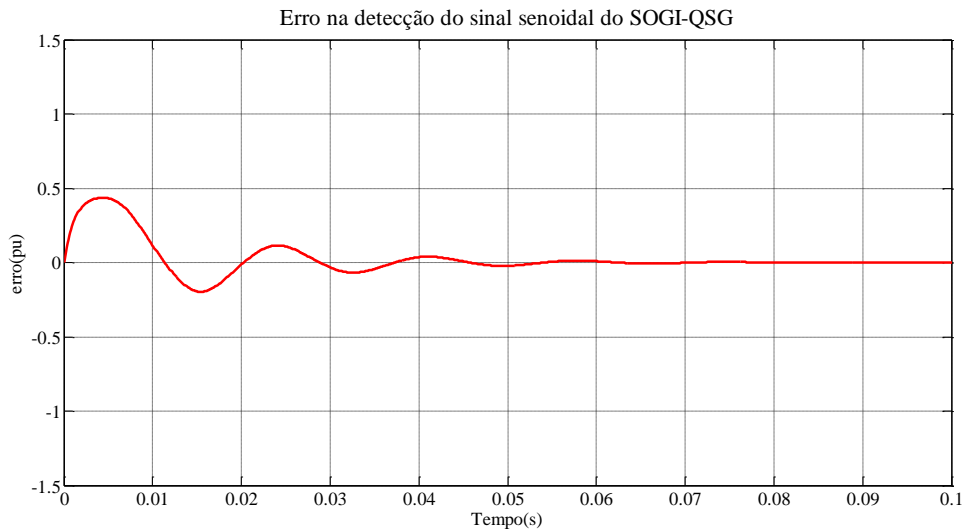


Figura 27: Erro na detecção do sinal senoidal do *SOGI-QSG*

Analisando os resultados é possível observar que o sinal de entrada é detectado com precisão pelo algoritmo em 0,05s com sobressinal inferior a 0,5pu.

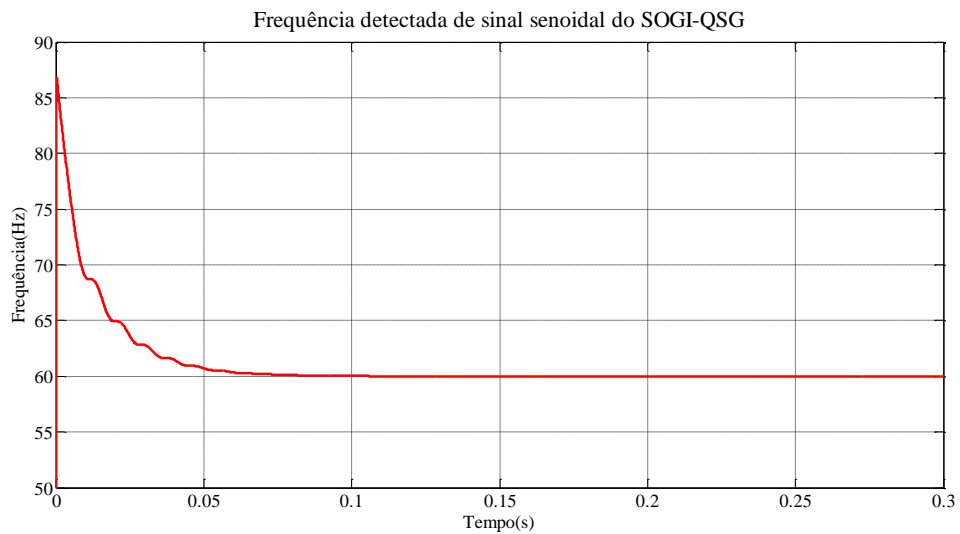


Figura 28: Frequência detectada de sinal senoidal do *SOGI-QSG*

O tempo de acomodação da frequência pelo *FLL* foi de 0,06s. É possível perceber a estabilidade do *SOGI* na detecção de um sinal senoidal.



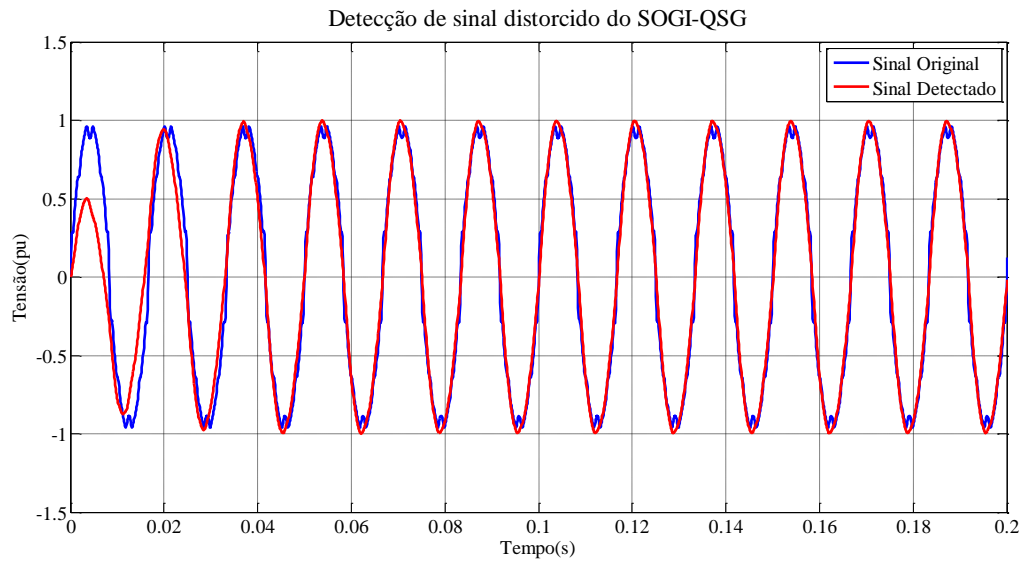


Figura 29: Detecção de sinal distorcido do *SOGI-QSG*

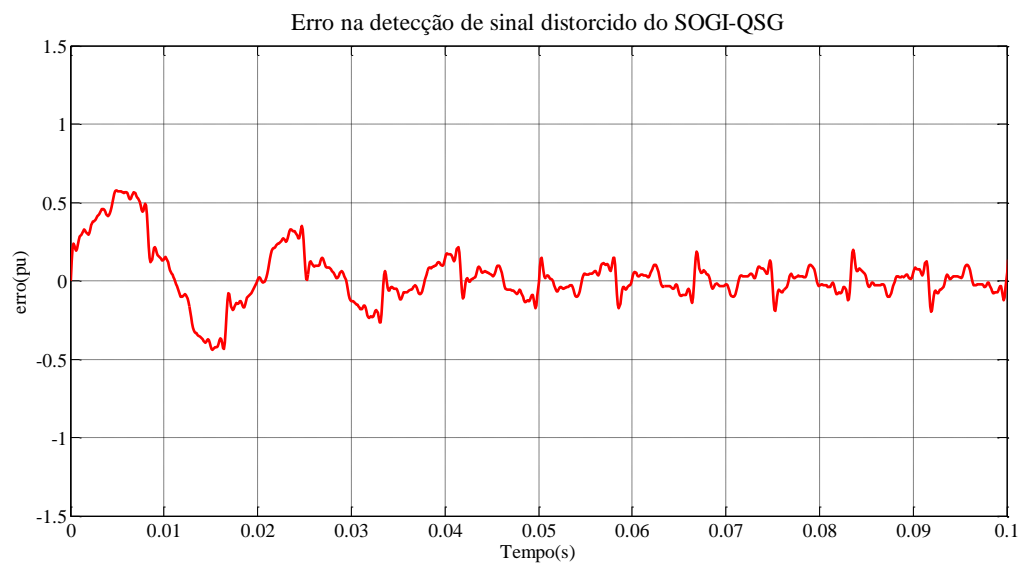


Figura 30: Erro na detecção de sinal distorcido do *SOGI-QSG*

O *SOGI-QSG* consegue estimar a componente fundamental do sinal de entrada. Entretanto é perceptível um erro oscilante devido ao cálculo do erro ε_v ser feito sobre o sinal distorcido enquanto o filtro imposto pela frequência determinada pelo *FLL* segue somente a componente fundamental do sinal.

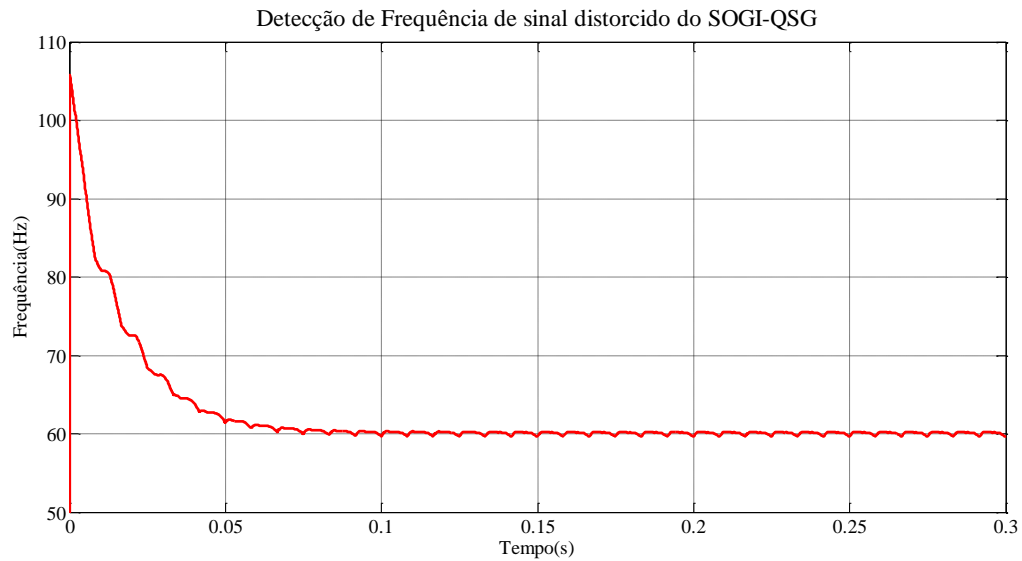


Figura 31: Detecção de Frequência de sinal distorcido do SOGI-QSG

O tempo de assentamento da frequência foi de 0,05 s, porém o *FLL* manteve um erro que varia de 59,63 a 60,27Hz.

As Tabela 3 e Tabela 4 resumem os resultados apontados anteriormente para o sinal senoidal e o sinal distorcido por harmônicos.

Tabela 3: Resultados dos PLLs para o sinal senoidal

<i>PLL</i>	TEMPO DE ACOMODAÇÃO Δt [s]
<i>PLL</i> baseado em Teoria p-q monofásico	0,03
<i>QPLL</i>	0,012
<i>SOGI-QSG</i>	0,05

Analisando a Tabela 3 é possível verificar que o *QPLL* apresenta o melhor resultado para detecção do sinal de entrada quando sintonizados para os ganhos de [5], [6] e [7].

Tabela 4: Resultados dos PLLs para o sinal distorcido

<i>PLL</i>	FAIXA DE OSCILAÇÃO DA FREQUÊNCIA Δf [Hz]
<i>PLL</i> baseado em Teoria p-q monofásico	13,22
<i>QPLL</i>	19,60
<i>SOGI-QSG</i>	0,64

A partir da Tabela 4 é perceptível que o *SOGI* apresenta o resultado mais eficiente. Com efeito, tanto o *PLL* baseado em Teoria p-q e o *QPLL* são fundamentalmente dependentes da



estabilidade da frequência para detecção do sinal. O *SOGI* por outro lado funciona como um filtro para sinais de frequências superiores àquela determinada pelo *FLL*. Desta forma ele apresenta boa imunidade aos harmônicos.

2.2. Conclusão

Neste capítulo foram discutidas algumas estruturas de algoritmos detectores de tensão. Primeiramente foram apresentadas as primeiras técnicas de sincronização de sinais e o *PLL* original, conforme Figura 3. Em seguida algumas técnicas mais difundidas na literatura foram apresentadas e seus desempenhos verificados diante de um sinal senoidal e outro distorcido. As técnicas apresentadas foram o *PLL* baseado em Teoria p-q para sinais monofásicos, proposto por Miranda, o *QPLL* proposto por Karimi-Ghartemani e o *SOGI-QSG* conforme deduções de Rodriguez. Por fim verificou-se o comportamento destes *PLLs* ante um sinal senoidal e um sinal distorcido, verificando seu tempo de acomodação e imunidade a harmônicos.



Capítulo 3: Proposta de Um Algoritmo Detector de Sinais de Tensão

Ao longo de todo o Capítulo 2, foram expostos algoritmos detectores de tensão (ou *PLL*) monofásicos difundidos na literatura e aplicados em sistemas de energia. Uma das características em comum destes *PLLs*, está a atuação unicamente para detecção do sinal fundamental. Para detecção de componentes harmônicos, cada estrutura necessita de alguma modificação para que seja realizada a detecção, o que pode ser verificado em [7]. Outra alternativa é o desenvolvimento de um algoritmo detector de tensão cuja detecção de harmônicos seja intrínseca a sua estrutura. Neste Capítulo 3 será analisada uma proposta de algoritmo com tal característica.

3.1. Séries de Fourier

O objetivo deste trabalho é analisar o algoritmo *FLC* e o *WFLC* quando aplicados em Sistemas de Energia. Ambos os algoritmos operam com base no conceito de Séries de Fourier.

Qualquer função periódica pode ser representada por meio de uma Série de Fourier. Assim, as Séries de Fourier são uma combinação de funções trigonométricas capazes de representar o sinal periódico desejado.

As séries de Fourier podem se apresentar nas formas complexa, quadrática ou polar.

Na forma complexa, pode-se definir a Série de Fourier conforme exposto na Equação (3.1), onde o coeficiente c_n é definido na Equação (3.2).

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{-jn\omega_0 t} \quad (3.1)$$

$$c_n(t) = \frac{1}{T_0} \int_a^{a+T_0} f(t) e^{-jn\omega t} dt \quad (3.2)$$

Onde ω_0 é a frequência fundamental da função representada e $[a; a+T_0]$ representa o intervalo sobre o qual a função está representada e n é um número inteiro maior que zero.

A forma trigonométrica das Séries de Fourier pode ser encontrada na Equação (3.3) e os coeficientes nas equações (3.4), (3.5) e (3.6).



$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos(n\omega_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega_0 t) \quad (3.1)$$

$$a_0(t) = \frac{1}{T_0} \int_a^{a+T_0} f(t) dt \quad (3.2)$$

$$a_n(t) = \frac{2}{T_0} \int_a^{a+T_0} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt, n > 0 \quad (3.3)$$

$$b_n(t) = \frac{2}{T_0} \int_a^{a+T_0} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt, n > 0 \quad (3.4)$$

3.2. Combinador Linear de Fourier (FLC)

O Combinador Linear de Fourier (*Fourier Linear Combiner* ou *FLC*) é um algoritmo adaptativo para determinação de sinais periódicos [10]. As aplicações do *FLC* em geral abrangem a filtragem adaptativa para medição de sinais biomédicos. Exemplos de aplicações biomédicas do *FLC* podem ser encontrados em [9]-[12].

A base da construção do *FLC* proposto por Vaz em [10] é o algoritmo *Least Mean Square (LMS)* proposto por Widrow e Hoff [11]-[12]. O *LMS* consiste em um algoritmo recursivo de mínimos quadrados para determinação das amplitudes do sinal estimado. Ele busca o valor dos coeficientes que produz o menor erro quadrático em relação ao sinal de entrada [11].

O *LMS* busca representar o sinal y_k em termos de um produto de vetores, conforme Equação (3.5).

$$y_k = \underline{x}_k^* \underline{w}_k \underline{w}_k^0 + v_k \quad (3.5)$$

Onde o vetor \underline{w}_k^0 representa o peso inicial dos parâmetros do vetor, o vetor \underline{w}_k representa o peso adaptativo de y_k e o termo \underline{x}_k^* representa o transposto do conjugado complexo do vetor das parcelas trigonométricas \underline{x}_k . O termo v_k representa o ruído presente no sistema. Assim, ele funciona como uma aplicação iterativa do método gradiente descendente [9].

O erro do sistema é dado pela diferença entre o sinal de entrada y_k e produto dos termos \underline{x}_k^* e \underline{w}_k , conforme pode ser visto na Equação (3.6).

$$e_k = y_k - \underline{x}_k^* \underline{w}_k \quad (3.6)$$



A adaptabilidade dos termos do vetor \underline{w}_k é dada pela Equação (3.7).

$$\underline{w}_{k+1} = \underline{w}_k + \mu \underline{x}_k e_k \quad (3.7)$$

Onde μ é um número real maior que zero que determina o tamanho do ajuste de cada iteração [10].

Widrow *et al.* discute que a relação entre o sinal de entrada, \underline{w}_k e o vetor de conjugados \underline{x}_k , onde \underline{x}_k é dado pelo termo representado na Equação (3.8), pode ser encontrada com a escolha adequada do ganho μ . O vetor de amplitude $\underline{w}_k|_{k=IN}$ é proporcional à Transformada de Fourier Discreta de entrada $\{s_m\}_{m=IN-N}^{IN-1}$. As equações são (3.7) e (3.8) são denominadas de analisadores do espectro do LMS [10].

$$\underline{x}_k = \frac{1}{\sqrt{N}} [1 e^{-j\omega_0 k} \dots e^{-j\omega_0 k(N-1)}]', \omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (3.8)$$

Supondo um sinal periódico s_k amostrado em um período T, descrito por uma Série de Fourier, tal qual descrito pela Equação (3.9).

$$s_k = \sum_{n=\pm 1}^{\pm N} w_n^0 e^{jn\omega_0 k} = \underline{x}_k^* \underline{w}^0, \omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (3.9)$$

Onde \underline{x}_k é determinada pela Equação (3.10) e \underline{w}^0 pela Equação (3.11)

$$\underline{x}_k = [e^{j\omega_0 Nk} e^{j\omega_0(N-1)k} \dots e^{j\omega_0 k} e^{-j\omega_0 k} \dots e^{-j\omega_0 Nk}]' \quad (3.10)$$

$$\underline{w}^0 = [w_{-N}^0 w_{-N-1}^0 \dots w_{-1}^0 w_1^0 \dots w_N^0] \quad (3.11)$$

Para este caso, assume-se que o sinal s_k pode ser representado por não mais que N harmônicos. N passa a ser chamado de ordem do modelo. O sinal s_k não pode ser descrito por uma ordem N tal que $N > T/2$. A determinação da ordem do modelo é ditada pela largura de banda do sinal [10].

Substituindo esta representação do sinal s_k na Equação (3.5) e esta na Equação (3.6), obtém-se a Equação (3.12) que representa o erro de forma mais completa.



$$e_k = \underline{x}_k^{*T} \underline{w}^0 + v_k - \underline{x}_k^{*T} \underline{w}_k \quad (3.12)$$

É a esta aplicação do algoritmo *LMS* que se denomina *FLC*. O erro e_k estima adaptativamente o vetor de amplitudes \underline{w}_k .

O diagrama de blocos do algoritmo *FLC* é apresentado na Figura 32.

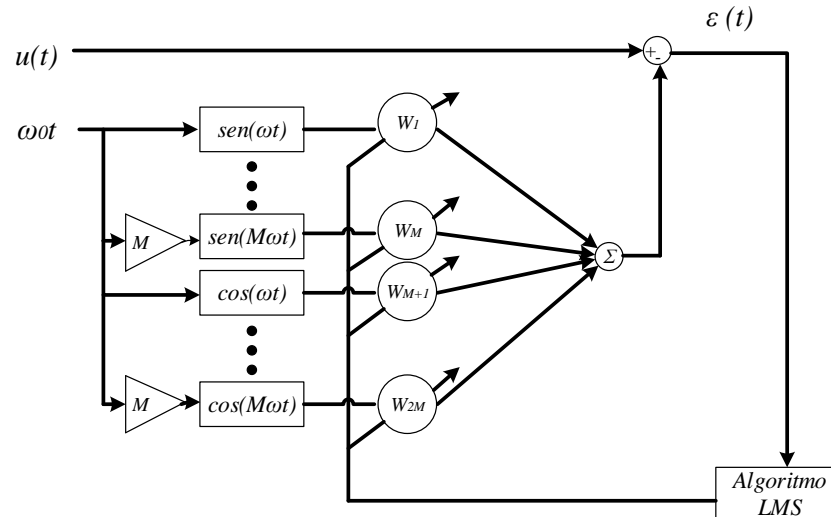


Figura 32: Combinador Linear de Fourier (*FLC*) [24].

Para simplificação do modelo implementado em linguagens de programação, o algoritmo foi apresentado em sua forma trigonométrica. A ordem do modelo é denotada pelo índice M .

Uma das vantagens do *FLC* sobre outros métodos de *PLL* é detecção de todos os componentes harmônicos intrínseca ao seu algoritmo. Um único esforço computacional é necessário para que se possa determinar todos os componentes de um determinado sinal.

Importante notar que o *FLC* necessita da informação da frequência fundamental do sinal de entrada. Sem esta informação ele se torna incapaz de estimar as amplitudes do sinal de entrada para qualquer ordem fornecida [10].

3.2.1. Determinação do Ganho ou Passo μ

Widrow determina em [12] que para se garantir a convergência do algoritmo *LMS* é simplesmente necessário que a Equação (3.13) seja respeitada. Se esta condição for atendida, o valor de μ poderia ser definido empiricamente.



$$\mu < \frac{1}{M} \quad (3.13)$$

Vaz *et al.* [10] faz um estudo mais aprofundado para determinar um melhor passo μ a ser aplicado no *FLC*. Ele parte inicialmente da análise da Equação (3.14).

$$\xi = \frac{\mu^2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S_v(\omega)H(\omega)d\omega \quad (3.14)$$

Onde ξ é o erro devido ao ruído, S_v é o espectro de densidade do ruído v_k e $H(\omega)$ é definido pela Equação (3.15).

$$H(\omega) \equiv \left\| \underline{x}'_0(H - Ie^{j\omega})^{-1}D\underline{x}_0 \right\|^2 \quad (3.15)$$

Em sua análise, Vaz determina que para o caso $M=1$, a função μ^2H possui solução e consegue convergir somente para frequência $\omega=\omega_0$, não importa quão pequeno seja o passo μ . Ainda em [10], Vaz estabelece a relação proposta na Equação (3.16).

$$BW = \frac{2\text{sen}^2\omega_0}{|\mu^2\text{cos}^2\omega_0 - \text{sen}^2\omega_0|}\mu \quad (3.16)$$

Para o caso em que $\mu \ll 1$, é aceita a simplificação da Equação (3.17).

$$B \approx 2\mu \quad (3.17)$$

3.3. Combinador Linear de Fourier com Frequência Adaptativa (WFLC)

O Combinador Linear de Fourier com Frequência Adaptativa (*Weighted-Frequency Fourier Linear Combiner - WFLC*) é uma modificação realizada por Riviere para tornar o *FLC* adaptável à possibilidade de variações de frequência [12].

A proposta de Riviere era desenvolver um algoritmo que pudesse estimar valores de frequência, como o algoritmo *LMS* estima amplitudes sem acrescentar muito ao custo computacional do mesmo. Assim, foi desenvolvido o algoritmo *LMS* modificado para operar



em paralelo ao *LMS*, determinando para o mesmo o valor da frequência do sinal de maior energia [11]. A Figura 33 apresenta o diagrama de blocos do algoritmo *WFLC*.

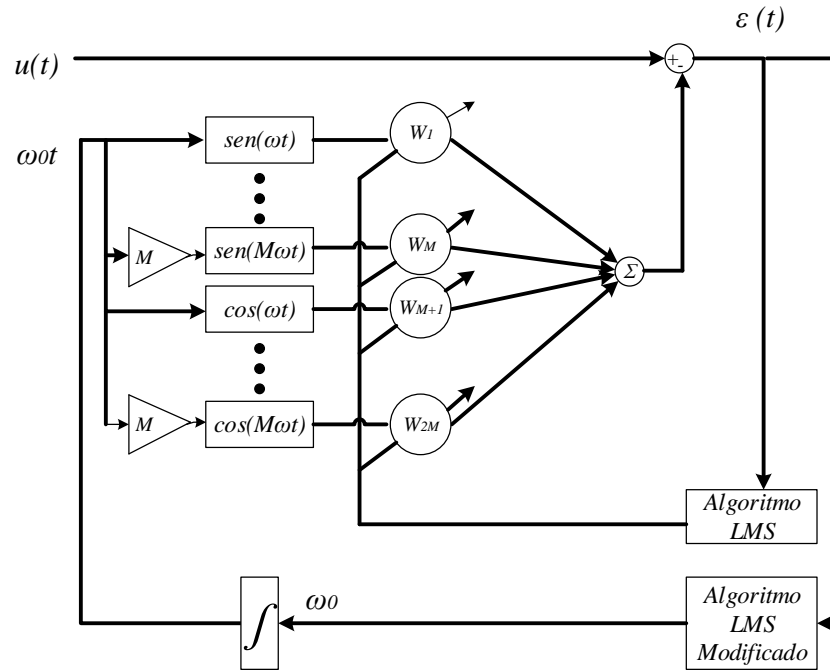


Figura 33: Diagrama de Blocos do *WFLC* [34].

Conforme pode ser visto, o *WFLC* é basicamente a estrutura do algoritmo *LMS* modificado atuando em torno do algoritmo *FLC* proposto por Vaz. Nota-se que o *WFLC* não necessita de uma frequência fundamental, porém é convencionalizado que o algoritmo se torna mais eficiente quando é fornecido uma frequência inicial próxima a frequência desejada [12]. Essa característica é extremamente interessante para aplicações de sistema de energia, devido ao conhecimento prévio da frequência esperada da rede elétrica onde será aplicado o *PLL*. O algoritmo *LMS* modificado está apresentado na Equação (3.18).

$$\omega_{0_{k+1}} = \omega_{0_k} + 2\mu_0 \varepsilon_k \sum_{n=1}^M n(w_{n_k} x_{M+n_k} - w_{M+n_k} x_{n_k}) \quad (3.18)$$

Onde μ_0 representa o passo adaptativo para determinação do valor da frequência da fundamental. A determinação de μ é análoga à determinação do passo μ do *FLC*. Porém, o valor do passo μ_0 deve respeitar a Equação (3.19) [12].

$$\mu_0 \ll \mu \quad (3.19)$$



3.4. Estrutura *WFLC/FLC*

Uma dificuldade na implementação do *WFLC* é o equilíbrio dos valores de μ e μ_0 . Um grande número de harmônicos, por exemplo, tornaria a detecção do sinal de maior energia menos eficiente, e isso levaria a uma imprecisão da estimação dos harmônicos presentes no sinal. Por isso, é convencional realizar o desenvolvimento do *WFLC* para detecção do sinal fundamental e seu valor de frequência e o desenvolvimento de um *FLC* isolado que, a partir da frequência fornecida pelo *WFLC*, estima as amplitudes dos harmônicos do sinal [11].

Esta estrutura conjunta de *WFLC* e *FLC* é denominada neste trabalho com o nome de *WFLC/FLC*. O diagrama de blocos representativo do *WFLC/FLC* é apresentado na Figura 34.

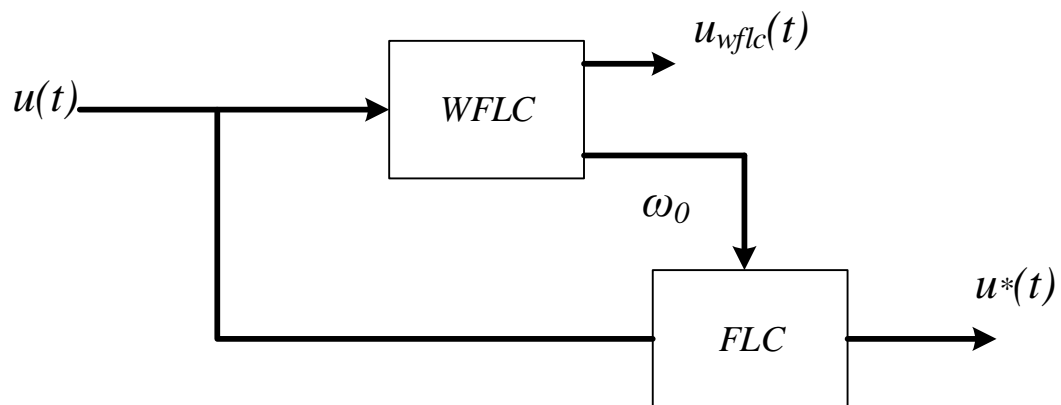


Figura 34: Estrutura *WFLC/FLC*

Conforme visto na Figura 34, a detecção de amplitude do *WFLC* é desprezada com o intuito de otimizar a detecção da frequência fundamental. Assim é possível determinar os passos μ e μ_0 buscando otimizar a adaptação da frequência sem se preocupar com o impacto sobre a adaptação das amplitudes. É recomendada a inclusão de um filtro passa-baixa antes do *WFLC*, para que o algoritmo se ajuste ao sinal de maior energia, neste caso, a frequência fundamental [11].

3.4. Comparação entre o *WFLC/FLC* e o *PLL* original

É possível traçar um paralelo entre o algoritmo original do *PLL* e do *WFLC/FLC* conforme visto no Capítulo 2. A estrutura original do *PLL* encontra-se repetida na para facilitar a consulta.



O *PLL* original é constituído de um Detector de Fase, um Filtro e um Oscilador de Tensão Controlada. Comparando à estrutura do *WFLC/FLC* à estrutura do *PLL* original apresentado na Figura 3, estabeleceu-se a comparação proposta na Figura 35.

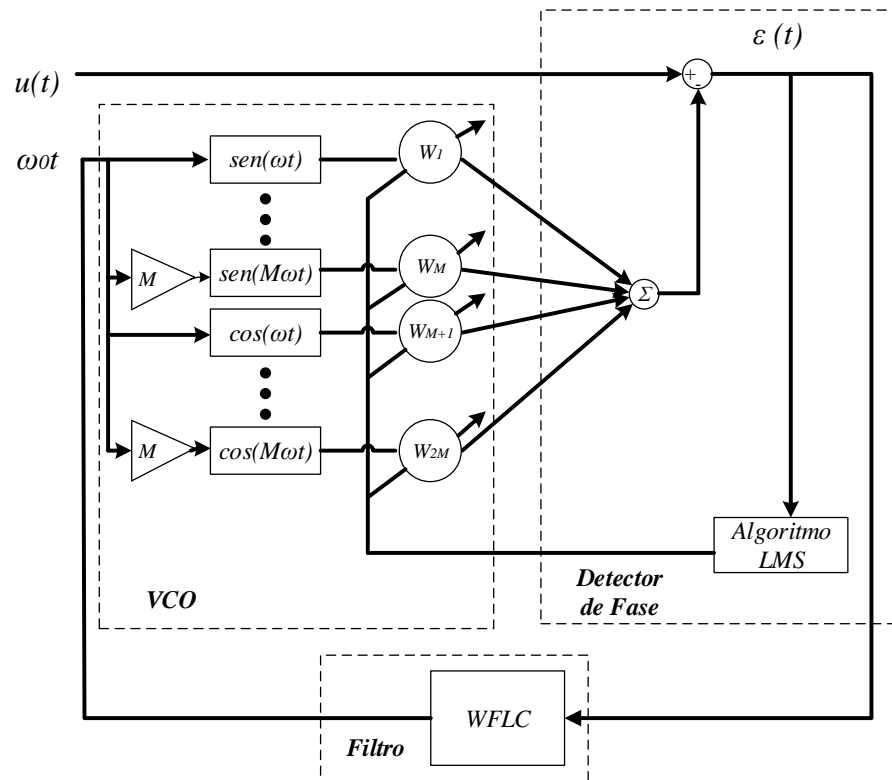


Figura 35: Comparação entre o *PLL* original e o *WFLC/FLC*

O Detector de Fase do *PLL* original corresponde ao comparador e o algoritmo *LMS* do *FLC*. O filtro corresponde à todo o *WFLC* que é responsável pela detecção do sinal fundamental e frequência. Por fim, o *VCO* é representado pela parte trigonométrica que gera do sinal estimado.

Importante perceber que a determinação da frequência da fundamental é realizada em paralelo com a determinação da amplitude dos sinais. Essa característica permite que a compensação dos harmônicos de um determinado sinal seja realizada antes mesmo da determinação da frequência do sinal de maior energia.

3.5. Conclusão

Neste Capítulo foi realizada a apresentação e o estudo do Combinador Linear de Fourier (*FLC*) e do Combinador Linear de Fourier com Frequência Adaptativa (*WFLC*). Foram abordadas as equações que lhe formam a base matemática e os diagramas de blocos correspondentes. Também foi apresentado um método de sintonização dos ganhos correspondentes às duas técnicas e um método de otimização com a utilização dos dois algoritmos em conjunto. Por fim verificou-se que esta estrutura conjunta denominada neste trabalho de *WFLC/FLC* se adequa ao modelo original de um *PLL*.



Capítulo 4: Aplicação e Análise do *WFLC/FLC* em Sistemas de Energia

Neste capítulo serão abordadas as aplicações realizadas a fim de se comprovar a possibilidade de utilização do *WFLC/FLC* como um detector de tensão em sistemas monofásicos de baixa tensão. Serão apresentados os dados e cálculos que foram necessários para tornar viável o experimento simulado e montado em bancada. Também serão definidos os parâmetros ou requisitos mínimos para aplicação do mesmo em Sistemas de Energia, conforme determinações do PRODIST.

Para decidir sobre a eficiência do *WFLC/FLC* em Sistemas de Energia, adotou-se como critério a capacidade do mesmo em determinar as características necessárias para se reconstruir um sinal de tensão monofásico. Explicitadamente as características são:

- Amplitude;
- Frequência;
- Fase;
- Distorção Harmônica;

4.1. Variações de Amplitude

O PRODIST em seu módulo 8, regulamenta a qualidade da tensão da rede elétrica conforme seu valor permanente e seus possíveis distúrbios. Os distúrbios de tensão regulamentados pelo PRODIST são:

- Tensão em regime permanente.
- Fator de Potência.
- Harmônicos de tensão.
- Desequilíbrio de Tensão.
- Flutuação de Tensão.
- Variação de Tensão de Curta Duração.
- Frequência.

Estão no escopo deste trabalho as análises de tensão em regime permanente, harmônicos de tensão, variação de tensão de curta duração e frequência.



4.1.1. Tensão de Regime Permanente

O PRODIST estabelece os valores de tensão em regime permanente devem ser acompanhados em toda a rede de distribuição. Essas tensões devem ser medidas e verificadas se correspondem a medidas adequadas, precárias ou críticas [8].

A Tabela 5 determina os valores adequados, precários ou críticos para redes elétricas de baixa tensão.

Tabela 5: Faixas de classificação aplicadas à rede de baixa tensão nominal [8]

TENSÃO DE ATENDIMENTO (TA)	FAIXA DE VARIAÇÃO DE TENSÃO DE LEITURA (TL) EM RELAÇÃO À TENSÃO NOMINAL (TN)
Adequada	$0,92TN \leq TL \leq 1,05TN$
Precária	$0,87TN \leq TL < 0,92TN$ ou $1,05TN < TL \leq 1,06TN$
Crítica	$TL < 0,87TN$ ou $TL > 1,06TN$

Com relação à tensão permanente, a característica do *PLL* a ser analisada é o erro estacionário. A análise do erro estacionário é feita pela comparação dos valores das amplitudes dos sinais de entrada e estimados pelo *WFLC/FLC*. O valor de tensão da fundamental escolhido foi de 127 V, a fim de se ter um sistema próximo ao utilizado em redes de baixa tensão monofásicas.

4.1.2. Variação de Tensão de Curta Duração

Variação de Tensão de Curta Duração é a denominação fornecida pelo PRODIST para desvios significativos do valor eficaz de tensão por curto intervalo de tempo [8]. Essas variações estão classificadas na Tabela 6.

A classificação relaciona a denominação da Variação de Tensão de Curta Duração com o tempo da variação e o valor por unidade da variação em relação à tensão de referência.



Tabela 6: Classificação de Variações de Tensão de Curta Duração [8]

CLASSIFICAÇÃO	DENOMINAÇÃO	DURAÇÃO DA VARIAÇÃO	VARIAÇÃO EM RELAÇÃO À REFERÊNCIA
Variação Momentânea de Tensão	Interrupção Momentânea de Tensão	Inferior ou igual a três segundos	Inferior a 0,1pu
	Afundamento Momentâneo de Tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos	Superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9pu
	Elevação Momentânea de Tensão	Superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos	Superior a 1,1pu
Variação Temporária de Tensão	Interrupção Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Inferior a 0,1pu
	Afundamento Temporário de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior ou igual a 0,1 e inferior a 0,9pu
	Elevação Temporária de Tensão	Superior a três segundos e inferior a três minutos	Superior a 1,1pu

Para analisar a capacidade do *PLL* de determinar esses distúrbios foram coletados os dados a respeito de interrupção, afundamentos e elevação em seu tempo de resposta e eliminação do erro.

Os valores adotados tanto para simulação quanto para o protótipo em bancada estão dispostos na Tabela 7.

Tabela 7: Valores de Tensão adotados para análise do *WFLC/FLC*

DISTURBIO ANALISADO	VALORES DE TENSÃO ADOTADOS
Afundamento	0,2pu
Elevação	1,3pu



4.2. Variação de Frequência

Variações de frequência da tensão fornecida é responsável pelo sobreaquecimento de componentes ligado a rede e danificação dos mesmos. As variações de frequência da rede devem respeitar determinação do PRODIST conforme indicado na Tabela 8.

Tabela 8: Variação de frequência conforme PRODIST [8]

TEMPO DE OPERAÇÃO	FAIXA DE VALORES
Regime Permanente	59,9 a 60,1 Hz
< 30 segundos	59,5 a 60,5 Hz

Para variação de frequência foi escolhido um degrau de -0,5 Hz sobre a frequência da fundamental de 60 Hz. Para análise da frequência, foram analisados o tempo de resposta e o erro estacionário do *WFLC* para estimação do valor da frequência da fundamental.

4.3. Variação de fase

O PRODIST não possui uma regulamentação para o caso de uma variação de fase. Foram escolhidos um avanço e um atraso de 45° que foi igualmente adotado em análises de outros *PLLs*, como visto em [6].

Para este critério, o tempo de resposta em encontrar a nova fase se torna um elemento de grande importância. Porém também foi analisado a variação e correção do erro no instante de aplicação do degrau de fase.

4.4 Harmônicos

O foco principal deste trabalho é a proposição de um algoritmo de detecção de sinais periódicos que seja capaz de determinar todos os componentes harmônicos de um sinal com um menor esforço computacional. Desta forma, este deve ser o elemento de maior atenção em uma análise.

A regulamentação do PRODIST determina que as concessionárias devem se atentar aos valores de Distorção Harmônica Individual de Tensão ($DIT_h\%$) e Distorção Harmônica Total de Tensão ($DTT\%$) [8]. A expressão para o cálculo de cada uma delas está explicitada nas equações (4.1) e (4.2).



$$DIT_h\% = \frac{V_h}{V_1} \times 100 \quad (4.1)$$

$$DTT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max}} V_h^2}}{V_1} \times 100 \quad (4.2)$$

Onde h é o número de harmônicos considerado no espectro harmônico do sinal detectado. O PRODIST determina que no mínimo, qualquer modelo adotado deve considerar até pelo menos o 25º harmônico [8]. Considerando sistemas monofásicos de baixa tensão, a DTT deve estar limitada a 10% do valor nominal da tensão da fundamental [8].

As DIT_h são determinadas conforme Tabela 9.

Tabela 9: Níveis de referência para Distorções Harmônicas Individuais de Tensão [8]

ORDEM HARMÔNICA		DISTORÇÃO HARMÔNICA INDIVIDUAL DE TENSÃO
Ímpares Não Múltiplas de 3	5	7,5
	7	6,5
	11	4,5
	13	4
	17	2,5
	19	2
	23	2
	25	2
	>25	1,5
Ímpares Múltiplas de 3	3	6,5
	9	2
	15	1
	21	1
	>21	1
Pares	2	1
	4	0,5
	6	0,5
	8	0,5
	10	0,5
	12	0,5
	>12	0,5



Respeitando esses valores máximos foram escolhidos valores para simulação e bancada. Tais valores já foram definidos anteriormente e se encontram na Tabela 2.

4.5. Determinação dos passos μ do *FLC* e μ e μ_0 do *WFLC*

Conforme visto no item 3.2.1, a determinação dos passos μ e μ_0 do *FLC* e do *WFLC* respectivamente são feitas de forma empírica, desde que se obedecem as relações impostas pelas equações (3.13) e (3.19). Também é importante observar que tais passos sofrem influência da frequência de amostragem, assim, os ganhos aqui demonstrados foram selecionados para uma frequência de 10 kHz. Os valores de μ devem ser tais que:

$$\mu_{FLC} < \frac{1}{25} = 0.04 \quad (4.3)$$

$$\mu_{WFLC} < \frac{1}{1} = 1 \quad (4.4)$$

O ganho μ_{WFLC} foi escolhido apenas considerando que fosse pequeno o suficiente para que a detecção de amplitude não influenciasse a detecção de frequência. Os ganhos μ_{FLC} e μ foram otimizados empiricamente para obter um melhor tempo de acomodação.

A Tabela 10 e 11 apontam a escolha dos valores dos ganhos referidos. O ganho μ_{FLC} se refere ao ganho μ do *FLC* e μ_{WFLC} ao ganho μ do *WFLC*. O tempo de acomodação de frequência foi calculado para um degrau de 1Hz aplicado sobre o sistema quando o *PLL* já estava em regime permanente.

Tabela10: Determinação de μ_{FLC} .

μ_{FLC}	TEMPO DE ACOMODAÇÃO [ms]
0,040	-
0,037	90,00
0,035	80,50
0,030	96,30
0,020	185,00



Tabela 11: Determinação de μ_{WFLC} e μ_0 .

μ_0	μ_{WFLC}	TEMPO DE ACOMODAÇÃO DA FREQUÊNCIA [ms]
$4 \cdot 10^{-5}$	0,004	273,00
$3 \cdot 10^{-5}$	0,004	265,00
$2 \cdot 10^{-5}$	0,004	239,00
$1,5 \cdot 10^{-5}$	0,004	165,00
$1 \cdot 10^{-5}$	0,004	230,00

Os valores escolhidos estão apontados na Tabela 12.

Tabela 12: Ganhos escolhidos para o WFLC/FLC

μ	VALOR
μ_{FLC}	0,035
μ_{WFLC}	0,004
μ_0	$1,5 \cdot 10^{-5}$



Capítulo 5: Simulação e Seus Resultados

Neste capítulo serão abordados os dados coletados referentes à simulação do *WFLC/FLC*.

Primeiramente serão apresentados os procedimentos para realização dos testes simulados, dentre elas, o *software* utilizado e suas respectivas configurações e a escolha de valores para implementação de forma satisfatória.

5.1. Sistema Simulado

O sistema foi desenvolvido no *software PSCAD/EMTDC* com o intuito de analisar o comportamento do *WFLC/FLC* em Sistemas de Energia. O *PSCAD/EMTDC* é um simulador de transitório eletromagnético no domínio do tempo, habitualmente utilizado para estudo de comportamento de transientes em redes elétricas.

Os parâmetros de configuração do *software* seguem na Tabela 13.

Tabela 13: Configuração do *software PSCAD/EMTDC* para a simulação do *WFLC/FLC*

PARÂMETRO	VALOR
<i>Duration of run</i>	3 s
<i>Solution Time Step</i>	1 μ s
<i>Chanel Plot Setup</i>	10 μ s

Após a montagem do sistema no *software*, foi implementado o algoritmo *WFLC/FLC* em linguagem de programação C a partir de uma interface C/Fortran disponível no próprio simulador. A frequência de amostragem do sinal de entrada foi configurada para 10 kHz.



5.2. Resultados de Simulação

5.2.1. Detecção de Sinais Periódicos

Primeiramente verificou-se a resposta do algoritmo ao sinal senoidal proposto na Tabela 1. Os resultados alcançados neste teste estão expostos nos gráficos das Figuras 36 à 38.

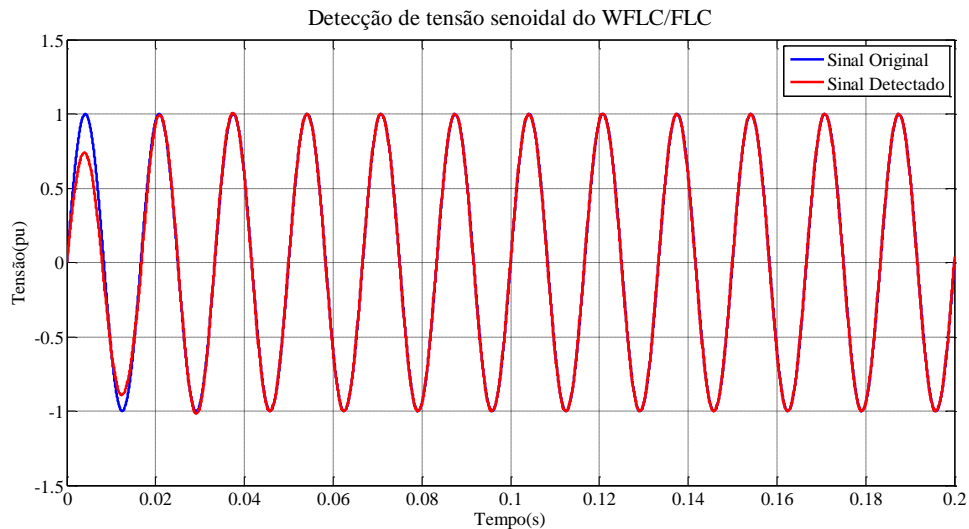


Figura 36: Detecção de tensão senoidal do WFLC/FLC

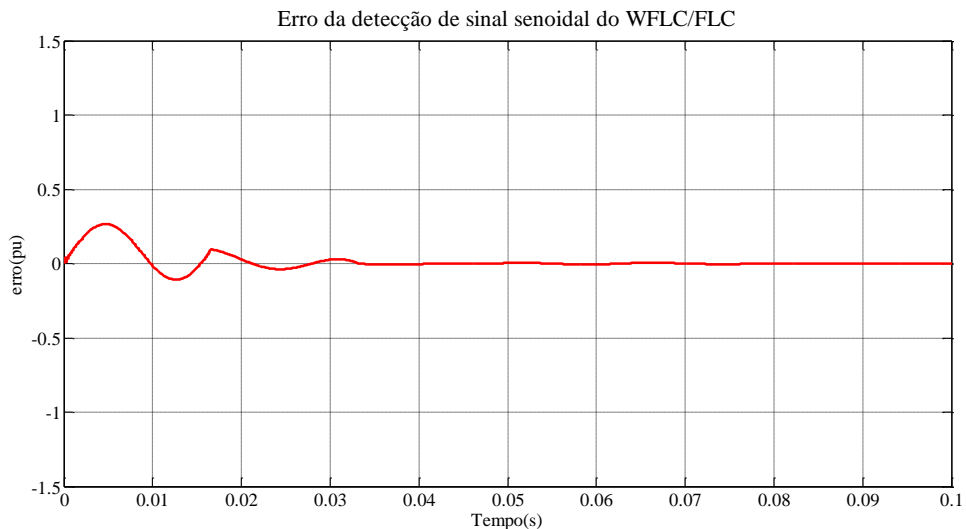


Figura 37: Erro da detecção de sinal senoidal do WFLC/FLC

É observado que o WFLC/FLC conseguiu estimar o sinal senoidal com eficiência em 0,03s. O sobressinal do erro foi de 0,3pu.



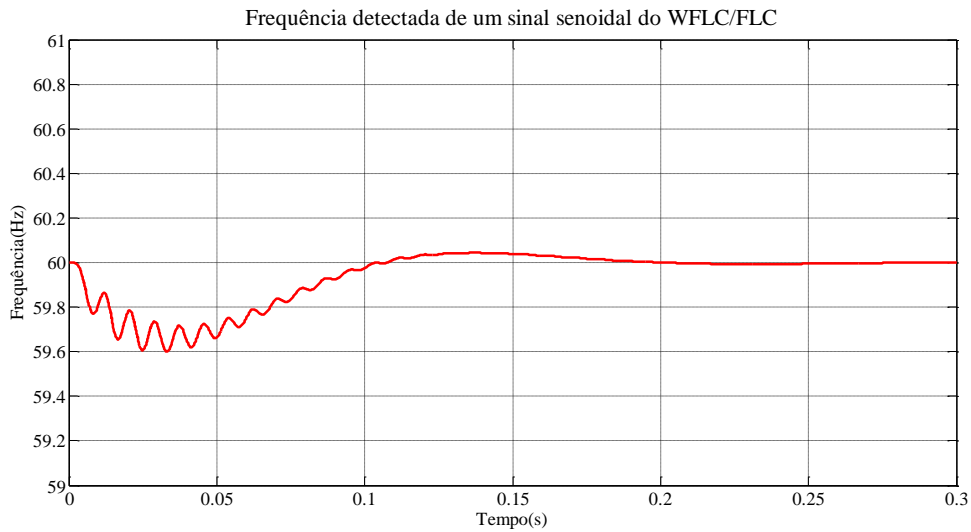


Figura 38: Frequência detectada de um sinal senoidal do WFLC/FLC

Analisando a frequência detectada pelo *WFLC/FLC*, é possível verificar que a frequência do sinal senoidal foi detectada em 0,1s com sobressinal de -0,4Hz.

Conclui-se então que o *WFLC/FLC* pode ser utilizado para detecção de sinais de tensão monofásicos. Os próximos testes serão capazes de afirmar sobre a eficiência do *WFLC/FLC* diante do sistema elétrico brasileiro.

5.2.2. Variações de Tensão de Curta Duração

A simulação foi dividida em duas partes. Uma aborda o comportamento do *WFLC/FLC* em afundamentos de tensão e outra estuda o comportamento do *WFLC/FLC* em elevações de tensão. Os valores escolhidos podem ser conferidos na Tabela 6 e Tabela 7. Os resultados estão apresentados nas Figuras 39 à 41 para elevação e nas Figuras 42 à 44 para afundamento.

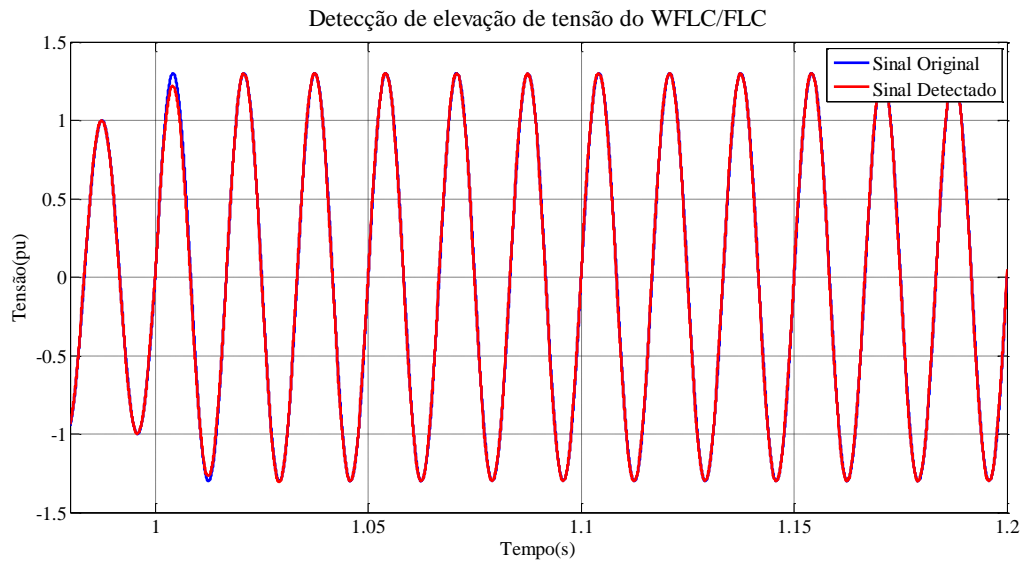


Figura 39: Detecção de elevação de tensão do WFLC/FLC

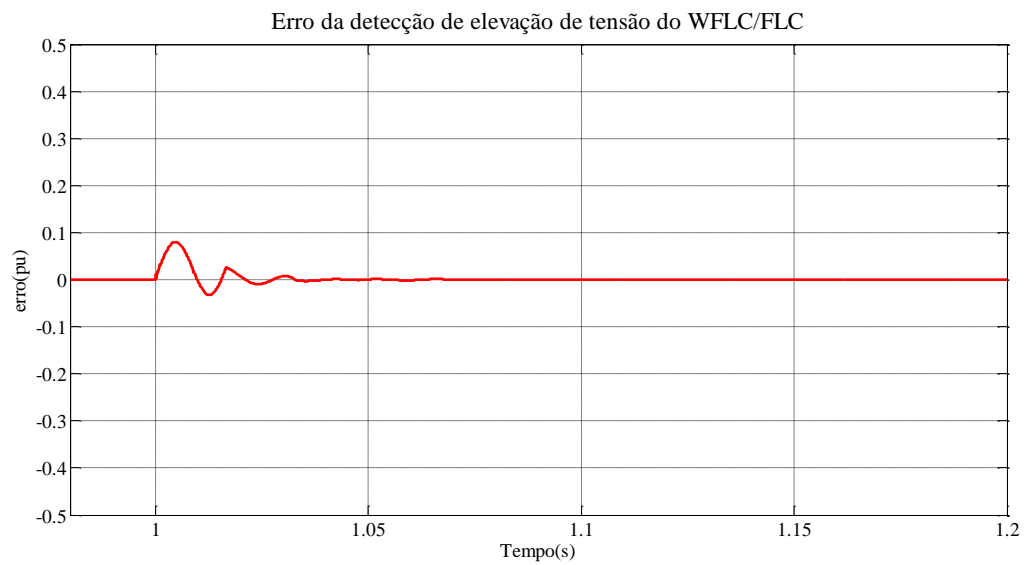


Figura 40: Erro da detecção de elevação de tensão do WFLC/FLC

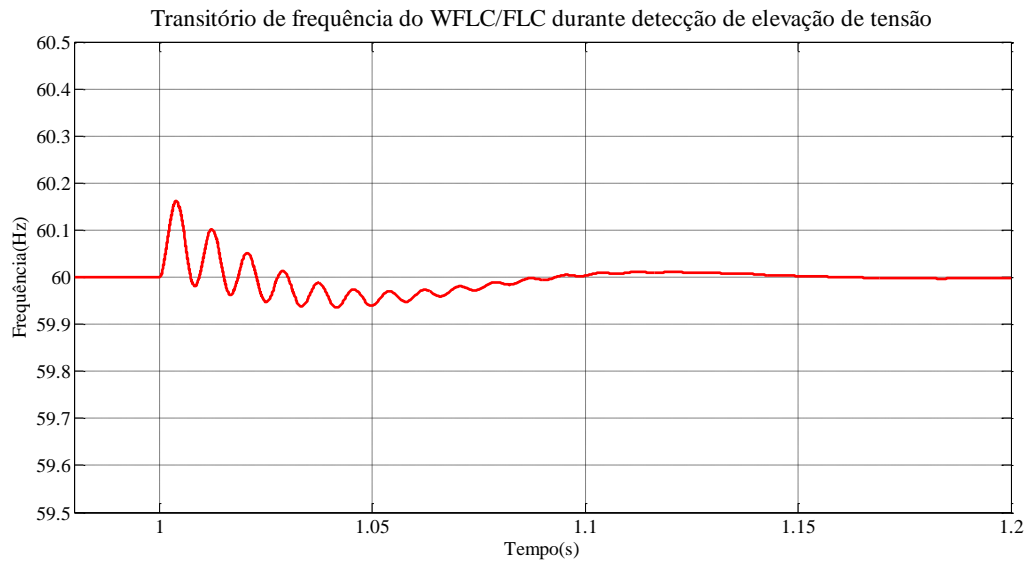


Figura 41: Transitório de frequência do WFLC/FLC durante detecção de elevação de tensão

A eliminação do erro devido à elevação de tensão é realizada em 0,04s, porém, isso não é perceptível ao observar o sinal detectado devido a atuação do *WFLC* que compensa o sinal estimado durante transitórios de tensão. Após a entrada da elevação de tensão e o restabelecimento da amplitude da fundamental pelo *FLC*, o *WFLC* retorna para o valor de frequência do sinal (60Hz). O regime transitório do *WFLC* permaneceu por 0,168s.

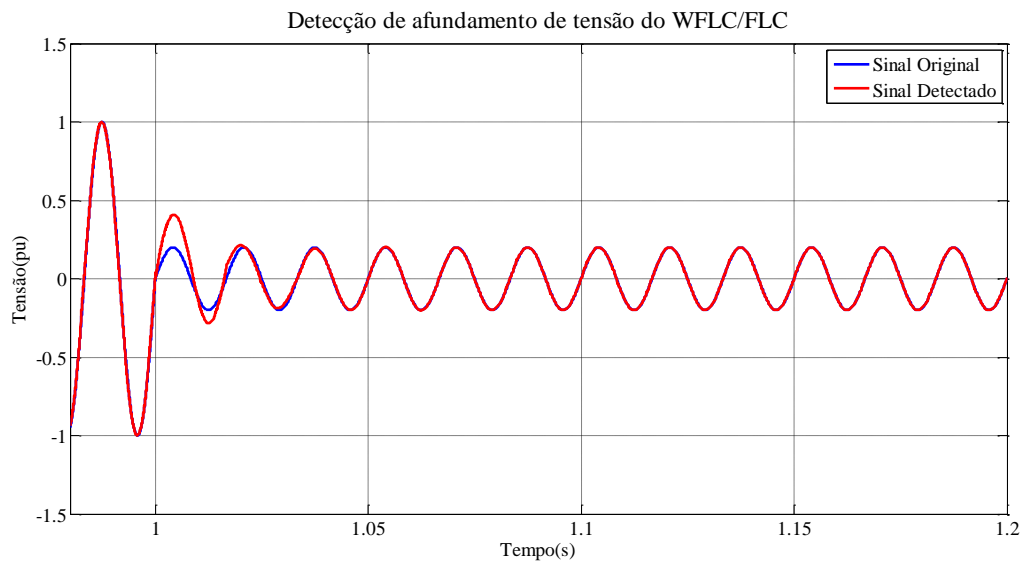


Figura 42: Deteção de afundamento de tensão do WFLC/FLC

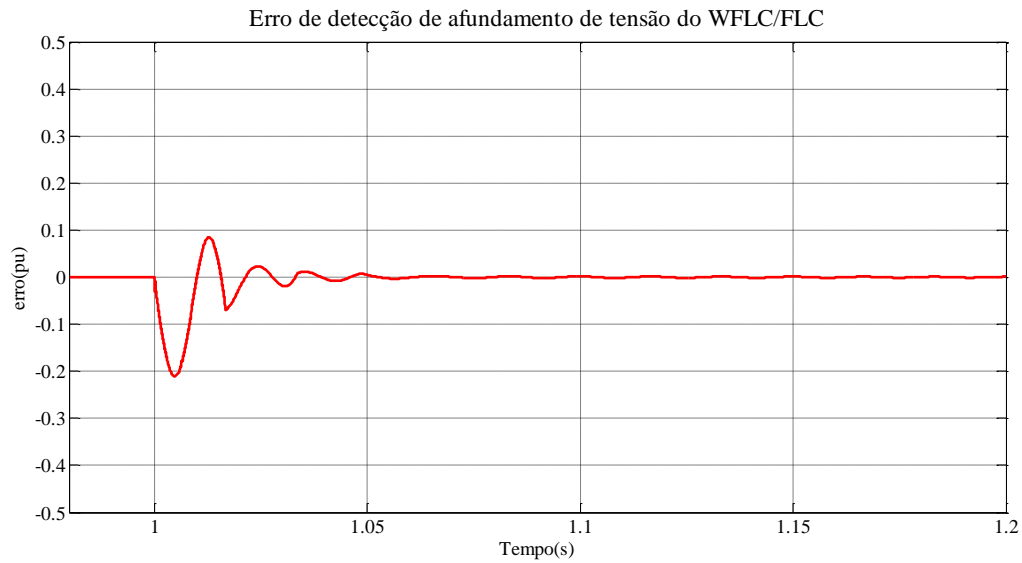


Figura 43: Erro de detecção de afundamento de tensão do WFLC/FLC

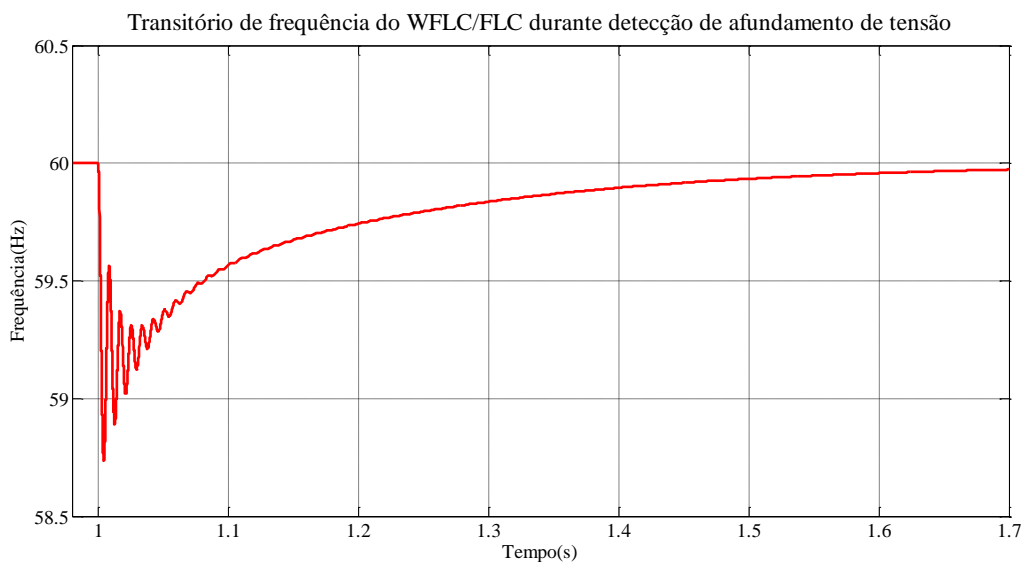


Figura 44: Transiente de frequência do WFLC/FLC durante detecção de afundamento de tensão

O afundamento estabelecido foi detectado com um tempo de acomodação de 0,06 s. Semelhante ao caso de elevação de tensão, o *WFLC* atuou sobre o transiente compensando o sinal da fundamental. A frequência se reestabeleceu em 0,41s.

5.2.3. Variações de Frequência

Conforme o PRODIST, frequência de rede elétrica não pode variar mais de 0,5Hz em torno da frequência da fundamental. Assim, o algoritmo *WFLC/FLC* deve ser capaz de detectar variações de frequência para que o sistema possa se recuperar dentro do prazo estipulado pelo PRODIST.

A Figura 45 apresenta o resultado da simulação do *WFLC/FLC* quando é aplicada uma variação de frequência de 60 para 59,5Hz. As Figuras 46 e 47 apresentam o comportamento da tensão durante a variação de frequência.

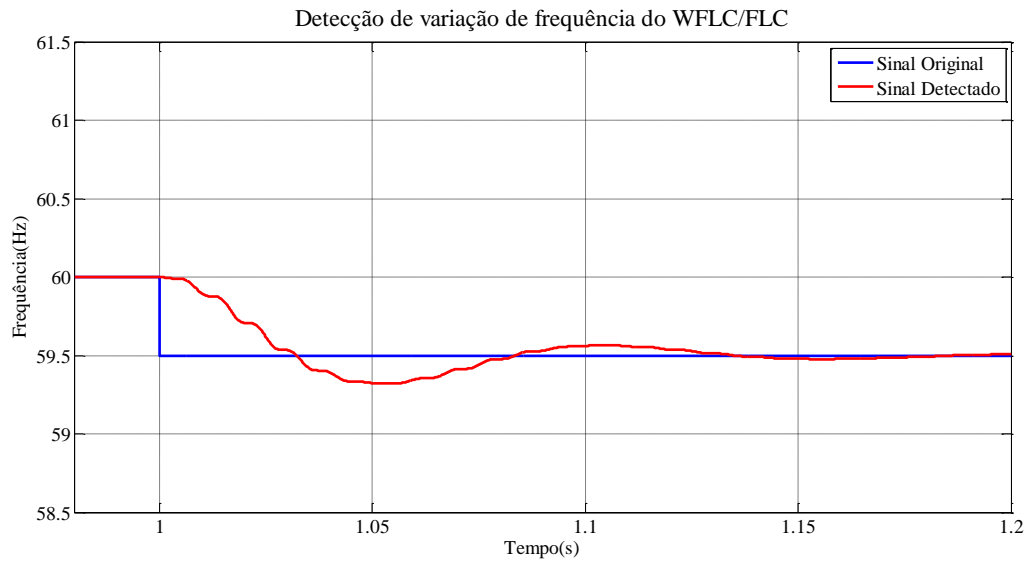


Figura 45: Detecção de variação de frequência do *WFLC/FLC*

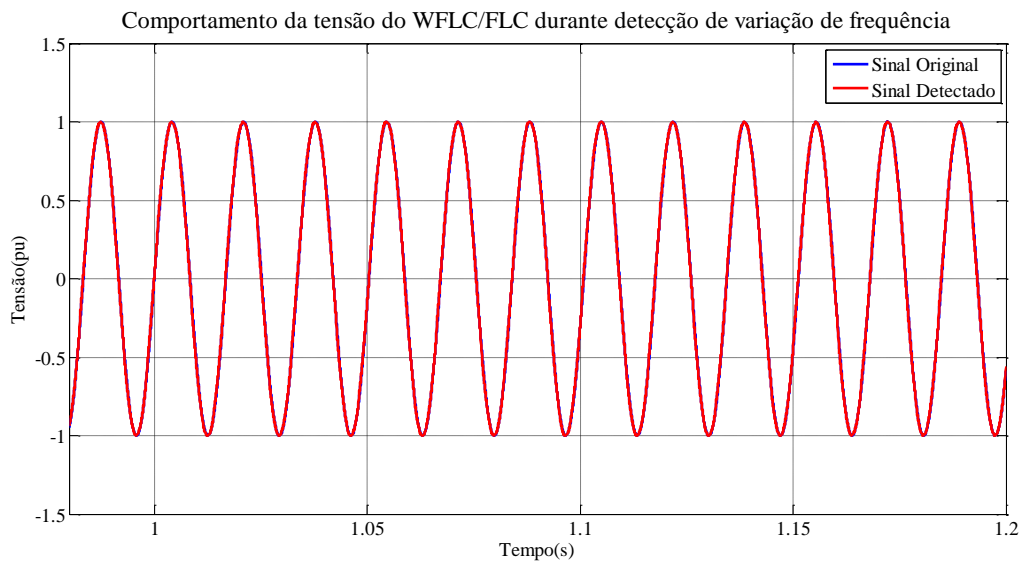


Figura 46: Comportamento da tensão do *WFLC/FLC* durante detecção de variação de frequência

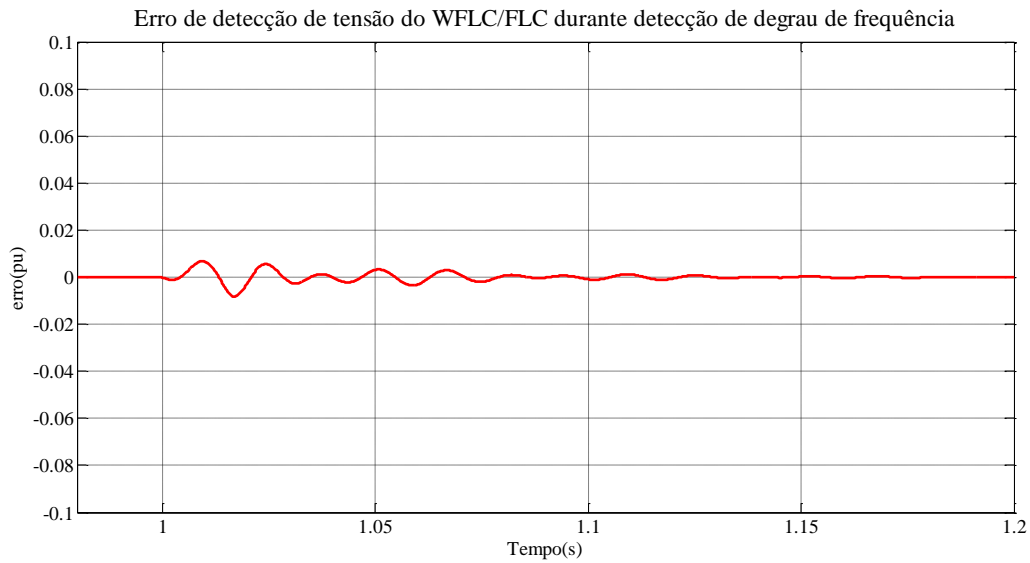


Figura 47: Erro de detecção de tensão do WFLC/FLC durante detecção de degrau de frequência

Aplicando a variação de frequência, o WFLC/FLC conseguiu detectar a nova frequência com tempo de acomodação de 0,136s. É possível verificar que o erro máximo foi menor 0,007pu eliminado no momento em que a frequência atingiu o regime permanente.

5.2.4. Variações de Fase

Em casos de afundamento e elevação de tensão, é comum ter em conjunto uma variação de fase. Para determinar uma variação de fase que pudesse ser satisfatória, adotou-se como base o mesmo utilizado por Karimi-Ghartemani em [6]. Os testes de fase serão de avanço de 45° e posteriormente um atraso de 45° . Os resultados estão expostos nas Figuras 48 à 53.

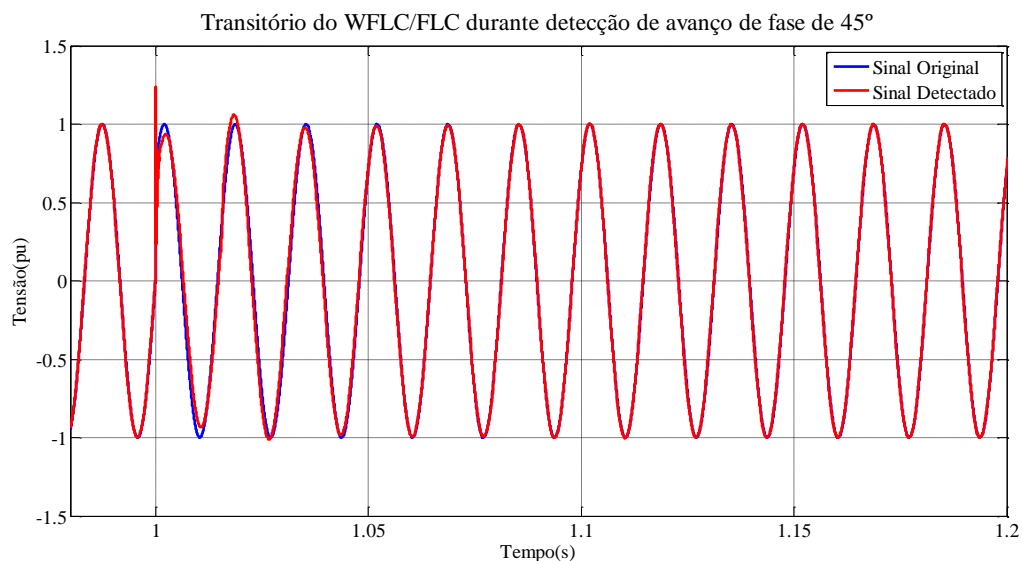


Figura 48: Transitório do WFLC/FLC durante detecção de avanço de fase de 45°



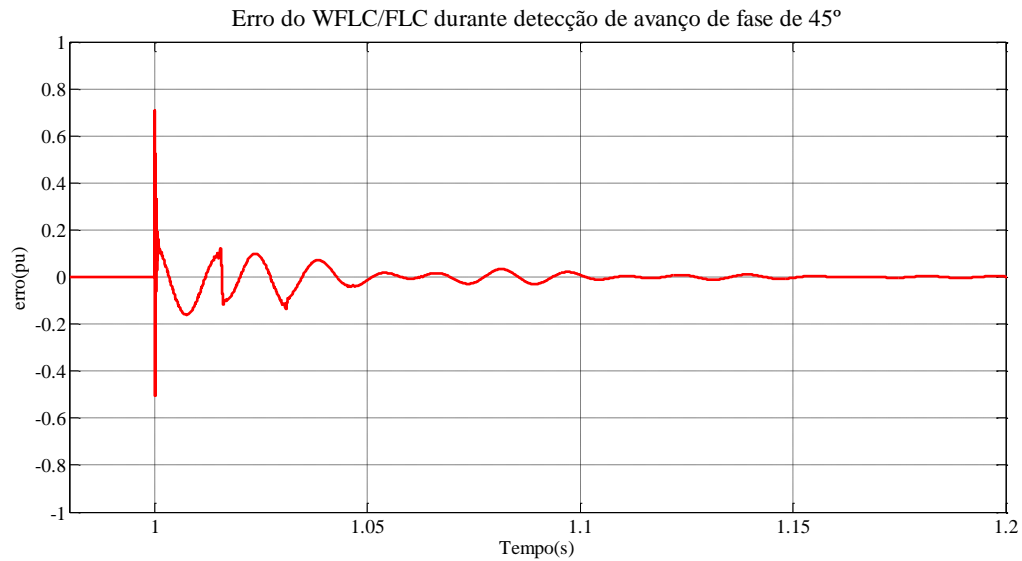


Figura 49: Erro do *WFLC/FLC* durante detecção de avanço de fase de 45°

O avanço de fase ocorreu no tempo 1s. O *WFLC/FLC* obteve um sobressinal de 0,7pu de erro no momento do avanço e o tempo de acomodação ao novo *set-point* foi de 0,12s.

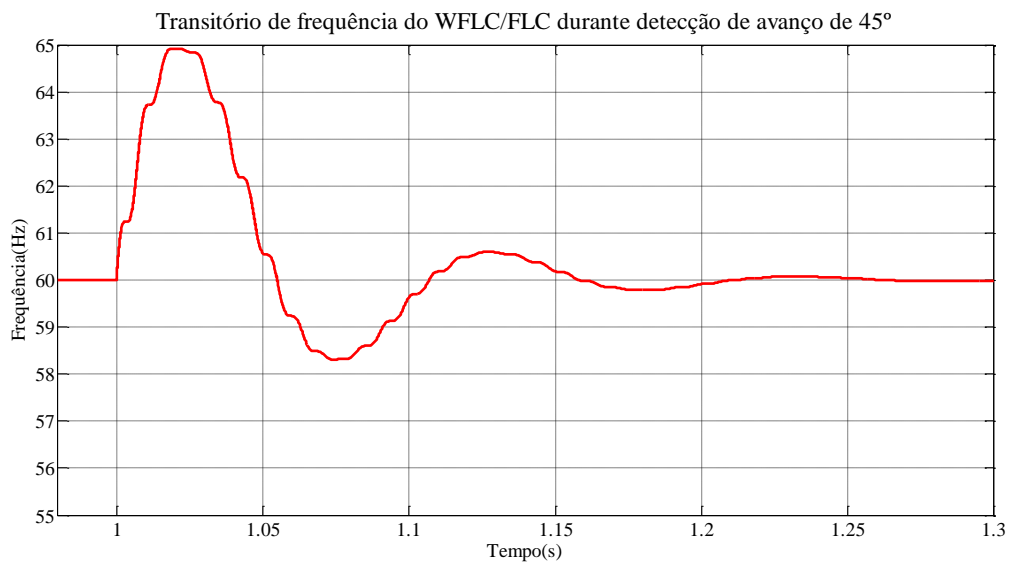


Figura 50: Transiente de frequência do *WFLC/FLC* durante detecção de avanço de 45°

Devido ao avanço de fase, o *WFLC* busca uma frequência mais alta para o sinal gerando um transiente de frequência, conforme demonstrado na Figura 50. Este transiente é mitigado em 0,118s.

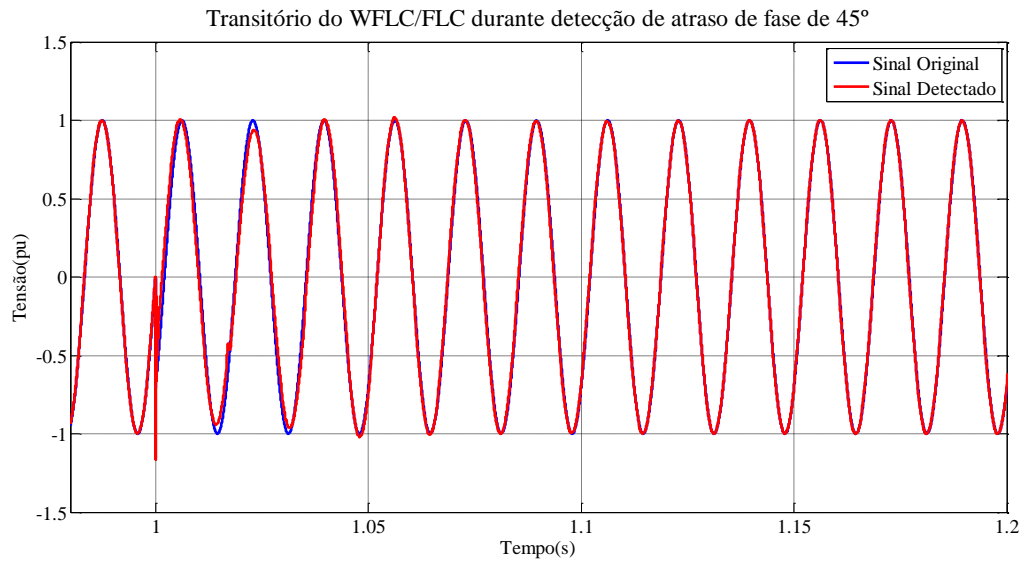


Figura 51: Transitório do *WFLC/FLC* durante detecção de atraso de fase de 45°

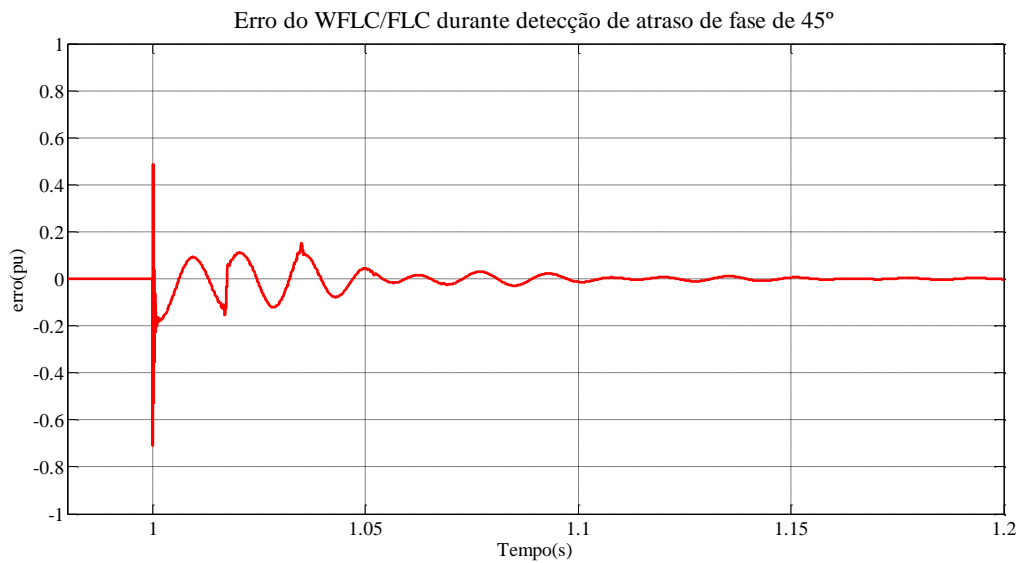


Figura 52: Erro do *WFLC/FLC* durante detecção de atraso de fase de 45°

Semelhante ao caso de avanço de fase, durante o atraso de fase, o algoritmo oscila apresentando um erro com sobressinal de 0,7pu e tempo de acomodação de 0,12s

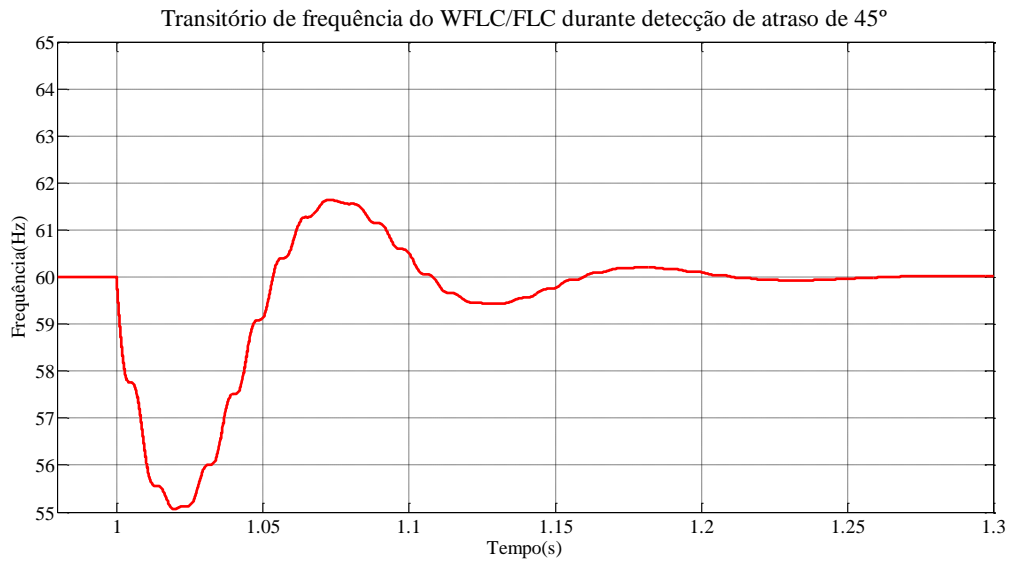


Figura 53: Transitório de frequência do WFLC/FLC durante detecção de atraso de 45°

Com o atraso de fase, o *WFLC* busca uma nova frequência inferior a 60Hz apresentado um transiente que foi corrigido em 0,118s.

5.2.5. Detecção de Harmônicos

Para realizar o teste de detecção de harmônicos utilizou-se os valores de sinal distorcido previamente apresentados na Tabela 2. As Figuras 54 à 57 apresentam o comportamento do sinal no momento da inserção dos harmônicos e o correspondente sinal detectado.

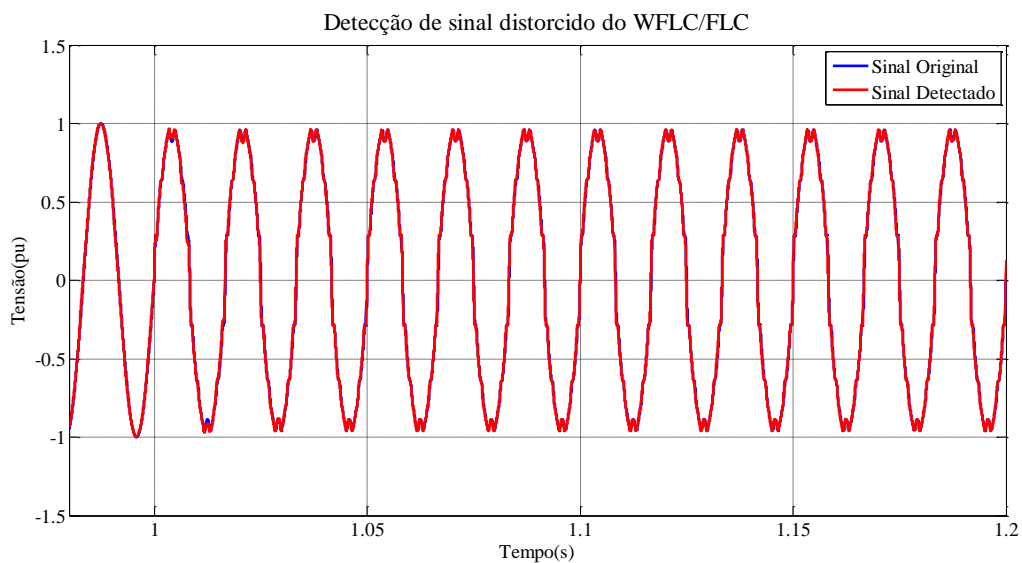


Figura 54: Detecção de sinal distorcido do WFLC/FLC



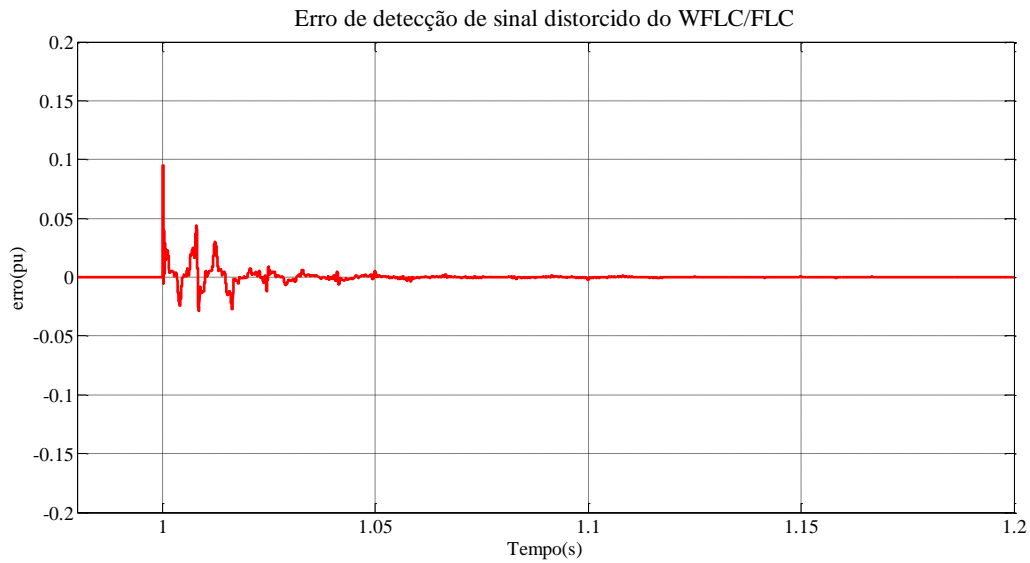


Figura 55: Erro de detecção de sinal distorcido do WFLC/FLC

No momento da inserção dos harmônicos o *WFLC/FLC* apresenta oscilação que é mitigada em 0,024 s. Mesmo durante a oscilação, o sinal detectado compensa por meio da inserção de ganhos em harmônicos mais altos até alcançar novamente o regime permanente.

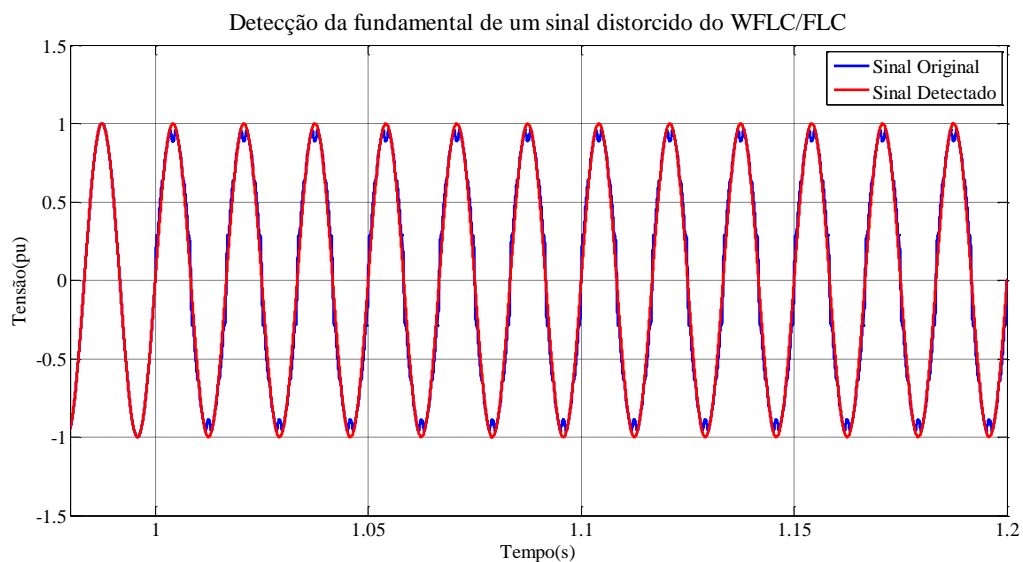


Figura 56: Detecção da fundamental de um sinal distorcido do WFLC/FLC

É possível perceber que a fundamental detectada não sofre perturbação, pois a distorção harmônica é rapidamente compensada pelo *WFLC/FLC*. Uma das vantagens do *WFLC/FLC* é justamente permitir a seleção de cada componente separadamente.

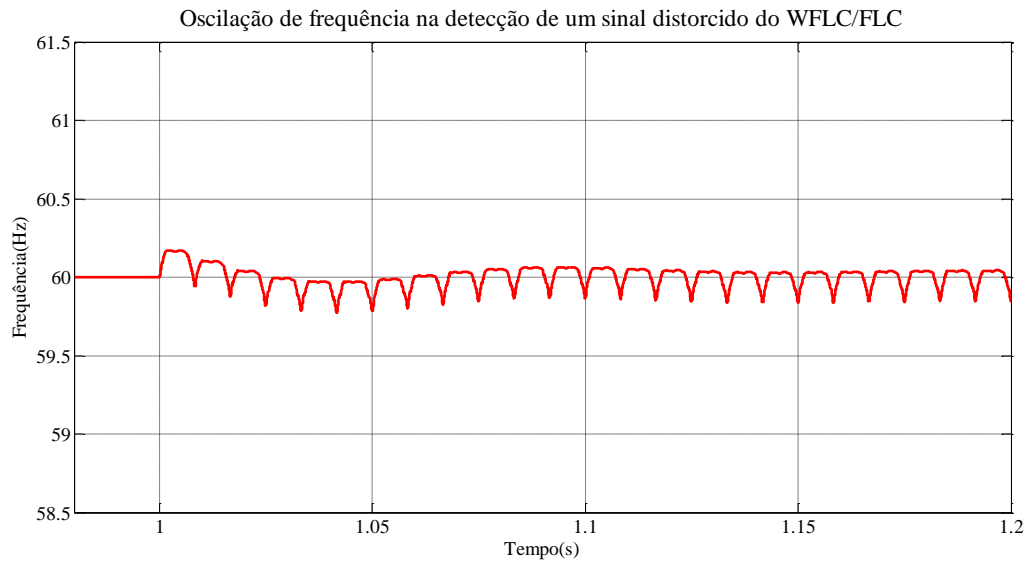


Figura 57: Oscilação de frequência na detecção de um sinal distorcido do WFLC/FLC

A partir do momento da inserção do sinal distorcido, a frequência apresenta uma faixa de oscilação de 59,86 a 60,05Hz.

Tabela 14: Detecção da distorção harmônica

PARÂMETRO	SINAL ORIGINAL	SINAL DETECTADO
3° harmônico	7,35 %	7,35 %
5° harmônico	2,40 %	2,40 %
7° harmônico	4,05 %	4,04 %
11° harmônico	2,10 %	2,08 %
13° harmônico	1,05 %	1,03 %
15° harmônico	3,00 %	2,97 %
17° harmônico	1,65 %	1,61 %
19° harmônico	1,05 %	1,05 %
21° harmônico	1,05 %	1,04 %
23° harmônico	1,20 %	1,19 %
25° harmônico	1,05 %	1,06 %

Em regime permanente, o WFLC/FLC consegue estimar os componentes harmônicos com boa precisão. O maior desvio ocorreu no 17° harmônico como observado na Tabela 14.



Capítulo 6: Testes de Bancada

6.1. Sistema Embarcado e *Hardware*

Para realização dos testes de bancada, o código foi embarcado no *DSP TMS320F28335* da *Texas Instruments*. O *software* utilizado para confecção do código foi o *Code Composer Studio v3.3* fornecido pelo próprio fabricante do *DSP*. Configurou-se o conversor analógico-digital para realizar amostragens na frequência de 10kHz. Para geração de sinais monofásicos de tensão, foi utilizada a fonte monofásica *CHROMA* modelo AC/6512. Os dados mais relevantes constam na Tabela 15.

Tabela 15: Parâmetros da Fonte *CHROMA* utilizada para os testes de bancada

PARÂMETRO	VALOR
Potência Máxima	1,2 kVA
Variação de Tensão	150V/300V
Precisão de Tensão	0,2%
Variação de Frequência	15Hz/2kHz
Precisão de Frequência	0,15%
Corrente Máxima	12A (150 V)/6A (300V)

A Figura 58 apresenta o *hardware* utilizado para coleta dos dados de bancada.

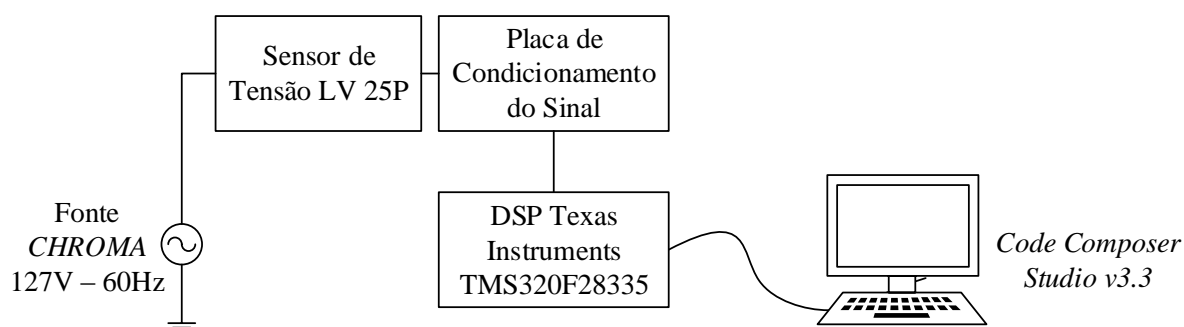


Figura 58: *Hardware* utilizado para coleta dos dados de bancada

A partir do sinal de tensão gerado pela fonte *CHROMA*, o sinal foi coletado por um sensor de tensão LV 25P e posteriormente condicionado para 0 a 3V, atendendo às



características do *DSP* da *Texas Instruments*. A coleta de dados foi implementada por meio de comunicação serial configurada de acordo com a Tabela 16.

Tabela 16: Configuração da comunicação serial

PARÂMETRO	CONFIGURAÇÃO
<i>Baud Rate</i>	115200
<i>Parity</i>	Não
<i>Stop Bits</i>	1
<i>Hardware Flow Control</i>	Nenhum
<i>Data Bits</i>	8

A Figura 59 apresenta a foto da bancada utilizada para realização dos procedimentos de análise experimental do *WFLC/FLC*.

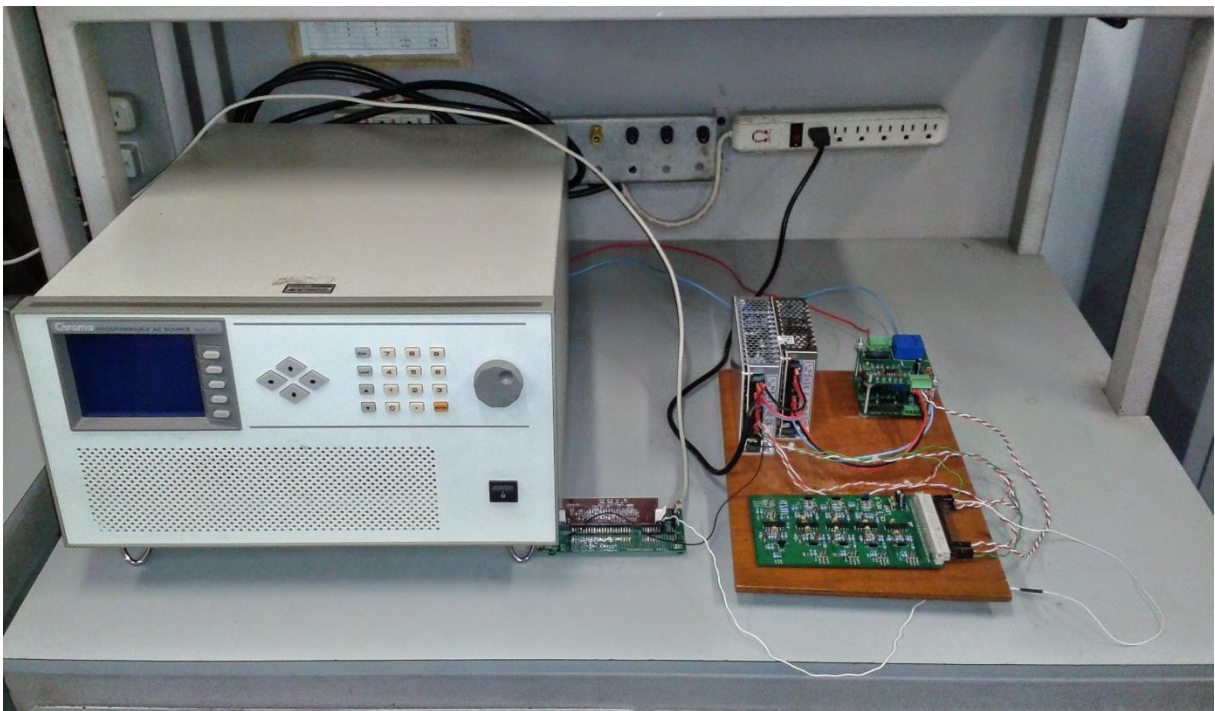


Figura 59: Foto da bancada montada com todos os seus componentes

6.2. Resultados dos Testes de Bancada

6.2.1. Variações de Tensão de Curta Duração

Semelhante ao que foi aplicado na simulação, utilizou-se os parâmetros de testes constantes da Tabela 7. As Figuras 60 à 65 apresentam os resultados adquiridos.



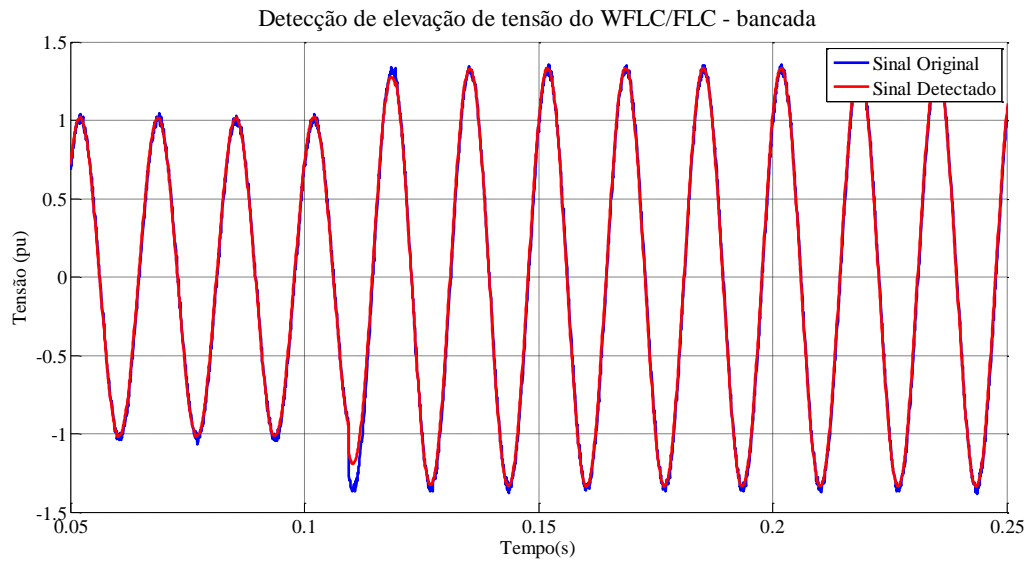


Figura 60: Detecção de elevação de tensão do WFLC/FLC - bancada

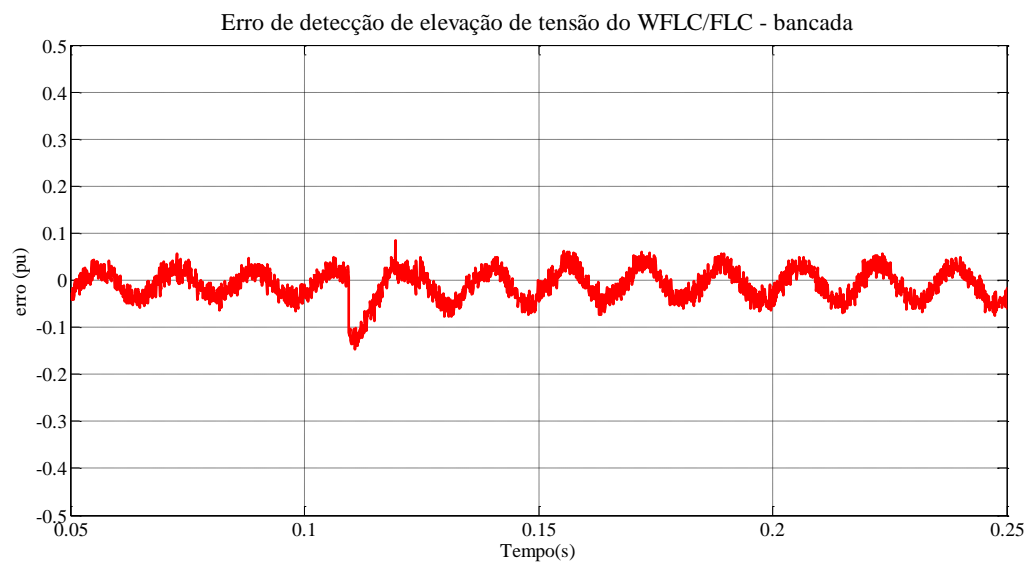


Figura 61: Erro de detecção de elevação de tensão do WFLC/FLC - bancada

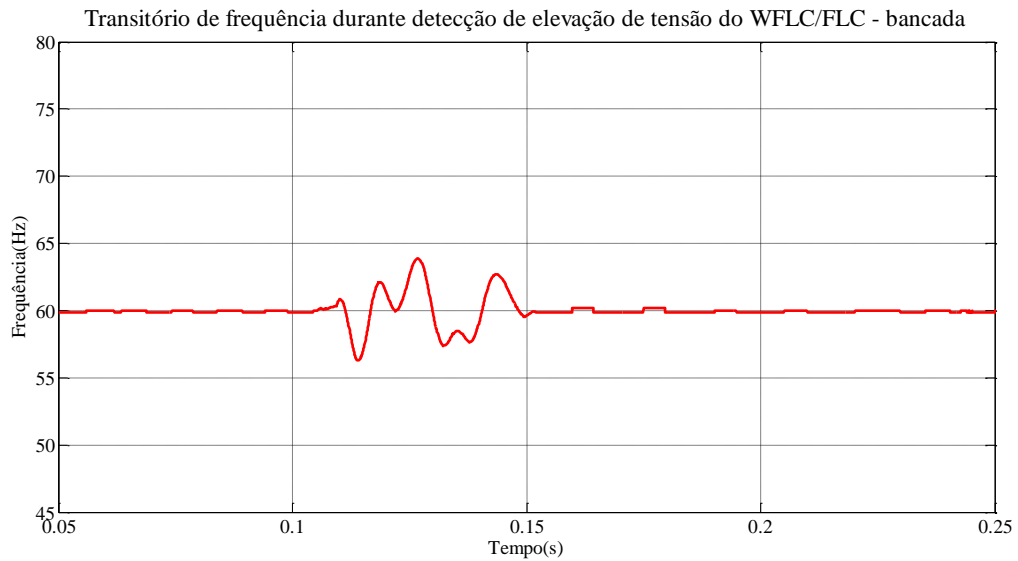


Figura 62: Transitório de frequência durante detecção de elevação de tensão do WFLC/FLC - bancada

Para o caso de elevação de tensão, é possível observar o comportamento semelhante do algoritmo WFLC/FLC. É possível observar que a presença de ruídos de alta frequência do sinal da fonte influenciou o comportamento do erro entre a tensão original e detectado. O erro devido à elevação de tensão foi eliminado em 0,03s. A frequência se restabeleceu em 60Hz aproximadamente em 0,03s.

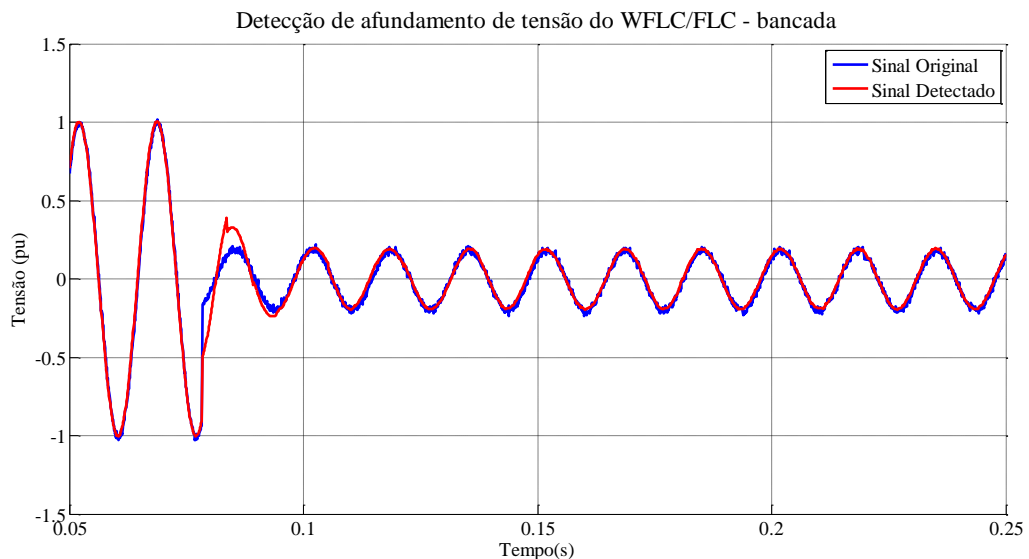


Figura 63: Detecção de afundamento de tensão do WFLC/FLC - bancada

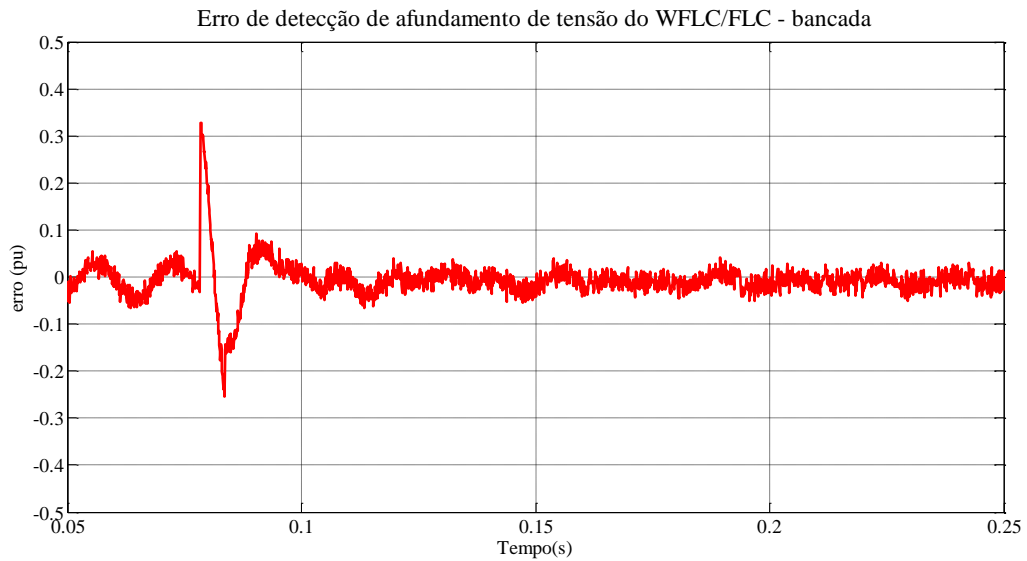


Figura 64: Erro de detecção de afundamento de tensão do WFLC/FLC - bancada

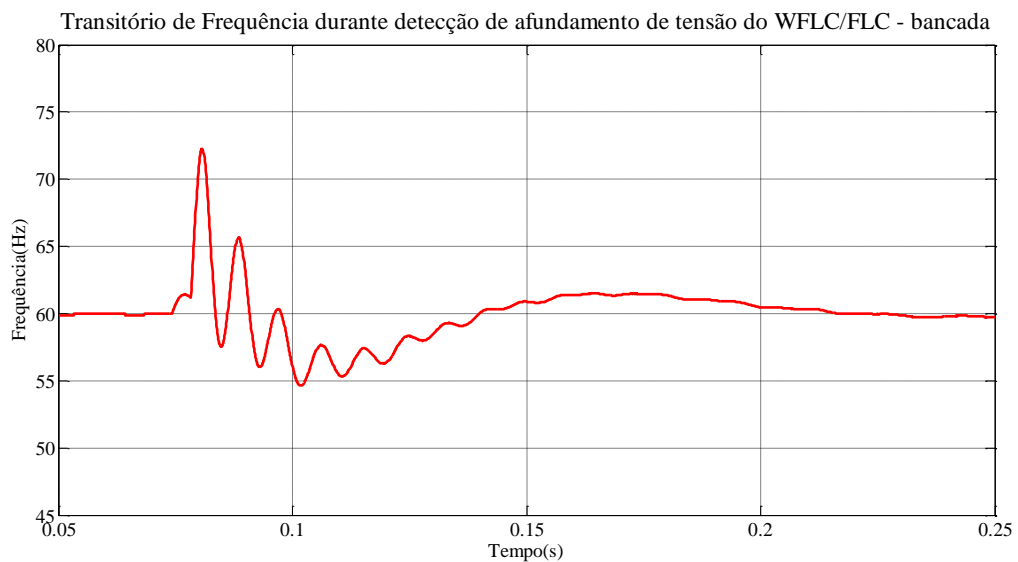


Figura 65: Transitório de Frequência durante detecção de afundamento de tensão do WFLC/FLC - bancada

No caso de afundamento de tensão, é possível observar a eliminação do erro em 0,05s. O transitório de frequência obteve uma dinâmica diferente dos resultados simulados. Foi detectado um sobressinal de 14Hz e a mitigação do transitório ocorreu em 0,198s. Essa diferença na dinâmica pode ser explicada pela diferença do tempo de processamento do sistema embarcado para o sistema simulado. Neste, o processamento do simulador aguarda o resultado do algoritmo para prosseguir com a simulação, naquele, tudo ocorre dentro do tempo real.

6.2.2. Detecção de Harmônicos

Selecionando na fonte a injeção de harmônicos correspondentes ao da Tabela 2, é possível obter resultados semelhantes aos apresentados na simulação. Devido a limitações da própria fonte, não é possível analisar a entrada do sinal distorcido por harmônicos, assim analisou-se a detecção dos harmônicos em regime permanente. Os resultados podem ser observados nas Figuras 66, 67 e 68.

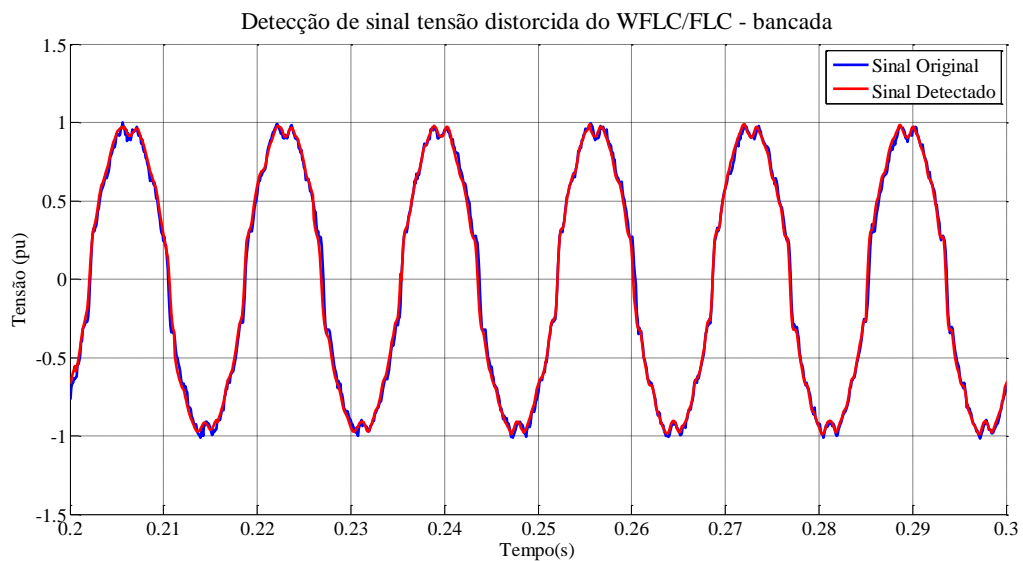


Figura 66: Detecção de sinal tensão distorcida do WFLC/FLC - bancada

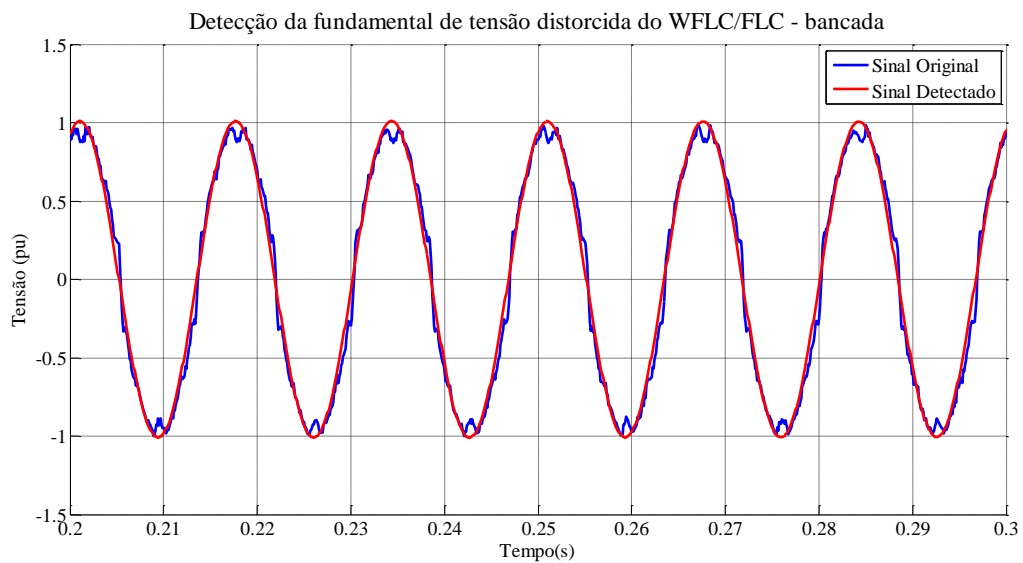


Figura 67: Detecção da fundamental de tensão distorcida do WFLC/FLC - bancada

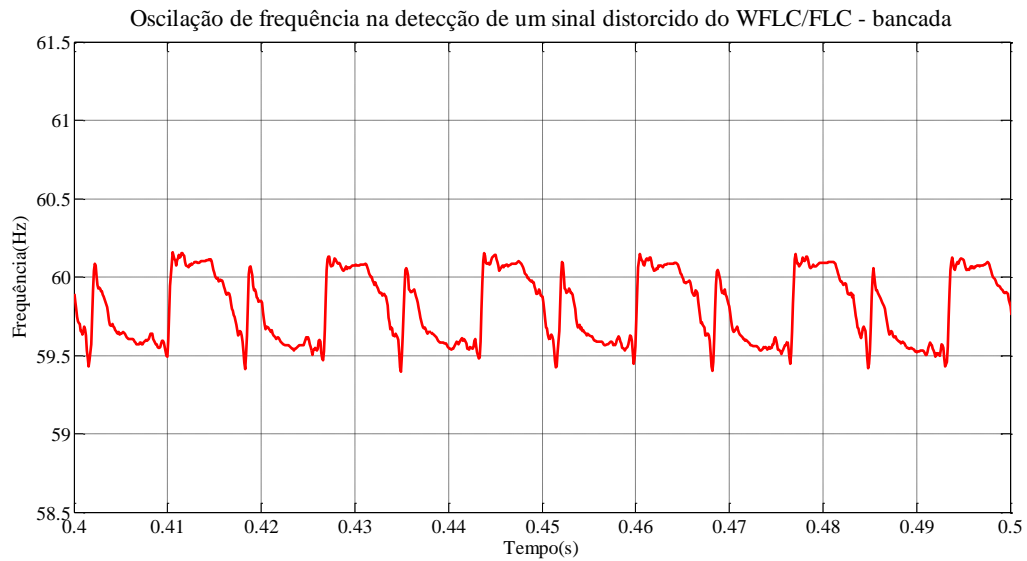


Figura 68: Oscilação de frequência na detecção de um sinal distorcido do WFLC/FLC - bancada

Da mesma forma que os dados de bancada, analisou-se o sinal detectado e a correspondente fundamental. Pode-se verificar que o sinal pode ser recomposto com eficiência e que a fundamental também é detectada. A imunidade a ruído pode ser analisada pela oscilação da frequência que em regime permanente permaneceu na faixa de 1.39 Hz.

A Tabela 17 apresenta os resultados da distorção harmônica correspondente ao gráfico da Figura 66.

Tabela 17: Detecção da distorção harmônica pelo DSP

PARÂMETRO	SINAL ORIGINAL	SINAL DETECTADO
3º harmônico	7,35 %	7,37 %
5º harmônico	2,40 %	2,29 %
7º harmônico	4,05 %	4,00 %
11º harmônico	2,10 %	2,05 %
13º harmônico	1,05 %	1,02 %
15º harmônico	3,00 %	2,93 %
17º harmônico	1,65 %	1,65 %
19º harmônico	1,05 %	1,09 %
21º harmônico	1,05 %	1,12 %
23º harmônico	1,20 %	1,27 %
25º harmônico	1,05 %	1,04 %

O *WFLC/FLC* é capaz de determinar a distorção harmônica do sinal periódico de entrada em regime permanente. Para os ganhos selecionados, o maior erro ocorreu no 15º harmônico com o desvio de 0,07%.



Capítulo 7: Conclusões

Ao longo deste trabalho foi apresentada uma nova técnica para obtenção de um Detector de Tensão ou *PLL*. Esta técnica, denominada *FLC*, é habitualmente utilizada para eliminar tremores humanos em aplicações de engenharia biomédica. Além disso, o *WFLC*, que é uma estrutura modificada do *FLC*, também foi apresentado e implementado.

Realizando a aplicação do mesmo em Sistemas de Energia, foi possível verificar sua aplicação em detecção de sinais de tensão nas mais diversas situações tal quais afundamentos e elevações de tensão, variação de frequência e fase e principalmente na detecção de harmônicos presentes em redes elétricas.

Os testes de afundamento e elevação de tensão permitiram afirmar que o algoritmo é capaz de determinar com eficiência valores de amplitudes de tensão, mesmo durante variações de tensão de curta duração. O mesmo pode ser percebido quando aplicado um avanço ou atraso de fase. Com relação à frequência, percebeu-se um atraso da resposta do *WFLC/FLC* que não seria prejudicado para determinação do sinal devido ao desacoplamento entre *WFLC* e *FLC*.

Analisando o comportamento do *WFLC/FLC* frente à distorção harmônica, pode-se perceber que o *WFLC/FLC* é capaz de determinar com precisão os valores dos componentes harmônicos de um sinal periódico simultaneamente, sendo uma técnica viável para aplicação em filtros ativos e híbridos, dentre outras aplicações em que se deseje eliminar ou identificar a distorção harmônica do sinal.

Portanto, das discussões apresentadas, é possível apontar as seguintes conclusões: i) o *WFLC/FLC* pode ser utilizado como *PLL* mantendo a eficiência apresentada pelas técnicas mais convencionais ii) É necessário aprimorar os ganhos do *WFLC* a fim de se garantir uma detecção da frequência fundamental mais eficiente.

7.1. Trabalhos Apresentados

Os primeiros testes de simulação foram compilados em um artigo apresentado no XX Congresso Brasileiro de Automática (CBA - 2014) realizado em setembro de 2014, em Belo Horizonte, Minas Gerais. Neste artigo, intitulado “Desenvolvimento de Um Combinador Linear de Fourier para Detecção de Sinais de Tensão”, foram apresentados resultados preliminares de simulação do *WFLC/FLC* e serviram de base para o aperfeiçoamento da codificação do algoritmo.



7.2. Sugestões para Trabalhos Futuros

Como proposta para trabalhos futuros sugere-se: i) Estudo da implementação do *WFLC/FLC* para detecção de sinais trifásicos, respeitando o estado da arte da detecção de sinais trifásicos, ii) busca por métodos mais exatos para sintonização do ganhos adaptativos, iii) aplicar o algoritmo em alguma estrutura de filtro, verificando seu comportamento diante de um sistema em funcionamento, iv) aperfeiçoar os testes, propondo situações mais extremas para o algoritmo e v) Comparar efetivamente o algoritmo *WFLC/FLC* à estruturas convencionais, possibilitando uma análise de ambos em Sistemas de Energia.



Referências Bibliográficas

- [1] Relatório do Balanço Energético Nacional (BEN) de 2013, Empresa de Pesquisa Energética (EPE), Ministério de Minas e Energia (MME).
- [2] Resolução Normativa Nº 456 de 29 de Novembro de 2000 – ANEEL.
- [3] Resolução Normativa Nº 414 de 9 de Setembro de 2010 – ANEEL
- [4] Resolução Normativa Nº 569 de 23 de Julho de 2013 – ANEEL
- [5] Rolim, L.G.B, Miranda, Costa, D.R. and Aredes, M., “*Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the p-q Theory*”, Trans. IEEE, vol. 53, pp. 1919–1926, 2006.
- [6] Karimi-Ghartemani, M, Karimi H. and Iravani M. R. “*A Magnitude/Phase-Locked Loop System Based on Estimation of Frequency and In-Phase/ Quadrature-Phase Amplitudes*”, Trans. IEEE, vol. 51 NO. 2, pp. 511-517, 2004.
- [7] Rodríguez, P, Luna, A, Candela, I, Teodorescu, R. and Blaabjerg, F., “*Grid Synchronization for Power Converters using Multiple Second Order Generalized Integrators*”. IECON 2008, 34th Annual Conference of IEEE, pp. 755-760, 2008.
- [8] ANEEL, Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST, Modulo 8, 2010.
- [9] Vaz, C.A., Thakor, N.V., “*Adaptive Fourier estimation of time-varying evoked potentials*”, Biomedical Engineering, Trans. IEEE, vol. 36, pp 448-455, 1989.
- [10] Vaz, C.A., Kong, X., Thakor, N.V., “*An adaptive estimation of periodic signals using a Fourier linear combiner*”, Signal Processing, Trans. IEEE, vol. 42, pp 1-10, 1994.



- [11] Frizera, A.N., “*Interfaz Multimodal para Modelado, Estudio Y Asistencia A La Marcha Humana Mediante Andadores Robóticos*”, Tese de Doutorado em Eletrônica, Universidad de Alcalá, Pp 135-138, 2010.
- [12] Riviere, C.N., and Thakor, N.V. “*Adaptative human-machine interface for persons with tremor*”, Proc. 17th Annu. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc, 1995.
- [13] Appleton, E. V., “*The automatic synchronization of triode oscillators*”, Proc. Camb. Soc., vol. 21, pp. 231-248, 1922-1923.
- [14] McCoy, C.T., Narberth, Pa., “*Apparatus for receiving frequency-modulated waves*”, assignor to Philco Corporation, Philadelphia, Pa., a corporation of Pennsylvania Continuation of application Serial No. 446,954,
- [15] Grebene, A.B., “*The monolithic phase-locked loop - a versatile building block*”, IEEE Spectrum, Vol. 8, pp. 38-49, 1971.
- [16] Gupta, S.C., “*Phase-Locked Loops*”, Trans IEEE, vol. 63, pp. 291-301, 1975.
- [17] Akagi, H., Watanabe, E. H., Aredes, M., “*Instantaneous Power Theory and Applications To Power Conditioning*”, IEEE Press editorial Board, 2007.
- [18] Miranda, U. A., et al., “*Implementação em DSP de um Conversor Monofásico-Trifásico (MONOTRI) para Eletrificação Rural.*” Anais do XV Congresso Brasileiro de Automática. 2004.
- [19] Lasseter, R.H.; Paigi, P., “*Microgrid: a conceptual solution*” Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, vol.6, no., pp.4285,4290 Vol.6, 20-25 June 2004



Apêndice A: Produção Científica

Durante a realização do projeto de dissertação o seguinte artigo foi aprovado em congresso científico:

- **Artigo 1:** Desenvolvimento de um Combinador Linear de Fourier para Detecção de Sinais de Tensão.

Situação: Artigo apresentado no Congresso Brasileiro de Automática (CBA) – 2014.

