



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**RENATO GUERREIRO ARAÚJO**

**ESTRUTURAS DE PLL (PHASE-LOCKED LOOP) MONOFÁSICA E TRIFÁSICA**  
**COM ALTA REJEIÇÃO A SUB E INTER-HARMÔNICAS**

**FORTALEZA**

**2015**

RENATO GUERREIRO ARAÚJO

ESTRUTURAS DE PLL (PHASE-LOCKED LOOP) MONOFÁSICA E TRIFÁSICA COM  
ALTA REJEIÇÃO A SUB E INTER-HARMÔNICAS

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima.

FORTALEZA

2015

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

- 
- A691e Araújo, Renato Guerreiro.  
Estruturas de PLL (Phase-Locked Loop) monofásica e trifásica com alta rejeição a sub e inter-harmônicas / Renato Guerreiro Araújo. – 2015.  
137 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2015.  
Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.  
Orientação: Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima.
1. Engenharia elétrica. 2. Filtros adaptativos. 3. Sincronização. I. Título.

RENATO GUERREIRO ARAÚJO

ESTRUTURAS DE PLL (PHASE-LOCKED LOOP) MONOFÁSICA E  
TRIFÁSICA COM ALTA REJEIÇÃO A SUB E INTER-HARMÔNICAS

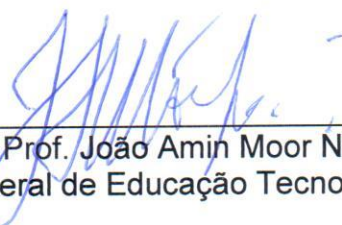
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Sistema de Energia Elétrica.

Aprovada em: 18/11/2015

BANCA EXAMINADORA




Francisco Kleber de Araújo Lima (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)



Prof. João Amin Moor Neto, Dr.  
Centro Federal de Educação Tecnológica (CEFET-RJ)



Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.  
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)



Prof. Bismark Claire Torrico, Dr.  
Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)

Primeiramente, a Deus.  
Aos meus pais, Gilfarnes e Mara.  
A minha amada, Cíntia.  
Ao meu irmão, Danilo.  
Ao meu padrasto, Marcos.  
A todos os meus familiares e amigos.

## AGRADECIMENTOS

A Deus, por ter me guiado e iluminado nessa conquista.

A minha mãe Mara Rosane, minha luz, que sempre me apoiou nessa caminhada e me deu suporte para superar todas as dificuldades.

Ao meu pai José Gilfarnes, meu anjo, que não pode participar desse momento, mas sei que deve estar muito orgulhoso de mim.

Ao meu irmão Danilo, que a minha conquista se reflita em forças para você continuar sua caminhada.

A minha grande amada, amiga e companheira Cíntia, por ter suportado todos os momentos de ausência causados pelos dias dedicados a UFC. Espero que você continue na minha caminhada me dando forças e sendo um exemplo para eu seguir.

Ao meu padrasto Marcos, pelos ensinamentos que me proporcionou e pelo apoio para que eu pudesse chegar até aqui.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará pela oportunidade de realização deste mestrado.

A CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior), pelo apoio e suporte financeiro.

Ao meu orientador, Francisco Kleber de Araújo Lima, pessoa a qual tenho grande admiração, pelas orientações e conselhos.

A banca examinadora pela disponibilidade de avaliar este trabalho.

A todos os meus amigos de laboratório, pelos momentos de convivência e amizade durante estes últimos anos. Foram vários ensinamentos e experiências trocadas durante este período.

A todos os meus amigos de profissão e da época da graduação, pelos momentos inesquecíveis de convivência e amizade.

Aos professores que me ensinaram o verdadeiro significado de aprender e me incentivaram no começo da minha jornada: Alísio, Beatriz, Robson, Laécio, Júlio, Rogério, Socorro e Francisco Filho.

Aos meus amigos Gabriel Monte, Renato Souza, Jorge Luiz, Isabel Souza e Venícios Gonçalves pela grande amizade proporcionada por todos esses anos.

A todos que não constam aqui, mas que certamente foram lembrados.

*"Milagres acontecem quando a gente vai à  
luta."*

Fernando Anitelli

## RESUMO

Em aplicações relacionadas à Eletrônica de Potência, como inversores, retificadores e a utilização de filtros ativos, o método de sincronização representa um elemento chave no desempenho da estratégia de controle destes equipamentos. Os valores do ângulo de sincronismo, frequência e amplitude estimados com determinados algoritmos de sincronização apresentam, diante de sinais fortemente distorcidos com a presença de sub e inter-harmônicos, erros elevados. Neste trabalho são apresentados dois algoritmos: um aplicado a sistemas elétricos monofásicos e outro aplicado a sistemas elétricos trifásicos, com elevada imunidade a inter-harmônicos e sub-harmônicos. Primeiramente são apresentados os principais sistemas de sincronização utilizados em sistemas elétricos de potência. Além disso, são apresentadas as principais causas e consequências da presença de sub-harmônicos e inter-harmônicos no sistema, bem como a modelagem matemática dos dois algoritmos com elevada rejeição a estes distúrbios. São apresentados os resultados de simulação e experimentais dos algoritmos propostos e a comparação entre estes métodos de sincronização com determinados métodos presentes na literatura. Como resultado do estudo, pode-se observar que as estruturas de sincronização propostas apresentam um tempo de resposta mais elevado, porém o erro do sinal estimado em relação a componente fundamental do sinal de entrada é inferior quando comparado a estruturas como o EPLL e estruturas baseadas no SOGI. Com isso, tem-se que as mesmas estão habilitadas para estimar o ângulo de sincronismo, a frequência e a componente fundamental do sinal de entrada adequadamente e podem serem utilizadas eficientemente em estratégias de controle de conversores de potência.

**Palavras Chave:** Conversores de Potência, Filtro Adaptativo, Inter-harmônico, *Phase-Locked Loop*, Sincronização, Sub-harmônico.



## ABSTRACT

In applications related to power converters, such as inverters, rectifiers and the use of active filters, the synchronization method represent a very important element in the performance of the control strategy of this equipment. The estimated values of the synchronism angle, frequency and amplitude determined by the synchronization algorithms present, facing strongly distorted signals with the presence of sub and interharmonics, high errors. This study presents two algorithms: one applied on single-phase electrical systems and one applied on three-phase electrical systems, with high immunity to interharmonics and subharmonics. First are presented the main synchronization systems that are used in the electrical power systems. In addition, will be presented the main causes and consequences of the presence of subharmonics and interharmonic in the system, as well as the mathematical modeling of the two algorithms with high rejection to these disturbances. Will be presented the simulation and the experimental results of the proposed algorithms and the comparison between these synchronization methods with particular methods present in the literature. As a result of the study, it can be seen that the proposed structures present a higher response time, but the error of the estimated signal with respect the fundamental component of the input signal is lower when compared to structures such as EPLL and structures based on SOGI. It was observed that the proposed synchronization methods are enabled to estimate the synchronism angle, the frequency and the fundamental component of the input signal adequately and can be used in control strategies of power converters.

**Key words:** Power Converters, Adaptive Filter, Interharmonics, Phase-Locked Loop, Synchronization, Subharmonics.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1- Representação do vetor tensão nas coordenadas $\alpha\beta$ e dq.....	9
Figura 2.2- Diagrama de blocos do método de referência síncrona.....	9
Figura 2.3- Diagrama de blocos do método utilizando filtro passa baixa.....	10
Figura 2.4- Diagrama de blocos do método de vetores filtrados.....	11
Figura 2.5- Diagrama de blocos do método dos vetores filtrados no espaço $\alpha\beta$ modificado. .	12
Figura 2.6- Diagrama de bloco do método da transformada discreta de fourier recursiva. ....	16
Figura 2.7- Estrutura básica do PLL.....	18
Figura 2.8- Diagrama de blocos da estrutura básica do PLL.....	18
Figura 2.9- Representação do modelo linearizado. ....	20
Figura 2.10- PLL com gerador de sinal em quadratura.....	22
Figura 2.11- PLL Tipo vq.....	23
Figura 2.12- PLL Tipo vd.....	24
Figura 2.13- PLL Baseado no <i>delay</i> T/4. ....	25
Figura 2.14- Diagrama de blocos PLL Tipo p.....	25
Figura 2.15- Diagrama de blocos PLL Tipo q.....	26
Figura 2.16- Diagrama de blocos PLL tipo q linearizado. ....	27
Figura 2.17- Diagrama de blocos do EPLL.....	29
Figura 2.18- Diagrama de blocos do SOGI.....	30
Figura 2.19- Diagrama de blocos do SOGI-QSG.....	31
Figura 2.20- Diagrama de Bode relacionado a D(s).....	32
Figura 2.21- Diagrama de Bode relacionado a Q(s).....	32
Figura 2.22- Diagrama de blocos do SOGI-FLL.....	33
Figura 2.23- Diagrama de Bode do SOGI-FLL sinais E(s) e Q(s).....	34
Figura 2.24- Diagrama de blocos do DSOGI-FLL.....	36
Figura 2.25- Diagrama de blocos do SRF-PLL.....	38
Figura 2.26- Componentes do vetor tensão e eixos do DDSRF-PLL. ....	40
Figura 2.27- Célula de desacoplamento. ....	41
Figura 2.28- Diagrama de blocos do DDSRF-PLL.....	41
Figura 3.1- Estrutura do algoritmo PLL para sistemas monofásicos. ....	53
Figura 3.2- Estrutura do cálculo da frequência estimada. ....	55
Figura 3.3- Diagrama de blocos do cálculo da frequência estimada. ....	57
Figura 3.4- Diagrama de blocos do cálculo da magnitude e valor instantâneo.....	58
Figura 3.5- Estrutura do algoritmo PLL para sistemas trifásicos.....	59
Figura 3.6- Diagrama de blocos do cálculo da magnitude e valor instantâneo.....	62
Figura 3.7- Diagrama de blocos do cálculo da magnitude e valor instantâneo.....	64
Figura 3.8- Diagrama de blocos do PLL para sistemas monofásicos otimizado.....	65
Figura 3.9- Diagrama de blocos do cálculo da magnitude e valor instantâneo.....	67
Figura 3.10- Diagrama de blocos do filtro adaptativo utilizado.....	67
Figura 3.11- Diagrama de Bode do sinal real.....	69
Figura 3.12- Diagrama de bode do sinal imaginário.....	69

Figura 3.13- Diagrama de blocos do PLL para sistemas trifásicos otimizado. ....	70
Figura 3.14- Diagrama de blocos do cálculo da magnitude e valor instantâneo. ....	72
Figura 4.1- Trajetória para um ganho $K = 400$ .....	76
Figura 4.2- Trajetória para um ganho $K = 200$ .....	76
Figura 4.3- Trajetória para um ganho $K = 100$ . ....	77
Figura 4.4- Sinal de entrada e componente fundamental. ....	78
Figura 4.5- Sinal estimado e ângulo de sincronismo. ....	79
Figura 4.6- Sinal de entrada e componente fundamental. ....	79
Figura 4.7- Sinal estimado e ângulo de sincronismo. ....	80
Figura 4.8- Sinal de entrada e componente fundamental. ....	81
Figura 4.9- Componente fundamental e componente fundamental estimada. ....	81
Figura 4.10- Frequência estimada. ....	81
Figura 4.11- Sinal de entrada e componente fundamental. ....	82
Figura 4.12- Sinal estimado e ângulo de sincronismo. ....	83
Figura 4.13- Sinal de entrada e componente fundamental. ....	83
Figura 4.14- Componente fundamental e componente fundamental estimada. ....	84
Figura 4.15- Frequência estimada. ....	84
Figura 4.16- Diagrama de blocos do EPLL. ....	85
Figura 4.17- Diagrama de blocos do SOGI-FLL. ....	86
Figura 4.18- Comparação do erro entre o PLL proposto e o EPLL. ....	88
Figura 4.19- Comparação do erro entre o PLL proposto e o SOGI-FLL. ....	88
Figura 4.20- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original. ....	89
Figura 4.21- Comparação do erro entre o PLL proposto e o EPLL. ....	90
Figura 4.22- Comparação do erro entre o PLL proposto e o SOGI-FLL. ....	90
Figura 4.23- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original. ....	91
Figura 4.24- Sinais de entrada e componente fundamental de sequência positiva. ....	92
Figura 4.25- Componente fundamental estimada e ângulo de sincronismo. ....	93
Figura 4.26- Sinais de entrada e componente fundamental de sequência positiva. ....	93
Figura 4.27- Sinais de entrada e componente fundamental de sequência positiva estimada. ..	94
Figura 4.28- Componente fundamental estimada e ângulo de sincronismo. ....	95
Figura 4.29- Sinal de entrada e componente fundamental. ....	95
Figura 4.30- Componente fundamental e componente fundamental estimada. ....	96
Figura 4.31- Frequência estimada. ....	96
Figura 4.32- Sinal de entrada e componente fundamental de sequência positiva. ....	97
Figura 4.33- Sinal de entrada e componente fundamental de sequência positiva estimada. ....	97
Figura 4.34- Componente fundamental estimada e ângulo de sincronismo. ....	98
Figura 4.35- Sinal de entrada e componente fundamental de sequência positiva. ....	98
Figura 4.36- Componente fundamental e componente fundamental estimada. ....	99
Figura 4.37- Frequência estimada. ....	99
Figura 4.38- Diagrama de blocos do DSOGI-FLL. ....	100
Figura 4.39- Comparação do erro entre o PLL proposto e o DSOGI-FLL. ....	102
Figura 4.40- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original. ....	103
Figura 4.41- Comparação do erro entre o PLL proposto e o DSOGI-FLL. ....	104

Figura 4.42- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original. ....	104
Figura 4.43- Interface <i>software</i> para o PLL monofásico.....	106
Figura 4.44- Interface <i>software</i> para o PLL trifásico. ....	106
Figura 4.45- Sinal de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo.....	107
Figura 4.46- Sinal de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo.....	108
Figura 4.47- Detalhe da Figura 4.46.....	108
Figura 4.48- Sinal de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo.....	109
Figura 4.49- Detalhe da Figura 4.48.....	109
Figura 4.50- Sinal de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo.....	110
Figura 4.51- Sinal de entrada, sinal estimado, valor rms do sinal de entrada e valor rms do sinal estimado. ....	111
Figura 4.52- Sinal de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo.....	111
Figura 4.53- Sinal de entrada, sinal estimado, valor rms do sinal de entrada e valor rms do sinal estimado. ....	112
Figura 4.54- Comparação do erro entre o PLL proposto e o EPLL. ....	113
Figura 4.55- Comparação do erro entre o PLL proposto e o SOGI-FLL. ....	113
Figura 4.56- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original. ....	114
Figura 4.57- Comparação do erro entre o PLL proposto e o EPLL. ....	115
Figura 4.58- Comparação do erro entre o PLL proposto e o SOGI-FLL. ....	115
Figura 4.59- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original. ....	116
Figura 4.60- Sinais de entrada e sinal estimado. ....	117
Figura 4.61- Sinais de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo. ....	117
Figura 4.62- Sinais de entrada e sinal estimado. ....	118
Figura 4.63- Detalhe da Figura 4.62.....	118
Figura 4.64- Sinais de entrada e sinal estimado. ....	119
Figura 4.65- Detalhe da Figura 4.64.....	119
Figura 4.66- Sinais de entrada e sinal estimado. ....	120
Figura 4.67- Detalhe da Figura 4.66.....	120
Figura 4.68- Sinais de entrada e sinal estimado. ....	121
Figura 4.69- Detalhe da Figura 4.68.....	121
Figura 4.70- Sinais de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo. ....	122
Figura 4.71- Detalhe da Figura 4.70.....	123
Figura 4.72- Sinal de entrada e sinal estimado.....	123
Figura 4.73- Sinais de entrada e sinal estimado. ....	124
Figura 4.74- Sinal de entrada e sinal estimado.....	124
Figura 4.75- Comparação do erro entre o PLL proposto e o DSOGI-FLL. ....	125
Figura 4.76- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original. ....	126
Figura 4.77- Comparação do erro entre o PLL proposto e o DSOGI-FLL. ....	127
Figura 4.78- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original. ....	127

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1- Resumo das características dos sistemas apresentados.....	17
Tabela 2.2- Resumo das características dos sistemas baseados em PLL apresentados.....	43
Tabela 3.1- Definição das faixas de frequência.....	46
Tabela 4.1- Taxa de distorção harmônica na presença de inter-harmônicos.....	87
Tabela 4.2- Taxa de distorção harmônica na presença de sub-harmônicos.....	87
Tabela 4.3- Taxa de distorção harmônica na presença de inter-harmônicos.....	101
Tabela 4.4- Taxa de distorção harmônica na presença de sub-harmônicos.....	101

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1	Justificativa.....	2
1.2	Objetivos .....	4
1.3	Metodologia Aplicada.....	4
1.4	Estrutura do Trabalho .....	4
1.5	Trabalhos Publicados .....	5
<b>2</b>	<b>ALGORITMOS DE SINCRONIZAÇÃO .....</b>	<b>7</b>
2.1	Introdução .....	7
2.2	Métodos de Sincronização em Malha Aberta.....	8
2.2.1	<i>Estrutura de Referência Síncrona Modificada (MSRF - Modified Synchronous Reference Frames).....</i>	<i>8</i>
2.2.2	<i>Método Utilizando Filtros Passa-Baixa (LPF-B - Low Pass Filter Based)...</i>	<i>10</i>
2.2.3	<i>Método dos Vetores Filtrados no Espaço <math>\alpha\beta</math> (SVF - Space Vector Filter)....</i>	<i>11</i>
2.2.4	<i>Método dos Vetores Filtrados no Espaço <math>\alpha\beta</math> Modificado (MSVF - Modified Space Vector Filter).....</i>	<i>12</i>
2.2.5	<i>Método Baseado no Filtro de Kalman Estendido (EKF - Extend Kalman Filter) 13</i>	
2.2.6	<i>Método dos Mínimos Quadrados Recursivo (WLSE - Weighted Least-Square Estimation).....</i>	<i>14</i>
2.2.7	<i>Transformada Discreta de Fourier Recursiva (RDFT - Recursive Discrete Fourier Transform) .....</i>	<i>15</i>
2.2.8	<i>Tabela Resumo dos Métodos Apresentados .....</i>	<i>17</i>
2.3	Métodos de Sincronização em Malha Fechada .....	17
2.3.1	<i>Estrutura Básica do PLL .....</i>	<i>18</i>
2.3.2	<i>Linearização para Pequenos Sinais .....</i>	<i>19</i>
2.3.3	<i>Detecção de Fase Baseado em Sinais em Quadratura .....</i>	<i>21</i>
2.3.3.1	<i>PLL tipo vq.....</i>	<i>22</i>
2.3.3.2	<i>PLL tipo vd.....</i>	<i>24</i>
2.3.3.3	<i>PLL Baseado no Delay de T/4 .....</i>	<i>24</i>
2.3.4	<i>PLL Tipo p e PLL Tipo q .....</i>	<i>25</i>
2.3.5	<i>Enhanced PLL (EPLL).....</i>	<i>28</i>
2.3.6	<i>SOGI, SOGI-QSG, SOGI-FLL e DSOGI-FLL.....</i>	<i>30</i>

2.3.6.1	<i>SOGI</i> .....	30
2.3.6.2	<i>SOGI-QSG</i> .....	31
2.3.6.3	<i>SOGI-FLL</i> .....	33
2.3.7	<b><i>DSOGI-FLL</i></b> .....	36
2.3.8	<b><i>SRF-PLL e DDSRF-PLL</i></b> .....	38
2.3.8.1	<i>SRF-PLL</i> .....	38
2.3.8.2	<i>DDSRF-PLL</i> .....	39
2.3.9	<b><i>Tabela Resumo dos Métodos Baseados em PLL Apresentados</i></b> .....	42
2.4	<b>Conclusão</b> .....	43
3	<b>ALGORITMO PLL COM ALTA REJEIÇÃO A DISTÚRBIOS</b> .....	45
3.1	<b>Introdução</b> .....	45
3.2	<b>Inter-harmônicos e Sub-harmônicos</b> .....	46
3.2.1	<b><i>Fontes de Sub-harmônicos e Inter-harmônicos</i></b> .....	47
3.2.1.1	<i>Cargas que Utilizam Arco Elétrico</i> .....	48
3.2.1.2	<i>Motores Elétricos</i> .....	48
3.2.1.3	<i>Conversores de Frequência Estáticos Indiretos</i> .....	49
3.2.1.4	<i>Inversores Comutados pela Corrente de Carga</i> .....	49
3.2.1.5	<i>Inversores Fonte de Tensão</i> .....	50
3.2.1.6	<i>Tensões de Sinalização em Sistemas de Potência</i> .....	50
3.2.2	<b><i>Efeitos de Sub-harmônicos e Inter-harmônicos</i></b> .....	51
3.3	<b>Algoritmo do PLL com Imunidade a Distorções Harmônicas</b> .....	52
3.3.1	<b><i>Estrutura Monofásica do PLL</i></b> .....	53
3.3.1.1	<i>Determinação do Ângulo de Sincronismo</i> .....	54
3.3.1.2	<i>Determinação da Frequência</i> .....	55
3.3.1.3	<i>Determinação da Amplitude</i> .....	58
3.3.2	<b><i>Estrutura Trifásica do PLL</i></b> .....	59
3.3.2.1	<i>Determinação do Angulo de Sincronismo de Sequência Positiva, da Frequência e da Amplitude de Sequência Positiva</i> .....	60
3.4	<b>Algoritmo do PLL Proposto</b> .....	65
3.4.1	<b><i>Algoritmo do PLL para Sistemas Monofásicos</i></b> .....	65
3.4.1.1	<i>Filtro Adaptativo Adotado</i> .....	67
3.4.2	<b><i>Algoritmo do PLL para Sistemas Trifásicos</i></b> .....	70
3.5	<b>Conclusão</b> .....	72

<b>4</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>74</b>
4.1	Introdução .....	74
4.2	Ajustes dos Ganhos e Análise Dinâmica do PLL .....	75
4.3	Simulação e Análise Comparativa do PLL para Sistemas Monofásicos .....	78
4.3.1	<i>Simulação do Modelo Aplicado a Sistemas Monofásicos.....</i>	<i>79</i>
4.3.2	<i>Análise Comparativa .....</i>	<i>85</i>
4.3.2.1	<i>Variação de Amplitude, da Frequência e da Fase do Sinal de Entrada.....</i>	<i>87</i>
4.4	Simulação e Análise Comparativa do PLL para Sistemas Trifásicos.....	91
4.4.1	<i>Simulação do Modelo Trifásico.....</i>	<i>93</i>
4.4.2	<i>Análise Comparativa .....</i>	<i>100</i>
4.4.2.1	<i>Variação de Amplitude, da Frequência e da Fase do Sinal de Entrada... </i>	<i>102</i>
4.5	Resultados Experimentais .....	105
4.5.1	<i>Resultados Experimentais do PLL para Sistemas Monofásicos .....</i>	<i>107</i>
4.5.1.1	<i>Resultados em Regime Permanente .....</i>	<i>107</i>
4.5.1.2	<i>Resultados em Regime Transitório .....</i>	<i>110</i>
4.5.1.3	<i>Resultados da Análise Comparativa .....</i>	<i>112</i>
4.5.2	<i>Resultados Experimentais do PLL para Sistemas Trifásicos.....</i>	<i>116</i>
4.5.2.1	<i>Resultados em Regime Permanente .....</i>	<i>116</i>
4.5.2.2	<i>Resultados em Regime Transitório .....</i>	<i>122</i>
4.5.2.3	<i>Resultados da Análise Comparativa .....</i>	<i>125</i>
4.6	Conclusão.....	128
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>130</b>
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>133</b>



## 1 INTRODUÇÃO

Aplicações relacionadas a eletrônica de potência proporcionam grandes contribuições no que diz respeito à qualidade e transmissão de energia. Estas aplicações, que trazem como consequência as contribuições, podem ser exemplificadas como o desenvolvimento de inversores e retificadores em sistemas de potência, como a utilização de filtros ativos série e paralelo devido ao aumento de cargas não lineares, utilização de equipamentos FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) como decorrência da necessidade do aumento da capacidade das linhas de transmissão nos quesitos de potência ativa e qualidade de energia, entre outros (MESQUITA, 2011).

O sistema elétrico de potência é complexo e apresenta dinâmicas relacionadas a conexão e desconexão de cargas, distúrbios e ressonância resultantes de harmônicos presentes nas linhas e/ou curto circuito ou até mesmo relacionadas a faltas decorrentes da operação incorreta de equipamentos. Em consequência disso, as variáveis da rede não podem ser consideradas constantes quando um conversor de potência está conectado a mesma. Ou seja, as variáveis têm que ser constantemente monitoradas para a correta operação do conversor de potência (TEODORESCU, 2011).

O conceito de monitoramento das variáveis e o de sincronização com a rede estão estreitamente relacionados. Ou seja, o sistema de sincronização de conversores de potência nada mais é que o constante monitoramento das variáveis da rede ao qual o conversor está conectado. O sistema de sincronização é um processo adaptativo o qual gera, internamente, um sinal que é utilizado no algoritmo de controle do conversor. Geralmente, a variável monitorada é a componente fundamental da tensão da rede, mas a corrente também é (TEODORESCU, 2011).

O sistema de sincronização é um ponto fundamental para a conexão dos conversores de potência com a rede. A informação gerada por ele é utilizada em diferentes níveis na estratégia de controle de um conversor conectado à rede. Como exemplo tem-se a utilização do ângulo de fase para a conversão das variáveis do sistema  $abc$  para o de coordenadas síncronas  $dq$  (TEODORESCU, 2011).

A presença de distúrbios na rede pode acarretar o mau funcionamento do sistema de sincronização. Com isso, diferentes técnicas de sincronização foram desenvolvidas para obtenção das variáveis necessárias para o controle, de forma a apresentar rejeições aos distúrbios e detectar rapidamente a componente fundamental do sinal da rede. Esta detecção

rápida e precisa é de extrema importância para a estratégia de controle de sistemas de geração distribuída, equipamentos FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) e equipamentos como UPS (*Uninterruptible Power Supplies*) (CICHOWLAS et al., 2005; TEODORESCU et al., 2004).

Dentre os principais sistemas de sincronização utilizados se destaca o PLL (*Phase-Locked Loop*). O PLL é um sistema de sincronização cuja função é gerar um sinal de sincronismo em fase com a componente fundamental do sinal de entrada. Este algoritmo é amplamente utilizado em eletrônica de potência, tanto na forma de *hardware* quanto de *software* embarcado. Dentre as diferentes estruturas existentes de PLL, pode-se afirmar que a maioria das técnicas são compostas por três blocos básicos: o detector de fase (PD - *Phase Detector*), o filtro (LF - *Loop Filter*) e o oscilador controlado por tensão (VCO - *Voltage-Controlled Oscillator*) (BRASIL, 2013). Os aspectos gerais do funcionamento das estruturas de PLL serão abordados no Capítulo 2.

## 1.1 Justificativa

Em aplicações relacionadas com conversores de potência, o método de sincronização representa um elemento chave no desempenho da estratégia de controle destes equipamentos. Informações relativas aos valores da fase, da frequência e da amplitude da componente fundamental do sinal de entrada são importantes para determinar as grandezas utilizadas no sistema de controle destes equipamentos (VÄLIVIITA, 1999; LEE et al., 2014).

Quando o sinal de entrada se caracteriza como uma senóide pura, um detector de passagem por zero realiza esta tarefa de forma satisfatória. Contudo, diante da existência de harmônicos no sinal de entrada, esta metodologia de detecção e outros métodos procedentes deste, não proporcionam, em geral, resultados satisfatórios (VÄLIVIITA, 1999; LEE et al., 2014).

Diferentes algoritmos foram apresentados no sentido de detectar o ângulo de fase, a frequência e a magnitude da componente fundamental da tensão de entrada. Durante os últimos anos, estudos de diferentes topologias de sistemas de sincronização baseados em PLL têm sido desenvolvidos para aplicações relacionadas a eletrônica de potência. Estas topologias são analisadas tanto em termos de respostas dinâmicas como em regime permanente, sendo considerado também a sua rejeição a distúrbios. Porém, alguns algoritmos não apresentam um bom desempenho quando esta forma de onda apresenta distorções devido

a presença de harmônicos. Os valores estimados com os algoritmos indicam que, diante de sinais fortemente distorcidos, as relações entre precisão e velocidade mostram resultados restritivos. Assim é necessário reajustar os parâmetros destes métodos, obtendo, com isso, uma resposta mais lenta, caso contrário, a saída estimada seria afetada acentuadamente (KARIMI-GHARTEMANI et al., 2004; SILVA et al., 2008; THACKER et al., 2009).

A presença (em particular) de sub e inter-harmônicos em sistemas elétricos causam oscilações sub síncronas em sistemas mecânicos, *flickers*, sobreaquecimento, redução da vida útil e mau funcionamento de equipamentos. A presença destes dois distúrbios em sistemas de sincronização causa a redução da precisão do método. A medida que a magnitude do sub-harmônico e inter-harmônico cresce há o aumento do erro relacionado aos valores estimados pelo PLL. Estudos observam que o erro relacionado aos valores estimados cresce com o aumento destes dois distúrbios. Em determinados sistemas de sincronização se observa que quanto mais próximo é o inter-harmônico e o sub-harmônico da frequência fundamental maior é o erro apresentado (LANGELLA et al., 2010).

Salienta-se que com a difusão da utilização de unidades de geração distribuídas baseadas em conversores de potência nas redes de distribuição, a importância dos métodos confiáveis de sincronização fica ainda mais acentuada. Os sistemas de geração distribuída requerem o grande uso e aperfeiçoamento dos sistemas de sincronização. Unidades de geração distribuída como geradores eólicos ou sistemas fotovoltaicos requerem que o sistema de sincronização opere em condições onde há a presença de distúrbios. Como consequência tem-se que a performance do sistema tem que garantir a rejeição a distúrbios (THACKER et al., 2011; SHARMITHA et al., 2013).

Diante do exposto, esse trabalho se dedica a apresentar dois algoritmos PLL, um utilizado em sistemas monofásicos e outro utilizados em sistemas trifásicos, que apresentam alta capacidade de rejeição a inter-harmônicos e sub-harmônicos. Com eles, pode-se detectar a componente fundamental do sinal de entrada (sistemas monofásicos) e a componente de sequência positiva (sistemas trifásicos). Os algoritmos propostos baseiam-se em filtro adaptativo que proporciona melhoria na rejeição a distúrbios. A partir da estrutura do PLL para sistemas monofásicos, com as devidas alterações, pode-se obter a estrutura para sistemas trifásicos.

Os sistemas de sincronização baseados nos algoritmos para sistemas monofásicos e sistemas trifásicos propostos são avaliados neste trabalho por meio de análises matemáticas e simulações computacionais realizadas através do *software* PSCAD/EMTDC. Por fim, serão

apresentados resultados experimentais obtidos através de plataforma HIL (*Hardware-in-the-Loop*), os quais serão comparados aos obtidos em simulação visando validar o estudo proposto.

## 1.2 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo principal apresentar dois novos algoritmos de sincronização baseado em PLL, tanto para sistemas monofásicos quanto para sistemas trifásicos, para aplicações relacionadas a conversores de potência. A estrutura proposta é baseada na correlação entre o sinal de entrada com um sinal complexo gerado internamente ao algoritmo a partir da utilização de um filtro adaptativo. Este novo algoritmo apresenta elevado nível de rejeição a dois distúrbios em particular: inter-harmônicos e sub-harmônicos. Além disto, o algoritmo apresenta um custo computacional reduzido quando comparado ao algoritmo original.

Além do exposto, este trabalho tem o objetivo de servir como fonte de consulta para estudantes e profissionais que anseiam em adquirir conhecimento sobre o assunto.

## 1.3 Metodologia Aplicada

A metodologia utilizada para o desenvolvimento deste trabalho abrange:

- a) Apresentação dos principais sistemas de sincronização, tanto para sistemas monofásicos quanto para sistemas trifásicos;
- b) Apresentação do algoritmo PLL para sistemas monofásicos e para sistemas trifásicos a partir dos quais foram desenvolvidas as novas topologias;
- c) Apresentação do novo algoritmo PLL para sistemas monofásicos e para sistemas trifásicos;
- d) Análise de simulação e experimental dos algoritmos PLL propostos.

## 1.4 Estrutura do Trabalho

O presente trabalho está dividido em cinco capítulos, estruturado da seguinte maneira:

No Capítulo 1 é feita uma introdução ao tema proposto, mostrando o conceito e a importância dos sistemas de sincronização para conversores de potência conectados à rede. Além disso, também são apresentados a justificativa, o objetivo e a metodologia do presente trabalho de dissertação.

No Capítulo 2 são abordados discussões e esclarecimentos fundamentais sobre os principais sistemas de sincronização. Primeiramente são apresentados os sistemas de sincronização baseados em malha aberta. Em seguida é apresentada a estrutura básica dos sistemas de sincronização em malha fechada (*Phase-Locked Loop*), analisando também os principais algoritmos PLL.

No Capítulo 3 são abordadas as principais causas de sub-harmônicos e inter-harmônicos bem como as consequências da presença destes distúrbios nos sistemas de sincronização baseados em PLL. Além disto, são apresentadas as estruturas monofásica e trifásica nas quais foram baseadas para a implementação das estruturas apresentadas neste trabalho. Com isso, são apresentadas as novas estruturas de sincronização monofásica e trifásica, que com a utilização de um filtro adaptativos apresentam maior rejeição a sub-harmônicos e inter-harmônicos.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados de simulação e experimentais. Estes resultados são apresentados tanto em regime permanente como em análises transitórias com a mudança de frequência, amplitude e fase do sinal de entrada. Estes resultados são comparados com o algoritmo original e com outros métodos de sincronização bastante difundidos na literatura, a fim de validar a aplicação das estruturas propostas.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões e considerações finais do trabalho, bem como sugestões de trabalhos futuros.

## 1.5 Trabalhos Publicados

Os seguintes trabalhos, nos quais são abordados alguns dos resultados apresentados nesta dissertação, foram publicados em anais de congresso:

ARAÚJO, R. G.; LIMA, F. K. A.; NETO, J. A. M.; BRANCO, C. G. C.. A Single-Phase PLL Algorithm with Disturbances Immunity. **In the 24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, Búzios, Rio de Janeiro, Jun. 2015.

ARAÚJO, R. G.; LIMA, F. K. A.; BRANCO, C. G. C.. Sistema de Sincronização Baseado em PLL (Phase-Locked Loop) Monofásico e Trifásico com Imunidade a Distúrbios.

**Em XXIII SNPTEE 2015 - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica**, Foz do Iguaçu, Paraná. Out. 2015.

ARAÚJO, R. G.; LIMA, F. K. A.; NETO, J. A. M.; BRANCO, C. G. C.. A Phase-Locked Loop Algorithm for Single-Phase Grid-Connected Systems with Sub and Interharmonics Immunity. **In the COBEP 2015 - Brazilian Power Electronics Conference**, Fortaleza, Ceará, Dez. 2015.

SILVA, D.C.L.; ARAÚJO, R. G.; LIMA, F. K. A.; BRANCO, C. G. C.. Contribuições para o Estudo de Eficiência Energética em Transformador a Seco Sob Carga Não Linear. **Em: SNPTEE 2015 - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica**. Foz do Iguaçu, Paraná. Out. 2015.

UCHOA, J. I. L.; ARAÚJO, R. G.; LIMA, F. K. A.; BRANCO, C. G. C.. i-UPQC para Melhoria dos Índices de QEE em Sistemas Aerogeradores de Velocidade Fixa. **Em: Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia Elétrica – XI CBQEE**. Jul. 2015.

## 2 ALGORITMOS DE SINCRONIZAÇÃO

### 2.1 Introdução

São bastante difundidas, hoje, diferentes técnicas de identificação de amplitude, frequência e ângulo de fase da componente fundamental da tensão/corrente da rede elétrica para o controle de dispositivos de eletrônica de potência e condicionamento de energia elétrica. É comum encontrar na literatura várias aplicações dessas técnicas e cada uma apresenta desempenho satisfatório sob determinadas condições de operação (PÁDUA, 2006).

Uma rápida e precisa detecção da frequência e do ângulo de fase da componente fundamental de tensão da rede elétrica é de grande importância o controle de dispositivos de eletrônica de potência. Além disso, o algoritmo de sincronização deve se adaptar a rede elétrica existente, como por exemplo, com a presença harmônicos e quedas de tensão. Outro problema é a variação de frequência da rede. Em redes com potência de curto circuito elevada, as variações de frequência são geralmente pequenas, mas variações de frequência maiores ocorrem em redes autônomas. Com isso, a sincronização tem de lidar com estas variações (SVENSSON, 2001).

Nesse capítulo será realizada uma revisão bibliográfica relativo aos métodos de sincronização utilizados no sistema elétrico de potência, sendo estes métodos utilizados em sistemas trifásicos e monofásicos. Dentre os métodos de sincronização, serão abordados os métodos em malha aberta, dentre os quais destacam-se: Estrutura de Referência Síncrona Modificada (MSRF), o Método Utilizando Filtros Passa-Baixa (LPF-B), o Método dos Vetores Filtrados no Espaço  $\alpha\beta$  (SVF), o Método dos Vetores Filtrados no Espaço  $\alpha\beta$  Modificado (MSVF), o Filtro de Kalman Estendido (EKF), método dos Mínimos Quadrados Recursivo (WLSE) e a Transformada Discreta de Fourier Recursiva (RDFT). Além desses, os métodos de sincronização em malha fechada também serão abordados, destacando-se diversas estruturas de PLL (*Phase-Locked Loop*) como: a estrutura básica do PLL, PLL baseados na teoria das potências instantâneas, SOGI (*Second Order Generalized Integrator*), SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame PLL*), entre outros.

Serão apresentados os princípios matemáticos de cada método, bem como as principais características de funcionamento dos métodos de sincronização.

## 2.2 Métodos de Sincronização em Malha Aberta

Nesta seção será apresentada uma visão geral do sistema sincronização em malha aberta, cuja principal característica é obter o ângulo de sincronização ou o vetor de sincronização normalizado a partir das tensões da rede ou pela estimação das tensões da rede.

Antes de iniciar os métodos de sincronização, será abordado o método de sincronização baseado na detecção de passagem por zero. O método de detecção de passagem por zero utiliza comparadores para a detecção da mudança de polaridade da variável da rede. Porém este método apresenta diversas limitações, como é o caso da falta de precisão e a detecção de diversas passagens por zero quando a variável da rede é distorcida pela presença de harmônicos. Este método é ainda mais limitado quando utilizado em redes com potência de curto circuito baixas. Com isso, outras técnicas são propostas a fim de se fazer a sincronização com a rede.

### 2.2.1 Estrutura de Referência Síncrona Modificada (MSRF - Modified Synchronous Reference Frames)

O método de sincronização em análise pode ser obtido a partir das componentes do vetor tensão da rede. Considerando que a soma das tensões de fase em um sistema trifásico é nula. Tem-se a seguinte representação do vetor tensão nas coordenadas  $abc$ :

$$v_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Passando o vetor do sistema de coordenadas  $abc$  para o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , a partir de uma matriz de transformação linear (desconsiderando as componentes homopolares) tem-se:

$$v_{\alpha\beta} = T_{\alpha\beta} \times v_{abc}. \quad (2.2)$$

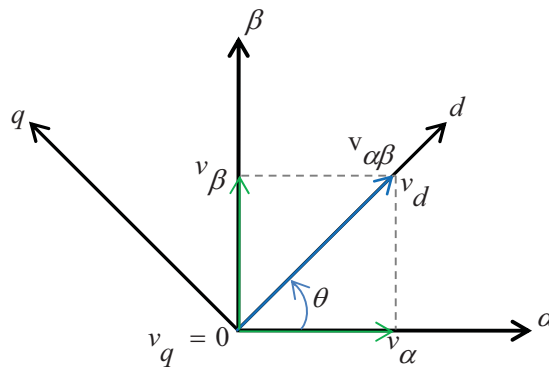
Sendo:

$$\begin{cases} v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}; \\ T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (2.3)$$



O vetor tensão em coordenadas  $\alpha\beta$  pode ser representado em um sistema de coordenadas síncronas  $dq$  conforme Figura 2.1. Concentrando o vetor tensão no eixo direto, pode-se obter as componentes normalizadas do vetor de sincronização em coordenadas  $\alpha\beta$ . Essas componentes, geralmente, são o seno e cosseno utilizados na transformação para coordenadas  $dq$ .

Figura 2.1- Representação do vetor tensão nas coordenadas  $\alpha\beta$  e  $dq$ .



Fonte: Próprio Autor.

A representação do vetor no sistema de coordenadas síncronas resulta em:

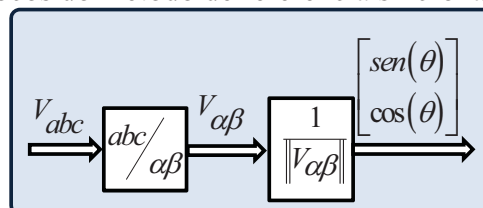
$$\begin{cases} \text{sen}(\theta) = \frac{v_\beta}{v_{\alpha\beta}}; \\ \text{cos}(\theta) = \frac{v_\alpha}{v_{\alpha\beta}}. \end{cases} \quad (2.4)$$

Onde  $v_{\alpha\beta}$  é a norma euclidiana do vetor, que é dada por:

$$v_{\alpha\beta} = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}. \quad (2.5)$$

O diagrama de blocos deste método pode ser observado na Figura 2.2.

Figura 2.2- Diagrama de blocos do método de referência síncrona.



Fonte: Próprio Autor.

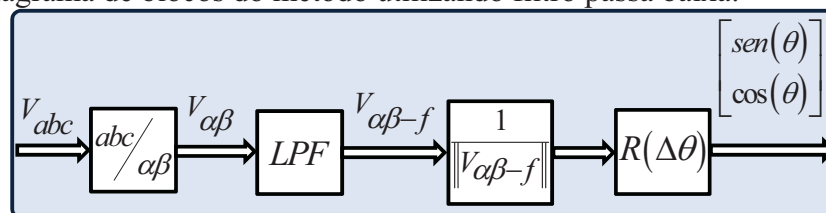
Este método apresenta grande simplicidade estrutural, reduzindo o tempo de processamento considerando uma implementação em DSP. Além do exposto, o método apresenta um bom desempenho para detectar o ângulo de sincronismo, mas não apresenta desempenho satisfatório quando há desequilíbrios e harmônicos presentes na tensão da rede. Já que para sinais não senoidais e desequilíbrios a variação do ângulo  $\theta$  não é constante (MARQUES, 1998; SOARES et al., 1997; SOARES et al., 1996).

### 2.2.2 Método Utilizando Filtros Passa-Baixa (LPF-B - Low Pass Filter Based)

Este método apresenta uma estrutura semelhante a do MSRF, porém há a adição de um filtro passa baixa de primeira ordem nas componentes do vetor tensão da rede  $v_{\alpha\beta}$  conforme apresentado na Figura 2.3, representado como o bloco *Low Pass Filter* (LPF). Geralmente, é utilizado como filtro passa baixa um filtro Butterworth, onde a frequência de corte é projetada para valores entre 0,1 e 25 Hz (SVENSSON, 2001).

O atraso de fase do filtro de primeira ordem utilizado depende da frequência da rede e da frequência de corte do filtro. O ângulo de atraso desejado de  $90^\circ$  ocorre quando a frequência da rede é infinita. Para frequências da rede de 50 ou 60 Hz o atraso de fase é menor que  $90^\circ$ . À medida que a frequência de corte diminui, o atraso de fase aumenta. Utilizando uma matriz de rotação  $R$ , o vetor tensão pode ser rotacionado de um ângulo para tornar o atraso de fase igual a  $90^\circ$ . Com isso o seno e cosseno são obtidos a partir das componentes de tensão da rede filtradas (SVENSSON, 2001).

Figura 2.3- Diagrama de blocos do método utilizando filtro passa baixa.



Fonte: Próprio Autor.

Este método apresenta uma melhora em relação ao método anterior. Com a adição do filtro, atenua-se as componentes harmônicas provenientes das tensões da rede. Porém ele ainda continua sensível a desequilíbrios de tensão e a variações de frequência (SVENSSON, 2001).

### 2.2.3 Método dos Vetores Filtrados no Espaço $\alpha\beta$ (SVF - Space Vector Filter)

Este método apresenta um filtro para vetores no espaço vetorial, baseado no fato das componentes fundamentais da tensão no espaço  $\alpha\beta$  serem interdependentes. Essas tensões podem ser expressas como sendo um vetor tensão girante com amplitude e frequência constante. O filtro possui duas entradas:  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ . Ele também utiliza um modelo de tensão da rede que é atualizado a cada amostra. Ao assumir um tempo de amostragem constante e uma frequência de rede constante, o vetor tensão da rede do modelo pode ser estimado para a amostra seguinte. Além disso há um fator de ponderação  $\gamma$ . Este fator determina quanta influência o vetor tensão de rede tem sobre o modelo da tensão de rede. Quando o vetor tensão modelo é distinto do vetor tensão da rede o seu valor é unitário, quando o vetor modelo se aproxima do vetor tensão da rede o seu valor de ponderação é 0 (SVENSSON, 2001; CAMARGO, 2006).

As equações em variáveis de estado do filtro são apresentadas a seguir.

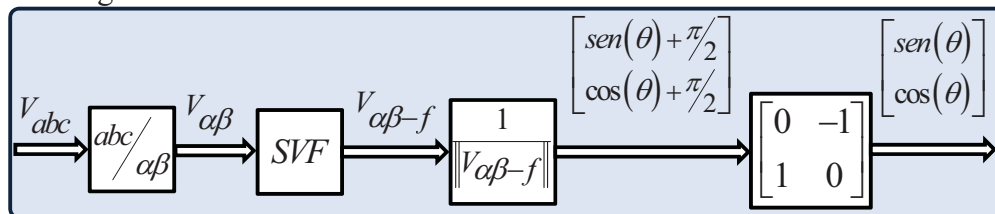
$$\begin{cases} x_{SVF\_{\alpha\beta}}(k+1) = G_{SVF}x_{SVF\_{\alpha\beta}}(k) + H_{SVF}v_{\alpha\beta}(k); \\ v_{SVF\_{\alpha\beta}}(k) = C_{SVF}x_{SVF\_{\alpha\beta}}(k) + D_{SVF}v_{\alpha\beta}(k). \end{cases} \quad (2.6)$$

Sendo:

$$\begin{cases} G_{SVF} = \gamma R(\omega_g T_s); H_{SVF} = \begin{bmatrix} 1-\gamma & 0 \\ 0 & 1-\gamma \end{bmatrix}; \\ C_{SVF} = \gamma R(\omega_g T_s); D_{SVF} = \begin{bmatrix} 1-\gamma & 0 \\ 0 & 1-\gamma \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (2.7)$$

Onde  $\omega_g$  é definido como a frequência angular da rede. O diagrama de bloco do sistema apresentado pode ser observado na Figura 2.4.

Figura 2.4- Diagrama de blocos do método de vetores filtrados.



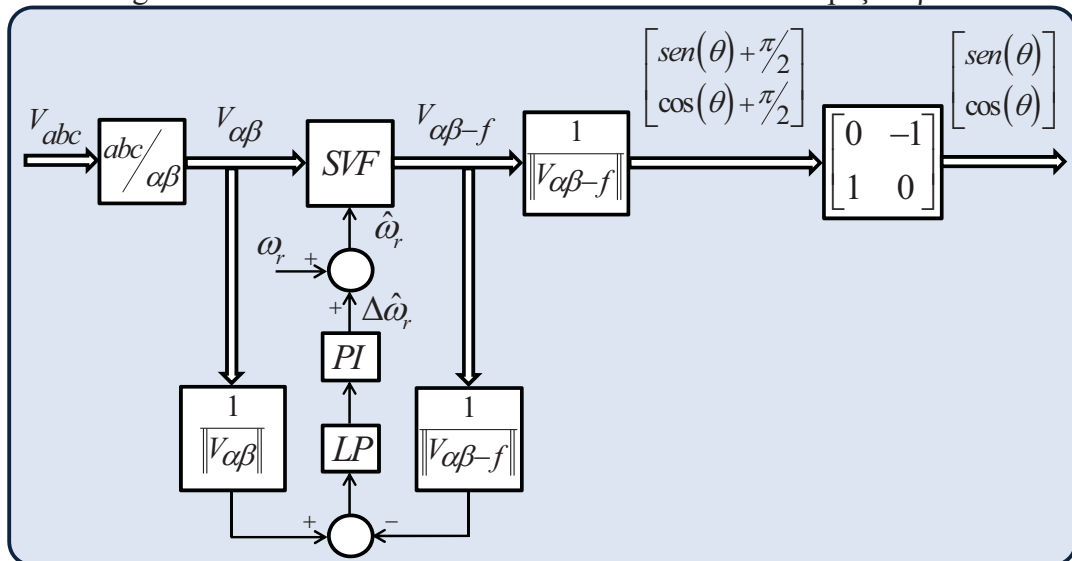
Fonte: Próprio Autor.

Esse método apresenta um defasamento angular que tem que ser corrigido pela inclusão de uma matriz que realize a correção. Esse método reduz impactos de possíveis componentes harmônicas proveniente do vetor tensão da rede elétrica e ao final do algoritmo não introduz deslocamento de fase como no método anterior. Este método é mais complexo que o MSRF e é sensível a desequilíbrios e variações de frequência da rede (SVENSSON, 2001; CAMARGO, 2006).

#### 2.2.4 Método dos Vetores Filtrados no Espaço $\alpha\beta$ Modificado (MSVF - Modified Space Vector Filter)

Esse método apresenta o mesmo princípio do anterior, porém ele apresenta um mecanismo de adaptação a variações de frequência. O mecanismo de adaptação de frequência se baseia na comparação entre a norma euclidiana do vetor  $\vec{v}_{\alpha\beta}$  e o mesmo vetor após a filtragem. O resultado da comparação passa por um filtro passa baixa para atenuar as oscilações provenientes do vetor  $\vec{v}_{\alpha\beta}$ . Para garantir erro nulo em regime permanente, após a filtragem o sinal passa por um controlador PI. A saída do controlador PI é adicionada a frequência da rede a fim de se obter a frequência estimada real. O diagrama de bloco desse método pode ser visto na Figura 2.5 (SVENSSON, 2001; CAMARGO, 2006).

Figura 2.5- Diagrama de blocos do método dos vetores filtrados no espaço  $\alpha\beta$  modificado.



Fonte: Próprio Autor.

A frequência do filtro passa baixa é ajustada, geralmente, para valores de 105 Hz. O problema de ajuste do controlador PI (cuja constante de tempo é definida como um período da rede) é o impasse entre o monitoramento de frequência e a sensibilidade para harmônicas de tensão. Outro problema é o funcionamento em paralelo entre o regulador de frequência e o bloco SVF. Se o deslocamento de fase é grande, o regulador de frequência responde a um erro de frequência. Para reduzir este problema, o regulador de frequência é ajustado a fim de obter uma resposta mais lenta. Além disto, este método é sensível a desequilíbrios da rede (não possui detector de sequência positiva) (SVENSSON, 2001).

A grande vantagem desse método em relação ao anterior é que ele adapta seus parâmetros caso haja mudança na frequência da rede. Esta variação de frequência pode ser originada pela retirada de grandes cargas ou abertura de linhas de transmissão ou distribuição de energia (CAMARGO, 2006).

### 2.2.5 Método Baseado no Filtro de Kalman Estendido (EKF - Extend Kalman Filter)

Este método é utilizado para estimar a amplitude, frequência e ângulo do vetor de estados das tensões da rede. Ele é bastante utilizado para detecção de harmônicos na rede. Em sistemas de telecomunicações é utilizado para estimar parâmetros e variáveis (CARDOSO et al., 2006).

O vetor de estados é composto por três elementos: a amplitude, o ângulo e a frequência. Ou seja:

$$x(k) = \begin{bmatrix} e_q(k) & \theta(k) & w_g(k) \end{bmatrix}^T. \quad (2.8)$$

O modelo de equações de estado das tensões da rede em coordenadas  $\alpha\beta$  é:

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & Ts \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} x(k) + v(k), \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1(k) \times \cos(x_2(k)) \\ x_1(k) \times \sin(x_2(k)) \end{bmatrix} + w(k). \quad (2.10)$$

Onde  $v(k)$  representa ruídos relacionados a processos e  $w(k)$  representa ruídos de alta frequência relacionado a medições. O filtro de Kalman representa um ótimo estimador recursivo. Nesta aplicação ele apresenta um melhor desempenho em termos de variação de frequência e deslocamento de fase. Porém requer um tempo de processamento maior para

execução da rotina. Com isso ele pode apresentar problemas onde uma amostragem em alta frequência é requerida devido a limitações de dispositivos, como exemplo em filtros ativos. Além disso, este método é sensível a desequilíbrios de tensão (já que o mesmo não possui detector de sequência positiva) (SVENSSON, 2001; CARDOSO et al., 2006; CAMARGO, 2006).

### 2.2.6 Método dos Mínimos Quadrados Recursivo (WLSE - Weighted Least-Square Estimation)

Considerando um sistema trifásico a três fios onde as tensões da rede apresentam desequilíbrio, pode-se representar estas tensões em coordenada  $\alpha\beta$  a partir de suas componentes de sequência positiva e negativa de acordo com as seguintes equações:

$$y_{WLSE} = Hx_{WLSE}. \quad (2.11)$$

Sendo:

$$\begin{cases} y_{WLSE} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}; x_{WLSE} = \begin{bmatrix} v_d^p & v_q^p & v_d^n & v_q^n \end{bmatrix}; \\ H = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (2.12)$$

Escolhendo-se uma dada função de custo, como a apresentada em (SONG et al., 2000), tem-se:

$$J[x_{WLSE\_i}] = \sum_{j=0}^i \lambda^{i-j} [y_{WLSE\_j} - Hx_{WLSE\_i}]^T \times [y_{WLSE\_j} - Hx_{WLSE\_j}]. \quad (2.13)$$

Sendo  $\lambda$  no intervalo (0,1) o fator de ponderação. A solução que minimiza a função de custo de (2.13) é obtida a partir do algoritmo dos mínimos quadrados, executado recursivamente. Este método rejeita o impacto de sequência negativa e não é sensível a variações de frequência, pois o mesmo apresenta um algoritmo de adaptação de frequência (CAMARGO, 2006). Conforme pode ser observado a seguir:

$$\hat{\phi}(t) = \Delta\omega\tau + \hat{\phi}(t-1). \quad (2.14)$$

Sendo  $\Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$  e  $\tau = t - (t-1)$ . Havendo a necessidade de  $\Delta\hat{\phi} \equiv \hat{\phi}(t) - \hat{\phi}(t-1) = 0$  e de  $\Delta\omega = 0$ , ou seja,  $\hat{\omega} = \omega$ .

Este método não apresenta redução do impacto da presença de distorções harmônicas presentes na rede, além disto o algoritmo de detecção da frequência apresenta um

transitório de longa duração. A sua operação em sistemas que apresentam frequência de amostragem elevada pode tornar difícil a implementação deste método, em determinados processadores de sinais digitais. Em suma, este método apresenta elevado custo computacional e uma dinâmica lenta na presença de distorções da rede (KARIMI-GHARTEMANI et al., 2004).

### 2.2.7 Transformada Discreta de Fourier Recursiva (RDFT - Recursive Discrete Fourier Transform)

Esse método utiliza a transformada discreta de Fourier que é uma das técnicas de análise de sinais mais utilizadas. Considerando que a transformada pode ser utilizada de forma recursiva, pode-se utilizar esse método para o rastreamento da frequência e do ângulo de fase.

Para garantir a informação necessária para o cálculo da transformada, um sinal  $v(t)$  é amostrado a uma frequência  $f_s = N/T\omega$ , sendo  $T\omega$  um ciclo e  $N$  o número de amostras a cada intervalo de tempo  $T\omega$ . Com isso, considera-se uma sequência de amostras  $v[n]$ , com  $k - N < n < k - 1$  sendo  $k > 1$ . A partir disto obtém-se a transformada discreta deste conjunto de amostras a partir da equação abaixo (PÁDUA, 2006):

$$V_m(k-1) = \sum_{n=k-N}^{k-1} v[n] \times \exp\left(-j \frac{2\pi(n-1)m}{N}\right). \quad (2.15)$$

A amostra seguinte é inserida no instante  $k$  e com isso se forma um novo conjunto de amostras no intervalo  $k - N + 1 < n < k$  e a transformada se torna:

$$V_m(k) = \sum_{n=k-N+1}^k v[n] \times \exp\left(-j \frac{2\pi(n-1)m}{N}\right). \quad (2.16)$$

Subtraindo (2.15) de (2.16) tem-se:

$$V_m(k) = V_m(k-1) + (v[k] - v[k-1]) \times \exp\left(-j \frac{2\pi(n-1)m}{N}\right). \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \left\{ V_m(k) = \left\{ \operatorname{Re}\{V_m(k-1)\} + (v[k] - v[k-1]) \times \cos\left(\frac{2\pi(n-1)m}{N}\right) \right\} + \right. \\ \left. + j \left\{ \operatorname{Im}\{V_m(k-1)\} - (v[k] - v[k-1]) \times \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi(n-1)m}{N}\right) \right\} \right\}. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Para obtenção da forma de onda  $\operatorname{Re}\{v_1[k-N]\}$ , conforme o diagrama de blocos da Figura 2.6, sendo  $N$  o número de amostras para o cálculo da componente fundamental da

tensão medida  $v(t)$ , é necessário filtrar a tensão de modo a separar esta componente. Isso pode ser feito utilizando a transformada na sua forma recursiva. Logo a filtragem pode ser feita anulando-se todos os componentes espectrais do sinal, exceto o fundamental, e tomando-se a primeira amostra de sua transformada inversa a cada passo de cálculo a partir de:

$$v_1(k-N) = \frac{2}{N} \times V_1(k) \times \exp\left(j \frac{2\pi(k-1)}{N}\right). \quad (2.19)$$

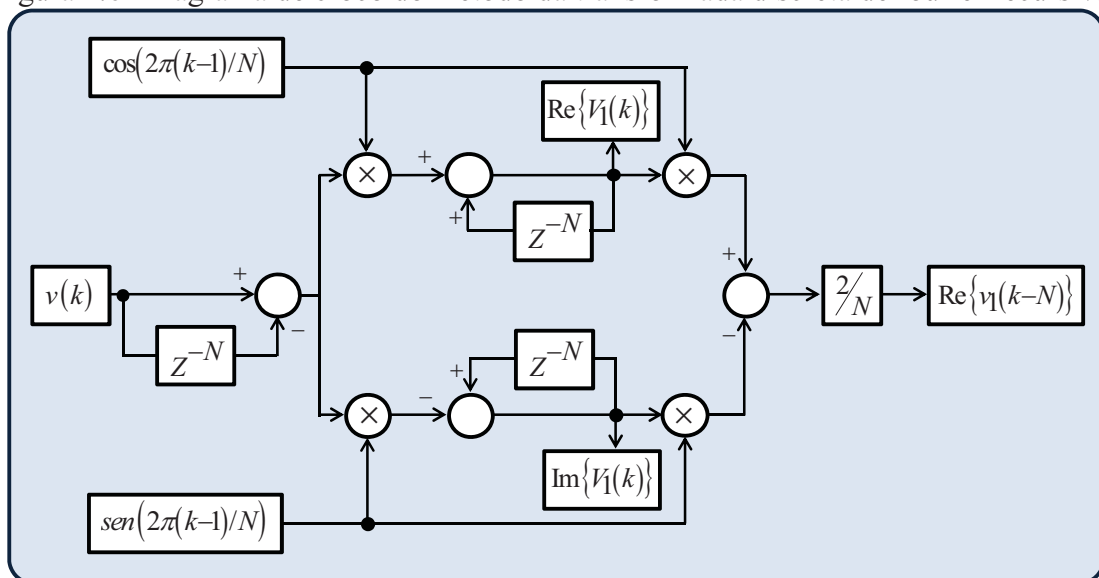
Tratando-se de um sinal periódico, pode-se reduzir a exponencial em:

$$v_1(k-N) = \frac{2}{N} \times V_1(k) \times \left[ \cos\left(\frac{2\pi(k-1)}{N}\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi(k-1)}{N}\right) \right]. \quad (2.20)$$

Separando a parte real, tem-se:

$$\operatorname{Re}\{v_1(k-N)\} = \frac{2}{N} \times \left[ \operatorname{Re}\{V_1(k)\} \cos\left(\frac{2\pi(k-1)}{N}\right) - \operatorname{Im}\{V_1(k)\} j \times \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi(k-1)}{N}\right) \right]. \quad (2.21)$$

Figura 2.6- Diagrama de bloco do método da transformada discreta de fourier recursiva.



Fonte: Próprio Autor.

A vantagem desse método é que ele pode obter o ângulo de fase instantâneo e da frequência fundamental da tensão da rede independente de sua frequência, amplitude ou de eventuais distorções (PÁDUA, 2006).



### 2.2.8 Tabela Resumo dos Métodos Apresentados

A Tabela 2.1 apresenta o resumo das características dos sistemas de sincronização apresentados. Em termo dos principais métodos de sincronização em malha aberta, pode-se observar que somente o método da Transformada Discreta de Fourier Recursiva atende integralmente as características desejáveis para um algoritmo de sincronização. Quase todos os métodos não apresentam no seu desenvolvimento a possível presença de desequilíbrios de tensão na rede. E alguns não apresentam rejeição a harmônicos e adaptabilidade a variações de frequência.

Tabela 2.1- Resumo das características dos sistemas apresentados.

Método	Característica			
	Simplicidade Estrutural	Rejeição de Harmônicos	Rejeição de Desequilíbrios	Adaptabilidade a Variações de Frequência
<b>MSRF</b>	Alta	Não Possui	Não Possui	Não Necessita
<b>LPF-B</b>	Média	Possui	Não Possui	Não Possui
<b>SVF</b>	Média	Possui	Não Possui	Não Possui
<b>MSVF</b>	Média	Possui	Não Possui	Possui
<b>EKF</b>	Baixa	Possui	Não Possui	Possui
<b>WLSE</b>	Baixa	Não Possui	Possui	Possui
<b>RDFT</b>	Baixa	Possui	Possui	Possui

Fonte: Próprio Autor.

### 2.3 Métodos de Sincronização em Malha Fechada

Estes métodos apresentam como principal característica a obtenção do ângulo de sincronismo através de uma estrutura em malha fechada, que permite que o valor estimado do ângulo de sincronismo rastreie o valor real do ângulo da rede. Entre os métodos desenvolvidos destaca-se o *Phase-Locked Loop* (PLL).

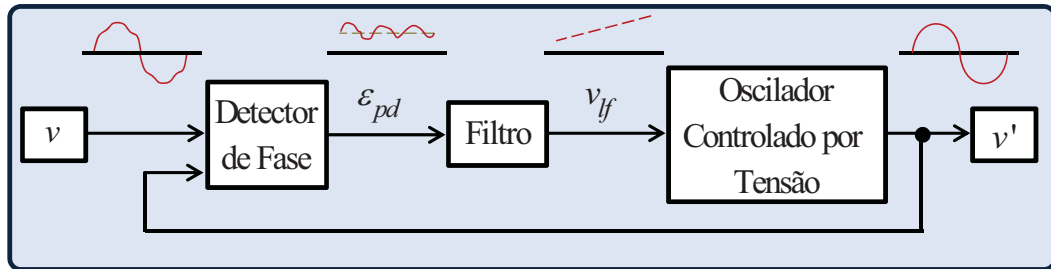
O PLL é um sistema em malha fechada o qual possui um oscilador interno controlado cuja função é gerar um sinal sincronizado com um sinal periódico externo através de um circuito fechado de realimentação. O ângulo de sincronismo e a frequência da rede são informações vitais obtidas pelo PLL. A fim de estimar estes parâmetros, vários métodos foram propostos.

As principais estruturas de PLL listadas na literatura serão apresentadas a seguir.

### 2.3.1 Estrutura Básica do PLL

Antes da apresentação de configurações mais elaboradas, será apresentado a estrutura básica de um PLL. A Figura 2.7 apresenta a sua representação em diagrama de blocos.

Figura 2.7- Estrutura básica do PLL.

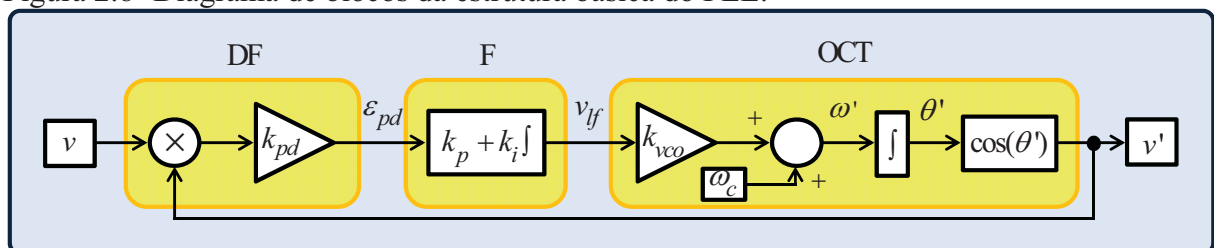


Fonte: Próprio Autor.

O bloco detector de fase (*Phase Detector-PD*) fornece o sinal de erro que será entrada do bloco de filtro (*Loop Filter-LF*). Ele detecta a diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal de realimentação estimado. O filtro é o bloco onde se encontra o controlador do PLL, a entrada desse bloco é nula em regime permanente. Ele apresenta as características de um filtro passa baixa. O oscilador controlado por tensão (*Voltage Controlled Oscillator-VCO*) é o bloco que gera a saída, que também é a realimentação na entrada do PLL. Pode-se dizer que o mesmo representa a parcela cuja a frequência de saída é função de sua tensão de entrada.

A estrutura básica do PLL é apresentada na Figura 2.8.

Figura 2.8- Diagrama de blocos da estrutura básica do PLL.



Fonte: Próprio Autor.

A partir do exposto, tem-se que a entrada do bloco detector de fase (DF) pode ser representada por:

$$v = A \times \text{sen}(\omega t + \phi). \quad (2.22)$$

A saída do bloco do oscilador controlado por tensão (OCT) é expressa por:

$$v' = \cos(\omega' t + \phi'). \quad (2.23)$$

Com isso a saída do bloco DF é expressa por:

$$\varepsilon_{pd} = A \times k_{pd} \times \text{sen}(\omega t + \phi) \times \cos(\omega' t + \phi'). \quad (2.24)$$

Ou seja:

$$\varepsilon_{pd} = \frac{A \times k_{pd}}{2} \times \left\{ \text{sen}[(\omega - \omega')t + (\phi - \phi')] + \text{sen}[(\omega + \omega')t + (\phi + \phi')] \right\}. \quad (2.25)$$

Este sinal é composto por um termo em alta frequência (duas vezes a frequência fundamental) e outro em baixa frequência.

O controlador PI do bloco F é ajustado de forma que o bloco apresenta a característica de atenuar altas frequências, considerando o impacto na resposta dinâmica. Com isso o termo de alta frequência do sinal de saída do bloco DF é filtrado, fazendo com que a saída do bloco F seja:

$$v_{lf} = \frac{A \times k_{pd}}{2} \times \text{sen}[(\omega - \omega')t + (\phi - \phi')]. \quad (2.26)$$

Considerando que o PLL está sincronizado tem-se que  $\omega \approx \omega'$ . Logo (2.26) pode ser simplificada, obtendo-se:

$$v_{lf} = \frac{A \times k_{pd}}{2} \times \text{sen}(\phi - \phi'). \quad (2.27)$$

O PLL entrará em regime quando  $v_{lf} = 0$ , ou seja,  $\text{sen}(\phi - \phi') = 0$ . Para que isso ocorra tem-se que  $\phi = \phi'$ . A partir do exposto tem-se o funcionamento do PLL. Porém essa estrutura básica apresenta alguns erros de estimação. Isso ocorre pelo fato do filtro passa baixa não filtrar uma parte oscilante de alta frequência, caracterizando em oscilações na saída do estágio F.

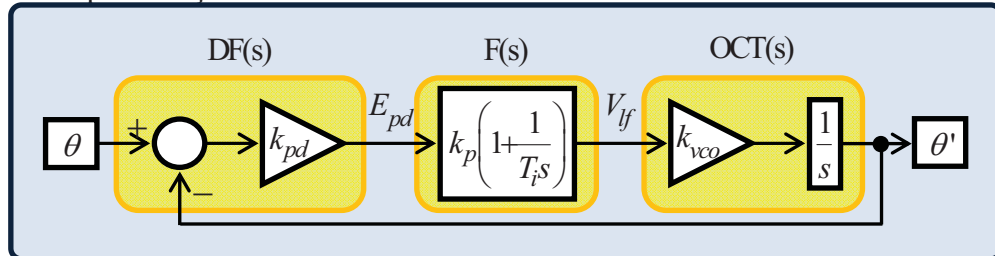
### 2.3.2 Linearização para Pequenos Sinais

O modelo linearizado para pequenos sinais do PLL é de muita utilidade para se analisar seus parâmetros. Analisando (2.27) para pequenos sinais, tem-se que a mesma se torna:

$$v_{lf} = \frac{A \times k_{pd}}{2} \times \text{sen}(\theta - \theta') \approx K(\theta - \theta'). \quad (2.28)$$

Tendo-se essa aproximação, o sistema pode ser representado conforme a Figura 2.9. E assim, ele se torna um sistema linear de segunda ordem podendo ser analisado com base na teoria de controle convencional (TEODORESCU, 2011).

Figura 2.9- Representação do modelo linearizado.



Fonte: Próprio Autor.

Para análise do modelo, considerando que  $k_{pd} = k_{vco} = 1$ , tem-se os seguintes sinais pertencentes aos blocos.

A saída do bloco detector de fase é:

$$E_{pd}(s) = \frac{V}{2} \times (\theta(s) - \theta'(s)). \quad (2.29)$$

A saída do bloco do filtro é:

$$V_{lf}(s) = k_p \times \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \times E_{pd}(s). \quad (2.30)$$

Já a saída do bloco oscilador controlador por tensão é:

$$\theta'(s) = \frac{1}{s} \times V_{lf}(s). \quad (2.31)$$

A partir de (2.29), (2.30) e (2.31), considerando  $V = 1$ , pode-se obter a função de transferência do sistema.

$$H(s) = \frac{\theta'(s)}{\theta(s)} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} = \frac{DF(s) \times F(s) \times OCT(s)}{1 + DF(s) \times F(s) \times OCT(s)}. \quad (2.32)$$

$$\text{Sendo } \frac{k_p}{T_i} = k_i.$$

Pode-se observar, a partir de (2.32) que o sistema apresenta característica de filtro passa baixa, o que se torna uma importante característica na atenuação do erro proveniente de harmônicos da ordem elevada no sistema de detecção. Considerando as atribuições típicas das funções de transferência de um sistema de segunda ordem, tem-se que a função de transferência pode ser apresentada como:

$$H(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (2.33)$$

Sendo:

$$\omega_n = \sqrt{k_i}; \zeta = \frac{k_p}{2\sqrt{k_i}}. \quad (2.34)$$

Com base na teoria de controle convencional o tempo de acomodação para a resposta transitória do sistema de segunda ordem sem zeros (considerando o ganho do integrador elevado) é obtido a partir de (BEST, 2007):

$$t_s \approx \frac{4}{\zeta\omega_n}. \quad (2.35)$$

O intervalo de bloqueio (*Lock Range*) é o desvio máximo da frequência inicial entre a referência de entrada e saída do integrador (OCT) que ainda causará o travamento do PLL para um único passo. Ele é representado por:

$$\Delta\omega_L \approx \omega_n. \quad (2.36)$$

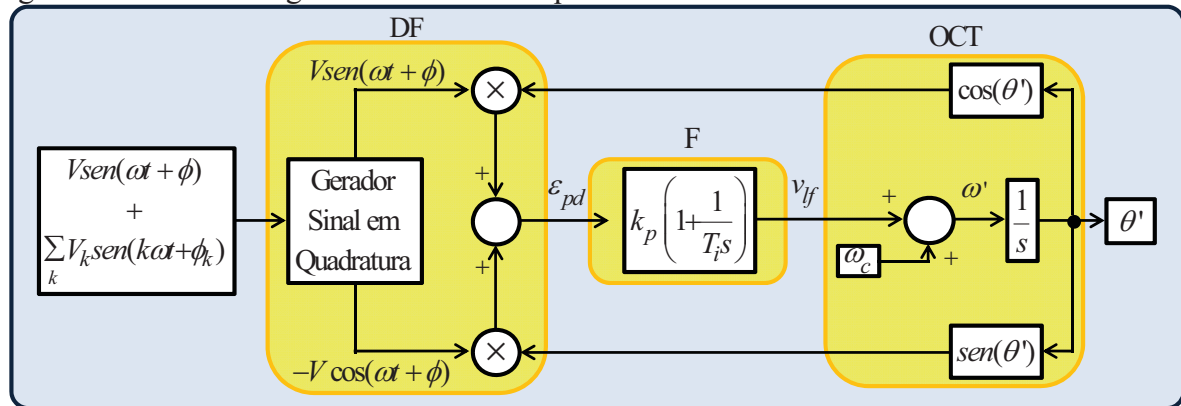
### 2.3.3 Detecção de Fase Baseado em Sinais em Quadratura

Diferente da estrutura do PLL básico, esses tipos de PLL utilizam um gerador de sinal em quadratura associado a operações de multiplicação e soma no bloco DF. Sistemas de sincronização baseados na estrutura apresentada na Figura 2.8, devem possuir uma largura de banda bastante reduzida, a fim de atenuar oscilações provenientes da rede. Em aplicações de conversores conectados à rede tem-se que a frequência da rede é próxima da frequência de corte do PLL. Isso faz com que os termos de alta frequência não sejam anulados totalmente, impactando negativamente no ângulo de sincronismo obtido.

A partir do exposto, outro bloco de detecção de fase é proposto. Fazendo-se uma modificação no bloco do detector de fase, tem-se uma melhora no desempenho de detecção do PLL (como será observado posteriormente). Pode-se encontrar na literatura diversos algoritmos para gerar os sinais em quadratura (SILVA et al., 2004; SAITOU et al., 2003). As saídas em quadratura apresentam sinais de mesma amplitude e frequência, ou seja, os sinais são os mesmos sendo que defasados de 90°. Isso faz com que a capacidade de filtragem do sistema seja incrementada.

A Figura 2.10 apresenta a estrutura do PLL com o gerador de sinais em quadratura.

Figura 2.10- PLL com gerador de sinal em quadratura.



Fonte: Próprio Autor.

Seguindo o diagrama de blocos apresentado na Figura 2.10, tem-se que o sinal de erro apresenta o seguinte equacionamento:

$$\begin{cases} \varepsilon_{pd} = Vsen(\omega t + \phi) \cos(\omega' t + \phi') - V \cos(\omega t + \phi) sen(\omega' t + \phi') \\ = Vsen[(\omega - \omega')t + (\phi - \phi')] = Vsen(\theta - \theta'). \end{cases} \quad (2.37)$$

A equação mostra que em regime permanente, ou seja,  $\omega \approx \omega'$ , o sinal de erro não apresenta parte oscilatória. Pode-se observar que o gerador de sinal em quadratura remove o termo de maior frequência permitindo melhoria no desempenho do PLL com o aumento da banda de passagem. Devido a maior quantidade de informações, o sinal em quadratura pode ser obtido com menos esforço em sistemas trifásicos. Em sistemas monofásicos os sinais em quadratura são obtidos ‘artificialmente’. Por exemplo, para sistemas monofásicos pode-se utilizar o SOGI para gerar os sinais em quadratura, este elemento será tratado com mais detalhes posteriormente.

A caracterização desse PLL pode ser observado em (TEODORESCU, 2011).

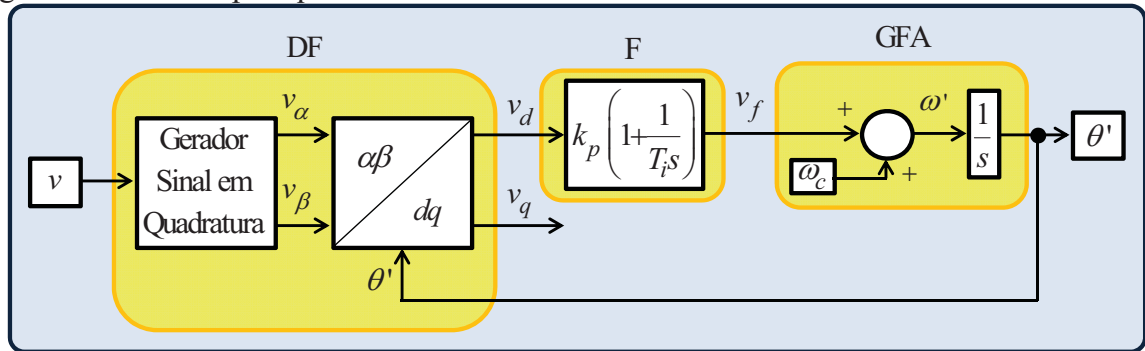
### 2.3.3.1 PLL tipo vq

Analisando a expressão obtida em (2.37), pode-se observar que a mesma faz parte da transformada de Park. A transformada de Park para sistemas de coordenadas na referência síncrona é:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & sen(\theta') \\ -sen(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.38)$$

Baseado na estrutura apresentada na Figura 2.10, remove-se o bloco OCT e adiciona-se um novo bloco chamado gerador de frequência/ângulo de fase (GFA) ou em inglês, FPG- *Frequency/Phase-angle Generator*. Isso faz com que a sincronização seja feita baseada na transformada de Park, o que pode ser considerado um tipo de detector de fase. O sistema é apresentado na Figura 2.11.

Figura 2.11- PLL Tipo vq.



Fonte: Próprio Autor.

Considerando que o sinal de entrada é:

$$v = V \times \text{sen}(\theta) = V \times \text{sen}(\omega t + \phi). \quad (2.39)$$

O sinal de saída proveniente do gerador de sinal em quadratura pode ser expresso pela seguinte equação:

$$v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) \\ -\text{cos}(\theta) \end{bmatrix}. \quad (2.40)$$

A partir do bloco da transformada de Park tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{cos}(\theta') & \text{sen}(\theta') \\ -\text{sen}(\theta') & \text{cos}(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix}. \quad (2.41)$$

Considerando que o PLL está sincronizado, ou seja,  $\omega \approx \omega'$ , e substituindo (2.40) em (2.41) tem-se:

$$v_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta - \theta') \\ -\text{cos}(\theta - \theta') \end{bmatrix}. \quad (2.42)$$

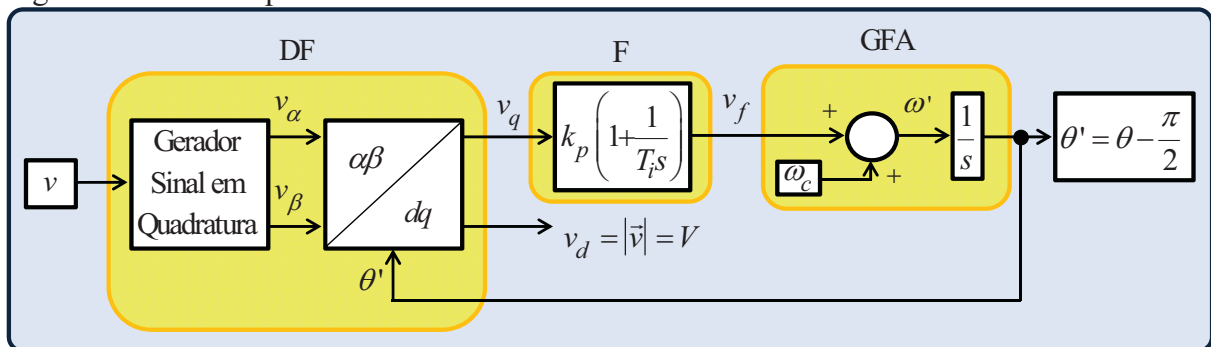
Sintonizando o controlador do bloco F de forma a fazer  $v_d = 0$  em regime permanente, fazendo com que o módulo da tensão esteja todo concentrado no eixo em quadratura, o ângulo de fase detectado pelo PLL estará em fase com vetor tensão da rede. Ou seja,  $\theta' = \theta$ .

### 2.3.3.2 PLL tipo vd

Baseado no mesmo princípio do PLL anterior, este concentra o vetor tensão da rede todo no eixo direto. Ou seja,  $v_q = 0$ . Baseados em (2.39), (2.40), (2.41) e (2.42), tem-se que o ângulo de fase detectado pelo PLL estará atrasado  $90^\circ$  do vetor tensão da rede, sendo necessário uma correção ao implementar o algoritmo. Ou seja,  $\theta' = \theta - \frac{\pi}{2}$ .

A estrutura desse PLL está representada na Figura 2.12.

Figura 2.12- PLL Tipo vd.



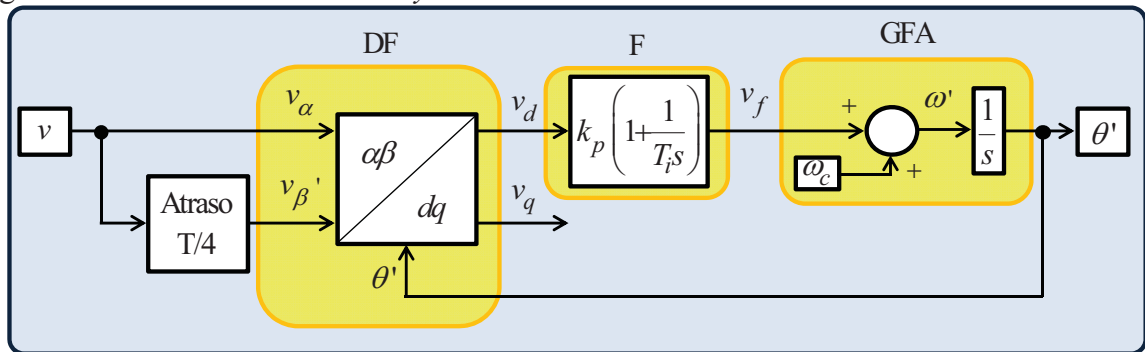
Fonte: Próprio Autor.

### 2.3.3.3 PLL Baseado no Delay de T/4

A estrutura desse PLL é apresentada na Figura 2.13. Pode-se observar que é semelhante a do PLL tipo vd, sendo que o gerador de sinal em quadratura é implementado a partir de um atraso do sinal da proveniente da rede. Um atraso no sinal é uma técnica fácil de ser implementada, podendo ser feita a partir de buffer FIFO (*First-in-first-out*) projetado para  $1/4$  do número de amostragem que contém o período da frequência fundamental (TEODORESCU et al., 2004).

Essa estrutura trabalha adequadamente se a tensão da rede é puramente senoidal e quando não há variação de frequência da rede. Se houver harmônicos ou variação de frequência este método não irá gerar sinais perfeitamente em quadratura, podendo causar perturbações no funcionamento do PLL. Outros PLL's apresentam um gerador de sinal em quadratura mais eficiente, como o baseado na Transformada de Hilbert e o baseado na transformada inversa de Park (TEODORESCU et al., 2004).



Figura 2.13- PLL Baseado no *delay* T/4.

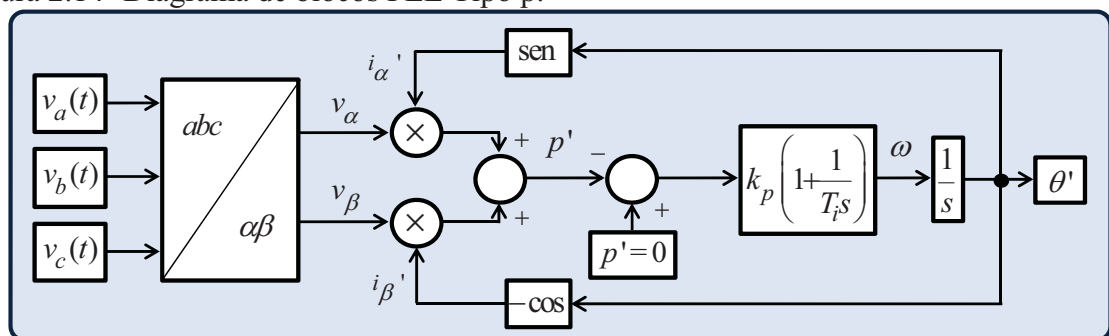
Fonte: Próprio Autor.

### 2.3.4 PLL Tipo p e PLL Tipo q

Estes algoritmos PLL são estruturas robustas, que podem rejeitar altos níveis de harmônicos e desequilíbrios presentes nas tensões do sistema elétrico. Este PLL produz um sinal de saída sincronizado com a componente fundamental de sequência positiva do sinal de entrada. O algoritmo destes PLL é baseado no princípio da teoria pq. Essa teoria traz como seus pilares a análise das potências instantâneas. Ou seja, ela introduz novos conceitos de potência instantânea, que não necessariamente são conflitantes com a teoria convencional (SASSO et al., 2002).

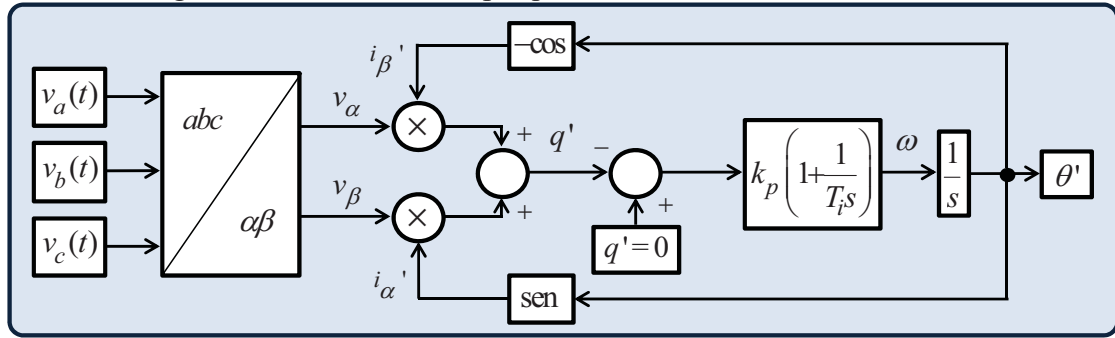
O diagrama de blocos do PLL tipo p e do PLL tipo q são apresentados nas Figuras 2.14 e 2.15, respectivamente. Vale ressaltar que os valores de entrada destes algoritmos têm que ser normalizados para que o método de sincronização funcione adequadamente. O bloco *abc /  $\alpha\beta$*  corresponde a transformada de Clarke.

Figura 2.14- Diagrama de blocos PLL Tipo p.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 2.15- Diagrama de blocos PLL Tipo q.



Fonte: Próprio Autor.

Nas figuras apresentadas anteriormente, tem-se que as tensões  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  correspondem a transformada de Clarke das tensões de fase do sistema, como pode ser observado a seguir:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (2.43)$$

Estas tensões são multiplicadas por correntes fictícias ( $i_\alpha'$  e  $i_\beta'$ ) ou ( $i_\beta'$  e  $i_\alpha'$ ), respectivamente. Estas correntes fictícias são variáveis auxiliares e seu produto gera as potências instantâneas, como observado a seguir:

$$\begin{bmatrix} p' \\ q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha' \\ i_\beta' \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

No caso do PLL tipo p o produto resulta em uma potência instantânea real fictícia, já no caso do PLL tipo q o produto resulta em uma potência instantânea imaginária fictícia. Em ambos os casos as potências são comparadas com uma referência igual a zero. Em seguida um controlador PI produz a frequência angular desejada a qual é integrada para se obter o ângulo de sincronismo.

Pode-se observar que (2.44) possui equacionamento semelhante ao da teoria pq. Observando essa teoria, para o caso do PLL tipo p, tem-se que a componente p será nula somente se as componentes fundamentais de sequência positiva das tensões da rede e correntes fictícias apresentarem uma defasagem de  $90^\circ$ . Ou seja, o sistema estabilizará quando o valor de p for igual a zero, isto é, quando somente houver potência reativa instantânea.

Inicialmente o PLL apresenta uma defasagem e, a partir do momento que vai entrando em regime permanente, essa defasagem vai se tornando  $90^\circ$ , fazendo com que a entrada do PI seja zero e o sistema seja estabilizado. Esse ponto corresponderá à fase da

sequência positiva das tensões da rede com um defasamento de  $90^\circ$  que terá que ser corrigido, caracterizando o bom funcionamento do PLL.

Analisando (2.44) para o PLL tipo q, observa-se que a componente q será nula somente se as componentes fundamentais de sequência positiva das tensões da rede e correntes fictícias estiverem em fase. Ou seja, o sistema estabilizará quando o valor de q for igual a zero, isto é, quando somente houver potência ativa instantânea.

Inicialmente o PLL apresenta uma defasagem e, a partir do momento que vai entrando em regime permanente, essa defasagem vai se tornando  $0^\circ$ , fazendo com que a entrada do PI seja zero e o sistema seja estabilizado. Esse ponto corresponderá à fase da sequência positiva das tensões da rede, caracterizando o bom funcionamento do PLL.

O desempenho dinâmico destes sistemas é basicamente determinado pelos ganhos do controlador PI. Além disto, o bloco integrador do PLL que gera o sinal de sincronismo, possui um *reset* gerando um ângulo de sincronismo variável entre 0 e  $2\pi$  radianos (SASSO et al., 2002).

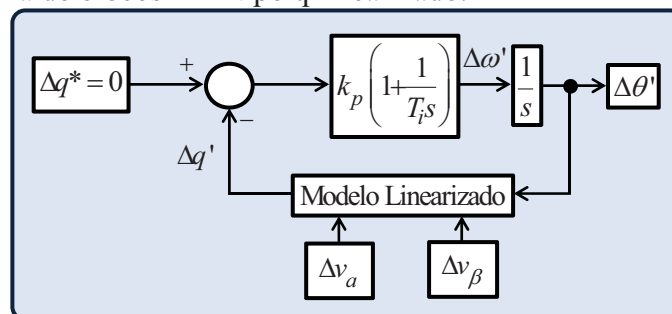
Das estruturas apresentadas pode-se derivar um modelo de pequenos sinais. Como as estruturas são semelhantes, será analisado neste estudo o modelo linearizado a partir da potência imaginária instantânea. A partir de (2.43) e (2.44) tem-se que a potência imaginária instantânea é dada por (SASSO et al., 2002):

$$q' = v_\beta \times i_\alpha' - v_\alpha \times i_\beta' = -\sqrt{3} \times V \times \text{sen}(\theta - \theta'). \quad (2.45)$$

A linearização da equação anterior para pequenas variações em torno do ponto de operação é dada por:

$$\begin{cases} \Delta q' = -\sqrt{3} \times V_0 \times \cos(\theta_0 - \theta_0') \times \Delta \theta \\ +\sqrt{3} \times V_0 \times \cos(\theta_0 - \theta_0') \times \Delta \theta' - \sqrt{3} \times \text{sen}(\theta_0 - \theta_0') \times \Delta V. \end{cases} \quad (2.46)$$

Figura 2.16- Diagrama de blocos PLL tipo q linearizado.



Fonte: Próprio Autor.

O subíndice zero em (2.46) representa valores em regime permanente no ponto de linearização. O sistema linearizado pode ser observado na Figura 2.16.

A partir do modelo linearizado obtém-se:

$$\begin{cases} s \begin{bmatrix} \Delta\theta'(s) \\ \Delta\omega'(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_i k_0 & -k_p k_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\theta'(s) \\ \Delta\omega'(s) \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ (k_i k_0/s) + k_p k_0 & -k_i k_1 - s(k_p k_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega(s) \\ \Delta V(s) \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (2.47)$$

Sendo  $k_0 = \sqrt{3} \times V_0 \times \cos(\theta_0 - \theta_0')$  e  $k_1 = -\sqrt{3} \times \text{sen}(\theta_0 - \theta_0')$ .

De (2.47) pode-se deduzir as funções de transferência que relacionam o sinal de saída com os sinais de entrada:

$$\frac{\Delta\omega'}{\Delta V} = \frac{(-k_i k_1)s + (-k_p k_1)s^2}{s^2 + k_p k_0 s + k_i k_0}, \quad (2.48)$$

$$\frac{\Delta\omega'}{\Delta\omega} = \frac{(k_p k_0)s + k_i k_0}{s^2 + k_p k_0 s + k_i k_0}. \quad (2.49)$$

A partir das equações se observa que, em regime permanente, variações na amplitude de tensão do sistema não afeta o sinal de sincronismo do PLL. Já variações de frequência do sistema causam perturbações no sinal de saída do PLL.

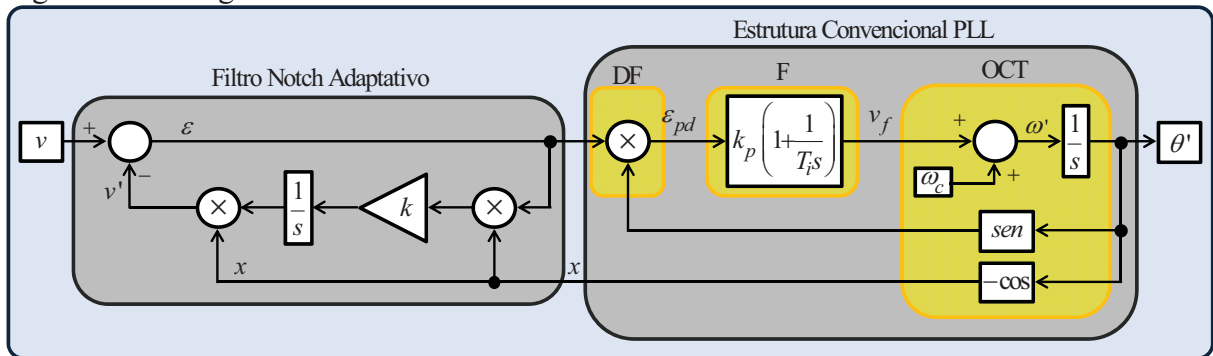
### 2.3.5 Enhanced PLL (EPLL)

Este sistema de sincronização apresenta diferentes características ao ser comparado com o PLL convencional. Dentre ela destaca-se o modificação realizada no sinal de entrada do bloco detector de fase.

O PLL convencional realiza a multiplicação entre o sinal de entrada e o sinal de saída gerado pelo bloco OCT. O EPLL realiza um ajuste do sinal de saída do OCT. Este sinal ajustado é subtraído do sinal de entrada gerando um erro intermediário. Este erro é que é utilizado na multiplicação com o sinal proveniente do OCT (da mesma maneira do PLL convencional) (KARIMI-GHARTEMANI et al., 2001).

A Figura 2.17 apresenta a estrutura do EPLL.

Figura 2.17- Diagrama de blocos do EPLL.



Fonte: Próprio Autor.

Pode-se observar que antes do bloco de detecção de fase (DF) é introduzido um bloco cuja configuração é de um filtro *notch* adaptativo. Este bloco é composto por multiplicadores, somadores e integradores que possibilitam a correta detecção do ângulo de sincronismo e da amplitude do sinal de entrada (quando comparado ao PLL convencional que gera um sinal de saída "coerente" com o sinal de entrada). Com isso, tem-se que o funcionamento do EPLL pode ser compreendido como sendo a unificação das propriedades do filtro *notch* adaptativo com as propriedades do PLL convencional. A entrada do bloco do filtro adaptativo ( $x$ ) é proveniente do bloco OCT. A saída do filtro adaptativo ( $\varepsilon$ ) é utilizada como entrada do bloco de detecção de fase (KARIMI-GHARTEMANI et al., 2001).

A partir desta estrutura, pode-se obter a amplitude do sinal de entrada. A amplitude é obtida a partir da estimação direta que se encontra na realimentação negativa do bloco do filtro *notch* adaptativo ( $v'$ ). Em regime permanente, o erro  $\varepsilon$  tende a zero, com isso a amplitude da componente fundamental de entrada pode ser obtida a partir do sinal de realimentação  $v'$ .

A obtenção do ângulo de sincronismo pode ser observada através da análise do filtro *notch* adaptativo. A saída desta estrutura somente será nula se o sinal de saída estimada que é utilizado para compor o sinal  $x$  possuir frequência e fase idênticas ao sinal de entrada  $v$ .

Além dos sinais apresentados anteriormente, a estrutura permite gerar sinais em quadratura. A geração destes sinais pode ser observada através de sua estrutura. Como em regime permanente o ângulo estimado é igual ao da componente fundamental do sinal de entrada, tem-se, com a presença dos blocos seno e cosseno, a disponibilidade de dois sinais em quadratura na estrutura do EPLL.

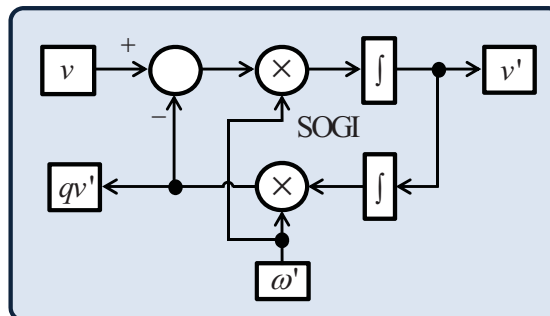
Esta estrutura possui elevada imunidade a distúrbios, sendo robusta quando imposta a condições de rede com a presença de harmônicos. Além disso, pequenas variações nos ganhos do controlador PI são permitidas afetando pouco a performance do PLL (KARIMI-GHARTEMANI et al., 2001).

### 2.3.6 SOGI, SOGI-QSG, SOGI-FLL e DSOGI-FLL

#### 2.3.6.1 SOGI

A configuração do SOGI é apresentada na Figura 2.18. Pode-se observar que este algoritmo, ao contrário de outros apresentados anteriormente, não apresenta funções trigonométricas em sua composição. Isto faz com que haja redução no esforço computacional na sua implementação (RODRÍGUEZ et al., 2008).

Figura 2.18- Diagrama de blocos do SOGI.



Fonte: Próprio Autor.

As funções de transferência do SOGI relacionadas a entrada  $v$  são:

$$D(s) = \frac{v'}{v} = \frac{s\omega'}{s^2 + \omega'^2}. \quad (2.50)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v} = \frac{\omega'^2}{s^2 + \omega'^2}. \quad (2.51)$$

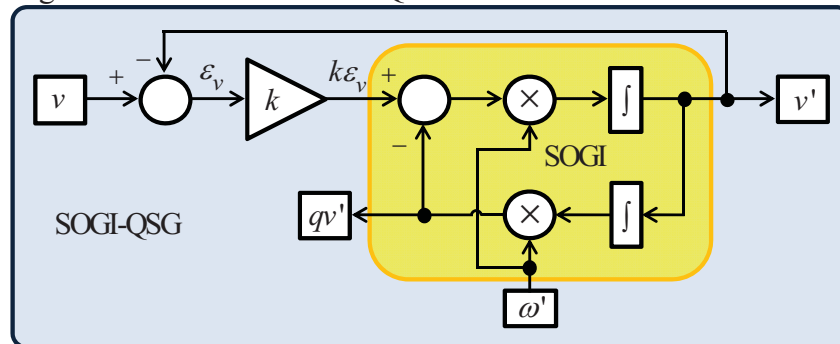
Pode-se observar que quando o sinal de entrada apresenta a mesma frequência angular de ajuste do SOGI, o mesmo tem ganho infinito para as duas saídas. Isso pode ser observado com a substituição  $s = j\omega$ . Quando o valor de  $\omega = \omega'$  tem-se que o denominador das funções de transferência apresentam valores nulos. Além disso, em casos de transitório o SOGI apresenta comportamento oscilatório, pois ele não possui elemento de amortecimento

na sua função de transferência. Isso ocorre devido as funções de transferência apresentam termos do seno e cosseno.

### 2.3.6.2 SOGI-QSG

O bloco do SOGI-QSG é referente ao diagrama da Figura 2.19. Nesta configuração o SOGI é utilizado, sendo que há um acréscimo de um ganho e uma realimentação externa (RODRÍGUEZ et al., 2008).

Figura 2.19- Diagrama de blocos do SOGI-QSG.



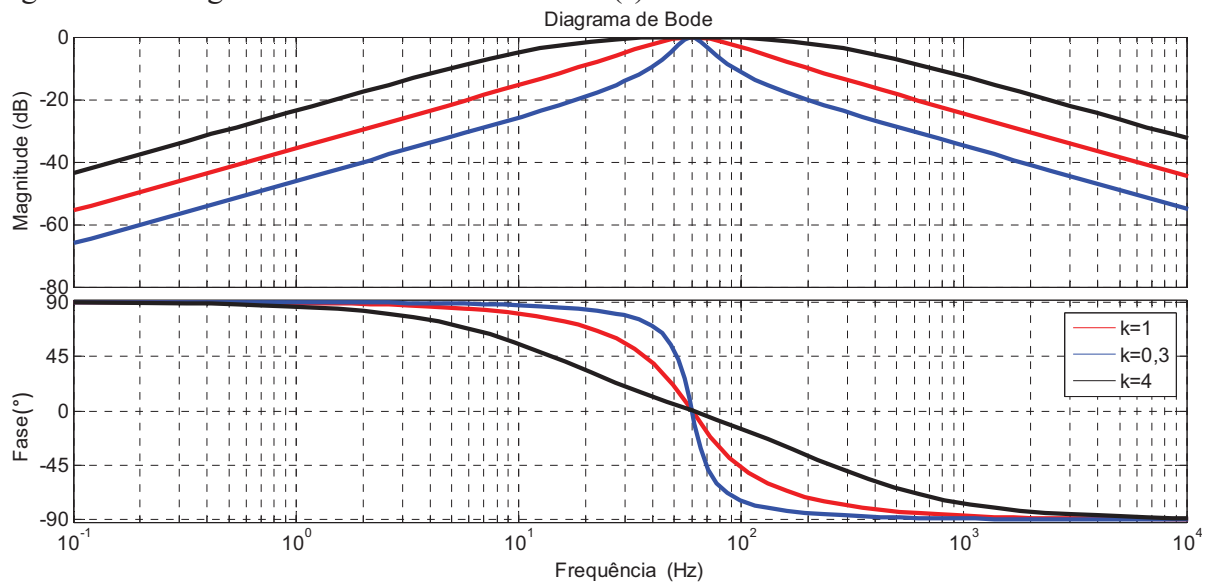
Fonte: Próprio Autor.

As funções de transferência relacionadas a saída desse PLL são:

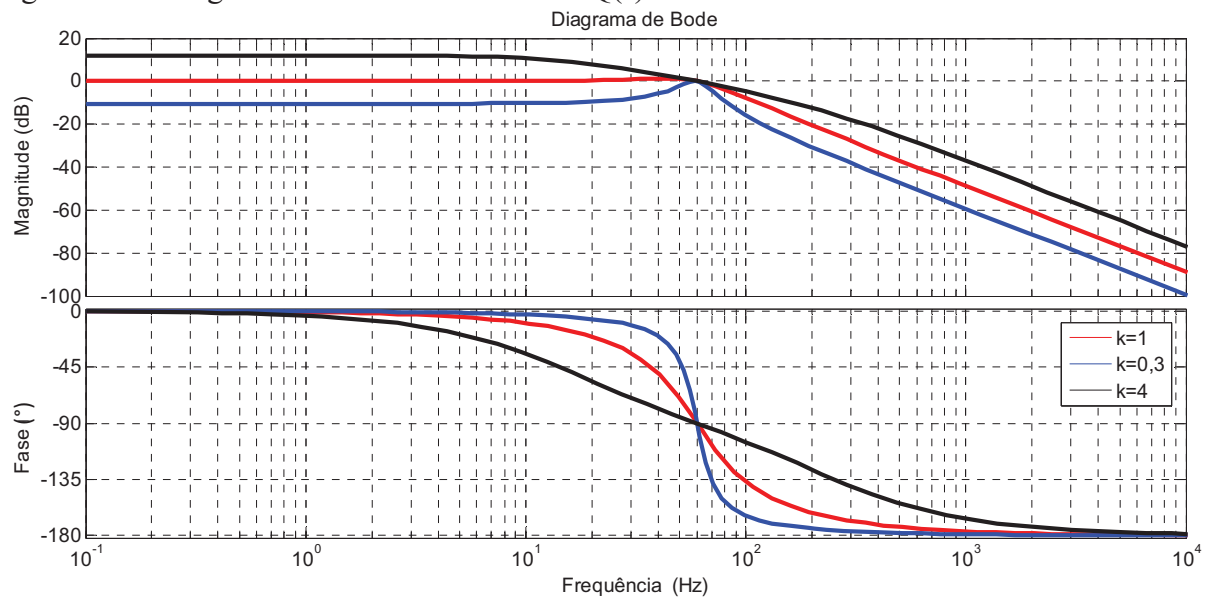
$$D(s) = \frac{v'}{v} = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}. \quad (2.52)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v} = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}. \quad (2.53)$$

Utilizando as funções de transferência apresentadas anteriormente, tem-se, com a substituição  $s = j\omega$  Os diagramas de Bode (representando a magnitude e fase do sinal) são apresentados nas Figuras 2.20 e 2.21. Neste caso a frequência da componente fundamental do sinal de entrada é 60 Hz. Os diagramas apresentam a resposta do sinal  $D(s)$  e  $Q(s)$  para valores diferentes de ganho  $k$ . Os valores de  $k$  utilizados nestes diagramas são  $k = 4$ ,  $k = 1$  e  $k = 0,3$  (MESQUITA, 2011).

Figura 2.20- Diagrama de Bode relacionado a  $D(s)$ .

Fonte: Próprio Autor.

Figura 2.21- Diagrama de Bode relacionado a  $Q(s)$ .

Fonte: Próprio Autor.

Pode-se deduzir através dos diagramas de Bode apresentados que quando a frequência do sinal de entrada possui o mesmo valor da frequência angular ajustada ( $\omega'$ ) o valor do ganho na magnitude é unitário. Para sinais com frequência acima da frequência angular ajustada, tem-se um decaimento no ganho. Com isso há a atuação do SOGI como um filtro para possíveis harmônicos provenientes do sinal de entrada. O desempenho da filtragem depende do valor do ganho  $k$ .



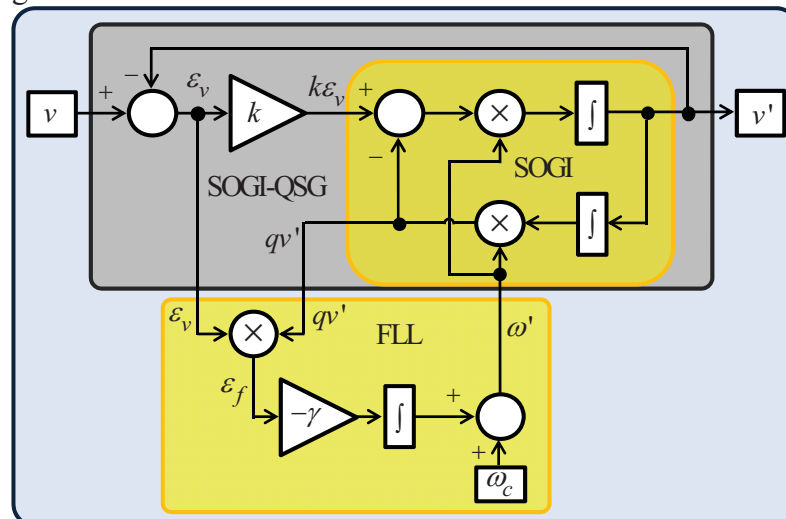
Analisando o diagrama de fase, pode-se observar que os sinais de saída estão sempre em quadratura. Matematicamente, observa-se o comportamento ao substituir  $s = j\omega$  nas funções de transferência. Com isso, tem-se que o denominador de  $Q(s)$  é multiplicado por  $j$ , o que não ocorre com  $D(s)$ .

Esta configuração não apresenta uma adaptação de frequência, problema que é solucionado ao adicionar uma estrutura de detecção de frequência que será explicada no próximo tópico.

### 2.3.6.3 SOGI-FLL

Os dois sinais de saída do SOGI-QSG apresentam a mesma amplitude somente no caso em que a frequência do sinal de entrada e a frequência de ressonância do SOGI são iguais. Sendo assim, a frequência de ressonância do SOGI-QSG deve ser adaptada a frequência do sinal de entrada de forma a obter sinais em quadratura com as mesmas amplitudes. A partir disso, adicionou-se um bloco que atua de maneira a ajustar a frequência de ressonância do SOGI-QSG de acordo com o sinal de entrada. Essa estrutura é o FLL (*Frequency Locked Loop*) (RODRÍGUEZ et al., 2008). A Figura 2.22 apresenta o diagrama de blocos do SOGI-FLL.

Figura 2.22- Diagrama de blocos do SOGI-FLL.

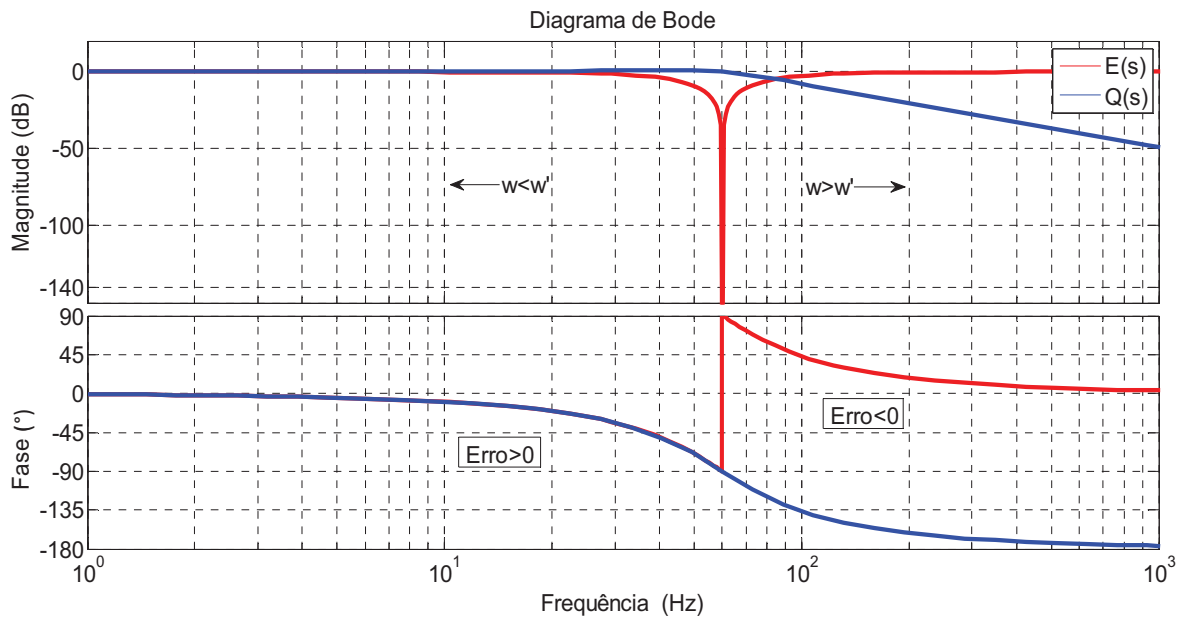


Fonte: Próprio Autor.

Para se analisar o comportamento do FLL, o sinal de saída  $qv'$  e o sinal de erro  $\varepsilon_v$  devem ser analisados. A função de transferência que relaciona o erro com o sinal de entrada está representada em (2.54). O Diagrama de Bode, onde são plotados os sinais  $E(s)$  e  $Q(s)$ , pode ser observado na Figura 2.23.

$$E(s) = \frac{\varepsilon_v}{v} = \frac{s^2 + \omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}. \quad (2.54)$$

Figura 2.23- Diagrama de Bode do SOGI-FLL sinais  $E(s)$  e  $Q(s)$ .



Fonte: Próprio Autor.

A partir do exposto, pode-se observar que os sinais  $\varepsilon_v$  e  $qv'$  possuem seus ângulos de fase iguais a  $0^\circ$  para  $\omega < \omega'$ , caracterizando um valor positivo do erro ( $\varepsilon_f$ ) do FLL. Quando  $\omega = \omega'$ , o sinal de  $\varepsilon_v$  é nulo, o que caracteriza erro ( $\varepsilon_f$ ) zero do bloco FLL. Para  $\omega > \omega'$ , os sinais  $\varepsilon_v$  e  $qv'$  estão defasados de  $180^\circ$ , logo o valor do erro ( $\varepsilon_f$ ) do FLL será negativo.

Assim, como o  $\gamma$  do FLL apresenta valor negativo, os valores de saída do integrador do bloco FLL são incrementados caso haja um aumento na frequência do sinal de entrada e decrementados caso haja uma diminuição do mesmo. Isso faz com que o sistema, em regime, detecte a nova frequência do sistema.

Para se analisar o SOGI-FLL utiliza-se o sistema de equações de estado (RODRÍGUEZ et al., 2008). As equações podem ser observadas abaixo:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = Ax + Bv = \begin{bmatrix} -k\omega' & -\omega'^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k\omega' \\ 0 \end{bmatrix} v, \quad (2.55)$$

$$y = \begin{bmatrix} v' \\ qv' \end{bmatrix} = Cx = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \omega' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad (2.56)$$

$$\dot{\omega}' = -\gamma x_2 \omega' (v - x_1). \quad (2.57)$$

Considerando um ponto estável de operação,  $\dot{\omega}' = 0$  e  $\omega = \omega'$ , pode-se obter a equação abaixo, as variáveis com barra indicam que são consideradas em regime permanente.

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega'^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix}. \quad (2.58)$$

Os autovalores do Jacobiano obtido de (2.58) apresentam parte real nula indicando que a resposta em regime é periódica. Considerando a entrada igual a  $v = V \times \text{sen}(\omega t + \phi)$ , tem-se que a saída em regime permanente é:

$$\bar{y} = \begin{bmatrix} v' \\ qv' \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi) \\ -\cos(\omega t + \phi) \end{bmatrix}. \quad (2.59)$$

Neste caso, a amplitude dos sinais de saída é dada por:

$$\bar{y}' = V |D(j\omega)| \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)) \\ -\frac{\omega'}{\omega} \times \cos(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)) \end{bmatrix}. \quad (2.60)$$

Sendo:

$$|D(j\omega)| = \frac{k\omega\omega'}{\sqrt{(k\omega\omega')^2 + (\omega^2 - \omega'^2)^2}}, \quad (2.61)$$

$$\angle D(j\omega) = \arctan \frac{\omega'^2 - \omega^2}{k\omega\omega'}. \quad (2.62)$$

Observa-se que se a frequência de ajuste do FLL for diferente da componente fundamental do sinal de entrada, os valores dos sinais de saída não possuiriam a mesma amplitude.

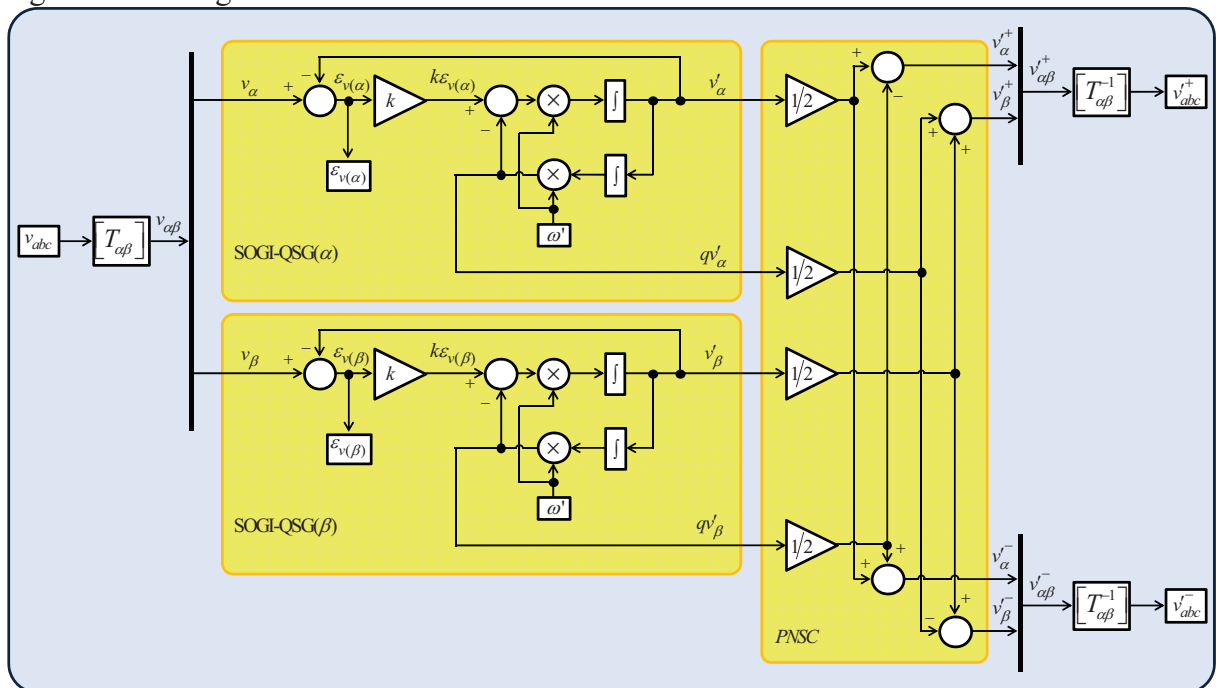
### 2.3.7 DSOGI-FLL

A estrutura do DSOGI-FLL é apresentada na Figura 2.24. A entrada trifásica é transformada em suas duas componentes de Clarke. Cada componente é entrada de uma estrutura SOGI já apresentada neste trabalho (RODRÍGUEZ et al., 2006).

Cada bloco do SOGI-QSG gera dois sinais em quadratura um referente a componente alfa e o outro referente a componente beta. Estes sinais são entradas do bloco PNSC (*Positive-Negative Sequence Calculator*), o qual separa as componentes de sequência positiva e negativa relativas ao sinal de entrada. Por fim os sinais passam por uma transformada inversa e são fornecidas as componentes no sistemas de coordenadas  $abc$ , tanto de sequência positiva como de sequência negativa, correspondentes.

A estrutura de adaptação de frequência FLL é semelhante a já apresentada neste trabalho.

Figura 2.24- Diagrama de blocos do DSOGI-FLL.



Fonte: Próprio Autor.

O funcionamento do bloco PNSC é um equacionamento matemático para separar as componentes de sequência positiva e negativa do sinal. O conhecimento da sequência

negativa do sinal pode ser de interesse para análise qualitativa e quantitativa do sinal de entrada (RODRÍGUEZ et al., 2006). O equacionamento do PNSC é descrito abaixo.

Considerando que os sinais de tensão de sequência positiva e negativa são dados por:

$$v_{abc}^+ = \begin{bmatrix} v_a^+ & v_b^+ & v_c^+ \end{bmatrix}^T = [T_+] v_{abc}, \quad (2.63)$$

$$v_{abc}^- = \begin{bmatrix} v_a^- & v_b^- & v_c^- \end{bmatrix}^T = [T_-] v_{abc}. \quad (2.64)$$

Em que:

$$[T_+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.65)$$

$$[T_-] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.66)$$

Sendo  $\alpha$  o operador  $1 \angle 120^\circ$ .

E conforme a Transformada de Clarke:

$$v_{\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta}] v_{abc}, \quad (2.67)$$

$$[T_{\alpha\beta}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}. \quad (2.68)$$

Tem-se, para as componentes de sequência positiva:

$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] v_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}] [T_+] v_{abc}, \quad (2.69)$$

$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^T v_{\alpha\beta}, \quad (2.70)$$

$$v_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta}. \quad (2.71)$$

Onde  $q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$ .

Para as componentes de sequência negativa o procedimento é análogo, chegando ao seguinte resultado:

$$v_{\alpha\beta}^- = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta}. \quad (2.72)$$

Baseado nessas informações é construído o PNSC e aplicado neste sistema de sincronização.

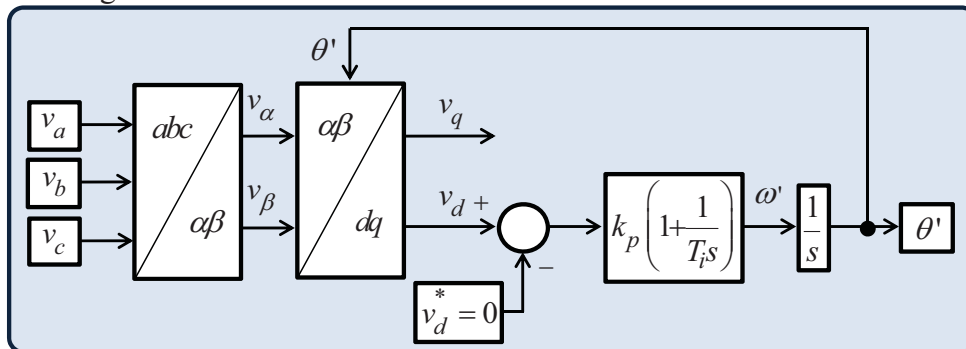
Baseado no que foi apresentado, tem-se que esta estrutura é uma estrutura aplicada em sistemas trifásicos, robusta e com capacidade de rejeitar harmônicos pertencentes ao sinal de entrada e detecta a componente fundamental de sequência positiva e negativa do sinal de entrada (RODRÍGUEZ et al., 2006).

### 2.3.8 SRF-PLL e DDSRF-PLL

#### 2.3.8.1 SRF-PLL

Uma das técnicas mais aplicadas em sistemas de sincronização trifásicos, a estrutura deste PLL é baseada no referencial síncrono (sobre o qual projeta-se o vetor de tensão da rede). A estrutura é conhecida como SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame PLL*). A estrutura desse PLL pode ser observada na Figura 2.25.

Figura 2.25- Diagrama de blocos do SRF-PLL.



Fonte: Próprio Autor.

Nesse PLL os valores de  $k_p$  e  $T_i$  são responsáveis por modificar a posição angular do sistema de coordenadas síncrono de modo que a projeção do vetor tensão sobre o eixo direto seja nula. Desse modo, a projeção do vetor tensão da rede sobre o eixo em quadratura coincide com seu módulo e a posição angular coincide com o ângulo de fase do vetor tensão (AZEVEDO, 2007; SANTOS FILHO et al., 2006).

Isto pode ser observado na expressão dos sinais de eixo direto e em quadratura apresentada a seguir.

Assumindo que as variáveis de entrada são balanceadas e livres de harmônicos, tem-se que a expressão da componente de eixo direto é:

$$v_d = v_\alpha \times \text{sen}(\theta') + v_\beta \times \cos(\theta'). \quad (2.73)$$

Podendo ser representada por:

$$v_d = V \times \cos(\theta) \times \text{sen}(\theta') - V \times \text{sen}(\theta) \times \cos(\theta'). \quad (2.74)$$

O que resulta:

$$v_d = -V \times \text{sen}(\theta - \theta'). \quad (2.75)$$

Deste modo, utilizando o mesmo raciocínio, tem-se que a componente do eixo em quadratura é dados por:

$$v_q = V \times \cos(\theta - \theta'). \quad (2.76)$$

Quando o ângulo de sincronismo  $\theta'$  ser aproxima do valor do ângulo de entrada  $\theta$ , tem-se que  $v_d = 0$  e  $v_q = V$ .

Quando há harmônicos na rede, este tipo de PLL não funciona corretamente, apresentando um ângulo aproximado ao da rede elétrica, mas não igual. O módulo da tensão também não é constante, oscilando em torno do valor desejado. Quando há desequilíbrio de tensão o SRF-PLL não encontra o ângulo da rede, perdendo sua eficiência (AZEVEDO, 2007).

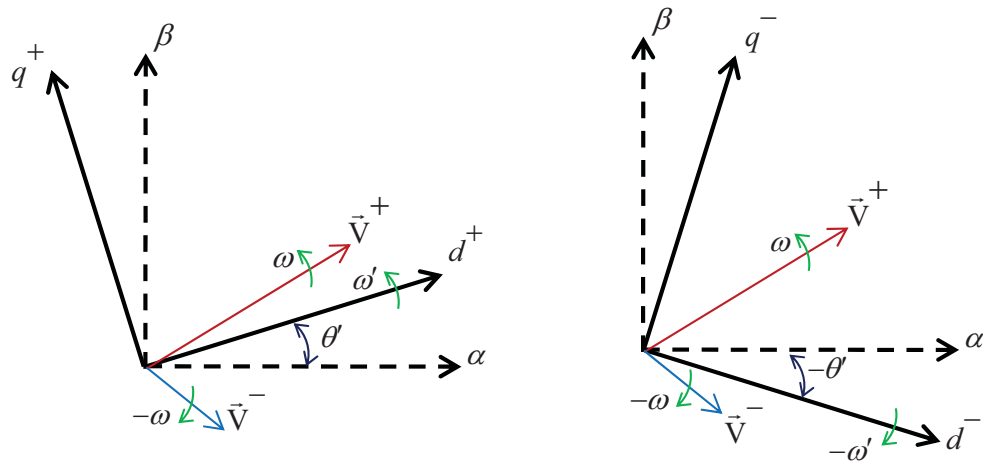
Para amenizar esse efeito pode-se reduzir a largura de banda do SRF-PLL, porém quando as tensões da rede são desequilibradas é necessário reduzir bastante essa largura de banda, fazendo com que a resposta fique lenta e sempre exista um erro em regime permanente (AZEVEDO, 2007).

Para solucionar os problemas descritos complementa-se esta estrutura, como será visto no DDSRF-PLL.

### 2.3.8.2 DDSRF-PLL

A fim de sanar os problemas da estrutura anterior, foi proposto um detector de sequência positiva baseado no PLL em referencial síncrono duplo desacoplado. (DDSRF-PLL *Decoupled Double Synchronous Reference Frame*). Esta estrutura se baseia no princípio de transformar as componentes de sequência positiva e negativa da tensão em um referencial síncrono girando com velocidade  $\omega$  e outro com velocidade  $-\omega$  (RODRÍGUEZ et al., 2007). Este comportamento pode ser observado na Figura 2.26.

Figura 2.26- Componentes do vetor tensão e eixos do DDSRF-PLL.



Fonte: Próprio Autor.

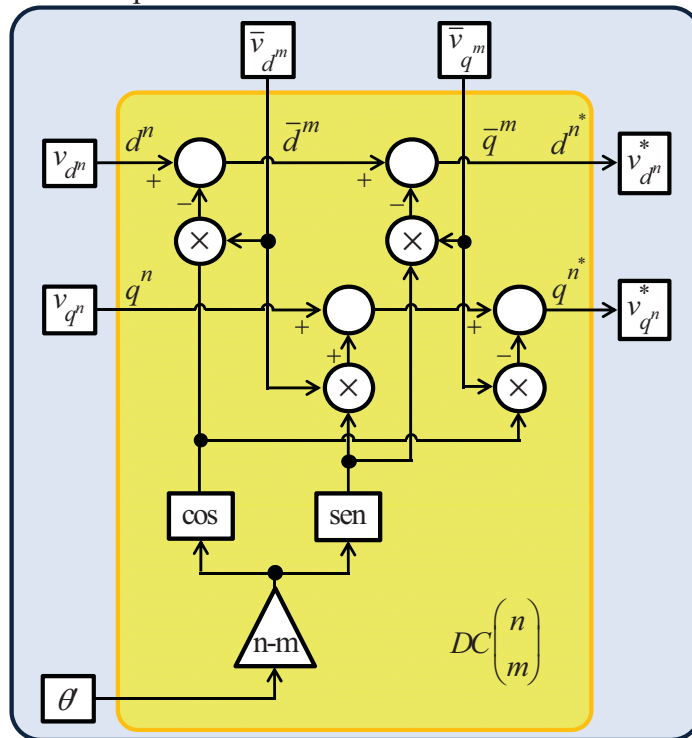
A componente de sequência positiva gira no mesmo sentido do eixo  $dq^+$  de forma que sua projeção sobre eles é constante. Como o vetor de sequência negativa gira em sentido contrário com velocidade  $-\omega$ , sua projeção sobre esse eixo são senóides. Para eliminar esse efeito da sequência negativa é necessário conhecer a amplitude da componente de sequência negativa. Isso é feito a partir do outro sistemas de coordenadas, o  $dq^-$ . Nesse referencial a projeção das componentes de sequência negativa são constantes, enquanto os da positiva não são (RODRÍGUEZ et al., 2007).

Com isso se verifica que existe um acoplamento entre as componentes de sequência desse referencial. Para se desacoplar as componentes utiliza-se uma célula de desacoplamento apresentada na Figura 2.27. As grandezas com barra em cima representam valores médios. Já o índice n e m representam a ordem da componente a ser ajustada, no caso a positiva e negativa. Os valores médios das tensões são obtidos a partir de um filtro passa baixa. Essa estrutura é utilizada no diagrama de blocos final do DDSRF-PLL. A modelagem matemática da célula de desacoplamento é apresentada posteriormente.

A estrutura do DDSRF-PLL é apresentada na Figura 2.28. Pode-se observar que ela utiliza os detectores de sequência, a partir do qual gera o sinal de eixo em quadratura de sequência positiva para ser comparado e utilizado como entrada do controlador PI para gerar o ângulo da tensão a rede. Essa estrutura possui elevada rejeição a desbalanço de tensão e a presença de harmônicos na rede, conseguindo funcionar adequadamente.

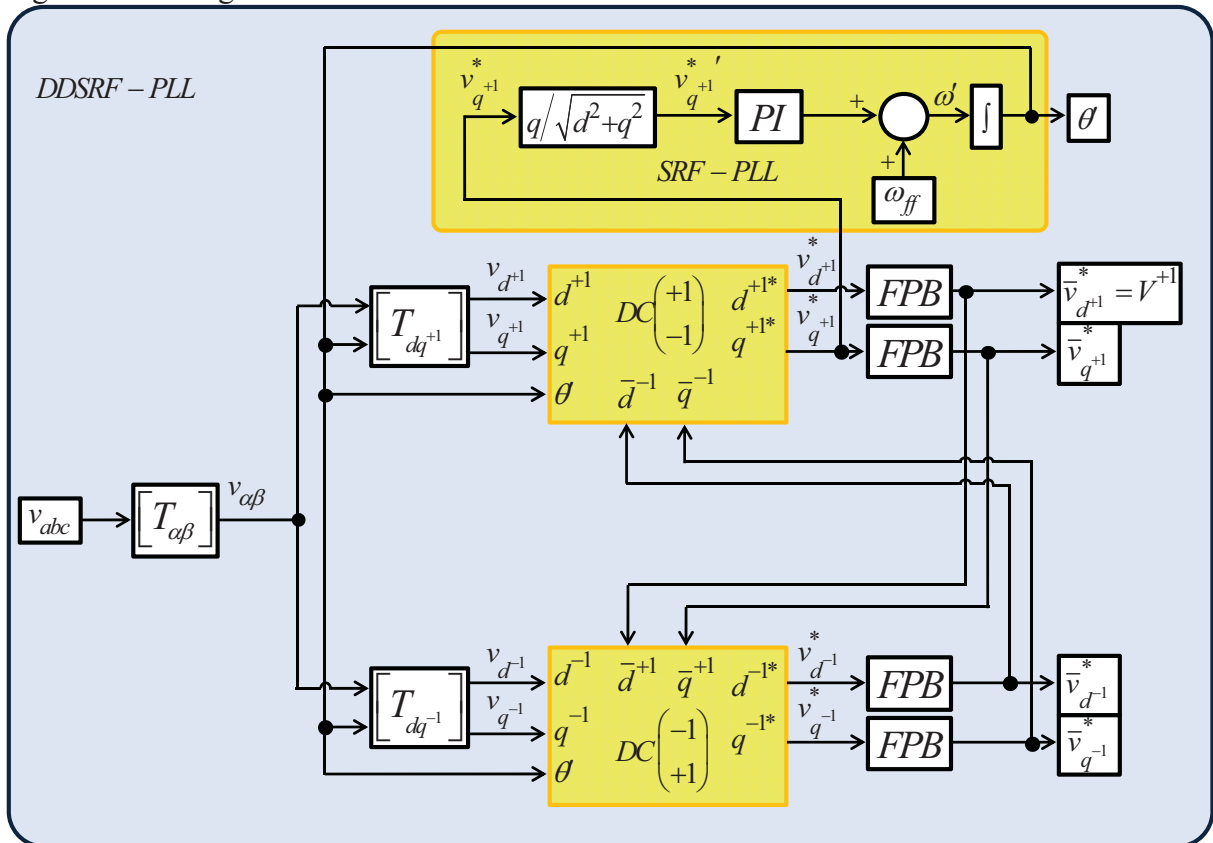


Figura 2.27- Célula de desacoplamento.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 2.28- Diagrama de blocos do DDSRF-PLL.



Fonte: Próprio Autor.

Para se explicar o funcionamento da célula de desacoplamento será utilizado um exemplo genérico (TEODORESCU et al., 2004). Supondo que o vetor tensão consiste em duas componentes girando na velocidade  $\omega n$  e  $\omega m$  (onde  $n$  e  $m$  podem ser positivo ou negativo), então este vetor pode ser escrito por:

$$v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = v_{\alpha\beta}^n + v_{\alpha\beta}^m = V^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n) \\ \text{sen}(n\omega t + \phi^n) \end{bmatrix} + V^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \phi^m) \\ \text{sen}(m\omega t + \phi^m) \end{bmatrix}. \quad (2.77)$$

Adicionalmente, dois eixos girantes de referência são considerados ( $dq^n$  e  $dq^m$ ). Um na posição angular  $n\theta'$  e outro na  $m\theta'$ , respectivamente. Sendo  $\theta'$  o angulo de sincronismo detectado pelo PLL. Com a correta sincronização, o vetor tensão de (2.77) pode ser escrito nos referenciais síncronos  $m$  e  $n$  da seguinte forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{dq^n} = \begin{bmatrix} v_{d^n} \\ v_{q^n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_{d^n} \\ \bar{v}_{q^n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_{d^n} \\ \tilde{v}_{q^n} \end{bmatrix} = \underbrace{V^n \begin{bmatrix} \cos(\phi^n) \\ \text{sen}(\phi^n) \end{bmatrix}}_{\text{TERMOS DC}} + \\ \underbrace{V^m \cos(\phi^m) \begin{bmatrix} \cos[(n-m)\omega t] \\ -\text{sen}[(n-m)\omega t] \end{bmatrix} + V^m \text{sen}(\phi^m) \begin{bmatrix} \text{sen}[(n-m)\omega t] \\ \cos[(n-m)\omega t] \end{bmatrix}}_{\text{TERMOS AC}} \end{array} \right. \quad (2.78)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{dq^m} = \begin{bmatrix} v_{d^m} \\ v_{q^m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_{d^m} \\ \bar{v}_{q^m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{v}_{d^m} \\ \tilde{v}_{q^m} \end{bmatrix} = \underbrace{V^m \begin{bmatrix} \cos(\phi^m) \\ \text{sen}(\phi^m) \end{bmatrix}}_{\text{TERMOS DC}} + \\ \underbrace{V^n \cos(\phi^n) \begin{bmatrix} \cos[(n-m)\omega t] \\ \text{sen}[(n-m)\omega t] \end{bmatrix} + V^n \text{sen}(\phi^n) \begin{bmatrix} -\text{sen}[(n-m)\omega t] \\ \cos[(n-m)\omega t] \end{bmatrix}}_{\text{TERMOS AC}} \end{array} \right. \quad (2.79)$$

Através de (2.78) e (2.79), a amplitude dos termos AC no eixo  $dq^n$  depende dos termos DC dos sinais no eixo  $dq^m$  e vice versa.

Conhecido os termos de acoplamento entres os dois eixos de referência, pode-se utilizar a célula apresentada anteriormente, na Figura 2.27, para anular os termos oscilantes de cada componente apresentada em (2.78) e (2.79).

### 2.3.9 Tabela Resumo dos Métodos Baseados em PLL Apresentados

A Tabela 2.2 apresenta o resumo das características dos sistemas de sincronização baseados em PLL apresentados. Em termo dos principais métodos de sincronização destacam-se os métodos que são mais robustos: EPLL, o PLL tipo p, o PLL tipo q, o SOGI e o DSOGI-FLL e o DDSRF-PLL.

Tabela 2.2- Resumo das características dos sistemas baseados em PLL apresentados.

Método	Característica			
	Simplicidade Estrutural	Rejeição de Harmônicos	Rejeição de Desequilíbrios	Adaptabilidade a Variações de Frequência
Básico	Alta	Não Possui	-	Não Possui
PLL vd	Alta	Não Possui	-	Não Possui
PLL vq	Alta	Não Possui	-	Não Possui
Delay T/4	Alta	Não Possui	-	Não Possui
PLL p	Média	Possui	Possui	Possui
PLL q	Média	Possui	Possui	Possui
EPLL	Média	Possui	-	Possui
SOGI-QSG	Alta	Possui	-	Não Possui
SOGI-FLL	Média	Possui	-	Possui
DSOGI-FLL	Baixa	Possui	Possui	Possui
SRF-PLL	Média	Não Possui	Não Possui	Possui
DDSRF-PLL	Baixa	Possui	Possui	Possui

Fonte: Próprio Autor.

## 2.4 Conclusão

Existem diferentes técnicas de identificação de amplitude, frequência e ângulo de sincronismo da componente fundamental de tensão/corrente da rede elétrica. Cada técnica apresenta desempenho satisfatório sob determinadas condições de operação, sendo necessária uma detecção precisa da frequência e do ângulo de fase da componente fundamental de grandeza a ser sincronizada.

O algoritmo de sincronização deve lidar com os distúrbios existentes na rede elétrica, como por exemplo, com a presença harmônicos e quedas de tensão. Outro problema é a variação de frequência da rede. Nesse capítulo, foram apresentados diversos algoritmos de sincronização para a identificação da amplitude, frequência e ângulo de fase da componente fundamental da tensão da rede elétrica.

Pode-se observar o comportamento das técnicas utilizadas referentes a diversos tipos de distúrbios apresentados na rede elétrica (como distorções harmônicas, desbalanço de tensão e mudança na frequência da rede).

Na abordagem dos métodos de sincronização de malha aberta, pode-se observar que algumas estruturas (como a de Referência Síncrona Modificada) apresenta grande simplicidade estrutural, porém ele é sensível a desequilíbrios e harmônicos presentes na tensão da rede. Dentre as técnicas de sincronização em malha aberta se destaca o Filtro de Kalman Estendido, pois o mesmo apresenta um melhor desempenho em termos de variação de frequência e deslocamento de fase e a Transformada Discreta de Fourier Recursiva, pois a mesma obtém o ângulo de fase instantâneo e da frequência fundamental da tensão da rede independente de sua frequência, amplitude ou de eventuais distorções.

Já com relação aos métodos em malha fechada baseados em PLL, observa-se que a estrutura básica do PLL não apresenta rejeição a presença de harmônicos na rede. Outras estruturas comprometem-se a detectar o ângulo de sincronismo mesmo na presença de distúrbios (como as estruturas baseadas nas teorias das potências instantâneas). Estruturas mais complexas (como a DSOGI-FLL e DDSRF-PLL) apresentam elevada rejeição a desbalanço de tensão e a presença de harmônicos na rede, conseguindo funcionar adequadamente.

### 3 ALGORITMO PLL COM ALTA REJEIÇÃO A DISTÚRBIOS

#### 3.1 Introdução

Apesar de estarem sintonizadas adequadamente, as respostas de algoritmos baseados em PLL, apresentam certa deficiência no que diz respeito a diversos fenômenos presentes no sinal de entrada. Dentre estes fenômenos destacam-se a presença de harmônicos, degraus de fase e principalmente a presença de sub-harmônicos e inter-harmônicos. (BRASIL, 2013).

As topologias da maior parte dos PLLs são baseadas em controladores proporcionais e integrais. Devido a própria topologia, a resposta destes algoritmos perante perturbações como sub-harmônicos e inter-harmônicos são precárias, sendo este um fator inerente a estas estruturas.

Neste capítulo serão abordados os conceitos de sub-harmônicos e inter-harmônicos, bem como as principais causas desses distúrbios no sistema elétrico de potência. Além disto, serão analisados os efeitos mais comuns destes fenômenos e principalmente os efeitos destes distúrbios em sistemas de sincronização. A presença destes distúrbios no sistema de sincronização apresenta como consequência efeitos indesejáveis, como erros em valores estimados e erros no sistema de controle, em equipamentos que utilizam o sistema de sincronização baseados em PLL e em equipamentos de medição baseados nestes sistemas.

Além do exposto, será analisado a estrutura monofásica e trifásica nas quais foram baseadas as estruturas propostas neste trabalho. A análise será feita no que diz respeito a obtenção do ângulo de sincronismo, da frequência e da amplitude do sinal de entrada.

Com isso, serão abordadas as estruturas propostas neste trabalho. Estas estruturas são baseadas na utilização de um filtro adaptativo para obtenção do ângulo de sincronismo. As estruturas monofásica e trifásica propostas são semelhantes as estruturas base, sendo que a adição do filtro adaptativo faz com que aumente a rejeição do PLL no que diz respeito a presença de sub-harmônicos e inter-harmônicos. As estruturas propostas também serão analisadas no que diz respeito a obtenção do ângulo de sincronismo, da frequência e da amplitude do sinal de entrada.

### 3.2 Inter-harmônicos e Sub-harmônicos

Componentes harmônicas são tensões ou correntes as quais possuem frequência múltipla inteira da frequência fundamental. Já as componentes inter-harmônicas são tensões ou correntes as quais possuem frequência que não é múltipla inteira da frequência fundamental. Os inter-harmônicos, presentes no sistema de potência, ganharam importância, já que o uso generalizado de sistemas eletrônicos de potência resulta em um aumento de sua intensidade (HANZELKA et al., 2004).

O Módulo 8 do PRODIST traz a definição de harmônicos bem como os valores globais das taxas de distorção harmônica que devem ser obedecidas de acordo com o nível de tensão. Além disto, o mesmo trata de qualidade de energia no sistema elétrico de potência, abordando a qualidade no produto e no serviço prestado.

As componentes harmônicas, inter-harmônicas e sub-harmônicas de uma forma de onda estudada são definidas em termos de componentes espectrais numa faixa de frequência. A Tabela 3.1 apresenta as definições matemáticas destas componentes.

Tabela 3.1- Definição das faixas de frequência.

<b>Harmônica</b>	$f = n \times f_1$ - Sendo $n$ um número inteiro maior que zero.
<b>Inter-harmônica</b>	$f = n \times f_1$ - Sendo $n$ um número não inteiro maior que zero.
<b>Sub-harmônica</b>	$f > 0$ e $f < f_1$
<b>Componente CC</b>	$f = n \times f_1$ - Sendo $n$ igual a zero.
<b><math>f_1</math> é a frequência fundamental da tensão/corrente.</b>	

Fonte: Próprio Autor.

O termo sub-harmônico é utilizado na comunidade profissional e em diversas referências, sendo este um caso particular do inter-harmônico. Neste caso, o mesmo possui uma frequência menor que a frequência fundamental.

A norma IEC 61000-2-1 define o termo inter-harmônico analisando que entre as harmônicas de tensão e corrente presentes no sistema de potência, pode-se observar outras frequências as quais não são múltiplas inteiras da componente fundamental. Elas podem aparecer como frequências discretas ou espectro de larga faixa. Sendo estas frequências definidas como inter-harmônicos.

### 3.2.1 Fontes de Sub-harmônicos e Inter-harmônicos

Existem dois mecanismos básicos responsáveis pela geração de inter-harmônicos e sub-harmônicos (HANZELKA et al., 2004).

O primeiro mecanismo é a geração de componentes em torno da frequência fundamental da tensão de alimentação e também a geração de harmônicas devido a variações tanto na sua intensidade quanto no ângulo de fase. Este efeito é causado devido a rápidas variações de corrente nos equipamentos e nas instalações, os quais também podem ser uma fonte de flutuações de tensão.

A variação de corrente nos equipamentos e nas instalações são geradas por cargas que operam em regime transitório, continuamente ou temporariamente, ou em diversas outras ocorrências, quando há uma modulação de intensidade de correntes e tensões. Estas perturbações ocorrem de forma aleatória na maioria dos casos, e dependem de variações de carga inerentes aos usos de processos e equipamentos.

O segundo pode ser determinado como sendo o chaveamento (não sincronizado com a frequência do sistema de potência) de dispositivos semicondutores em conversores estáticos. Como exemplo típico destes equipamentos tem-se o conversores PWM (*Pulse Width Modulation*) e conversores de frequência. Inter-harmônicos e sub-harmônicos gerados por estes equipamentos podem ser localizados em qualquer espectro de frequência no que diz respeito as tensões harmônicas do sistema de alimentação.

Muitas vezes, em determinados tipos de equipamentos, podem ocorrer os dois tipos de mecanismos (citados anteriormente) ao mesmo tempo.

Estes distúrbios podem ocorrer em qualquer nível de tensão e distúrbios gerados em sistemas de alta e média tensão podem ser injetados em sistemas de baixa tensão e vice versa. Raramente a intensidade destes distúrbios ultrapassam 0,5% da intensidade da tensão fundamental. Apesar disto, em condições onde ocorrem as ressonâncias, níveis mais elevados podem ser observados.

Sistemas que incluem capacitores em série ou em paralelo podem apresentar a presença destes distúrbios. Em outros casos, pode-se observar a presença destes distúrbios durante processo de chaveamento de conversores e em casos onde transformadores estão sujeitos à saturação.

Além disso, as principais fontes destes distúrbios são:

- Cargas que utilizam arco elétrico;

- Acionadores elétricos de carga variável;
- Conversores estáticos, em particular conversores de frequência diretos e indiretos;
- Controles de ondulação.

### 3.2.1.1 *Cargas que Utilizam Arco Elétrico*

Este grupo inclui fornos a arco e máquinas de solda. Os fornos a arco são utilizados na indústria siderúrgica para produção de ligas de aço a partir da fusão de sucatas, gerando calor necessário através do plasma de arco elétrico. O arco elétrico é um grande gerador de inter-harmônicos e sub-harmônicos, visto que a relação entre a tensão de arco e a corrente é uma relação bastante não linear. A operação transitória, sendo uma fonte destes distúrbios, ocorre intensivamente durante a fase inicial de fusão (TESTA et al., 2007; POMILIO, 2015).

No caso dos fornos a arco de corrente alternada, as inter-harmônicas significativas estão concentradas em torno da frequência do sistema de potência. Uma vez que o comportamento do arco é "aleatório", os inter-harmônicos gerados por fornos a arco são caracterizados por constantes mudanças nas frequências (TESTA et al., 2007).

### 3.2.1.2 *Motores Elétricos*

Ranhas no ferro do estator e do rotor combinadas com a saturação do circuito magnético fazem com que motores elétricos de indução tornem-se fontes de distúrbios. Estes distúrbios são denominados de harmônicas de ranhura. Na velocidade nominal do motor, as frequências dos componentes que causam perturbação normalmente estão na faixa de 500 Hz a 2000 Hz, mas durante o período de partida estas componentes podem se expandir significativamente. Outros efeitos também podem fazer com que motores de indução sejam fontes de distúrbios, como por exemplo as assimetrias naturais do motor (desalinhamento do rotor, entre outros) (HANZELKA et al., 2004; GUNTHER, 2001).

Motores com cargas de torque variável, ou seja, acionadores de forjas, martelos de forja, máquinas de estampagem, serras, compressores, bombas de recalque, entre outros, também podem ser fontes de sub-harmônicos. O efeito de cargas variáveis é também visto em acionadores de velocidade variável alimentados por conversores estáticos (GUNTHER, 2001).



Como se é bem conhecido, oscilações no torque mecânico em turbinas eólicas podem resultar na presença de componentes inter-harmônicas nas tensões produzidas. As oscilações do torque mecânico podem ser originadas pela variação do vento ou pelo efeito sombra da torre. Com isso, a turbina eólica torna-se uma fonte indesejável de componentes de baixa frequência (TESTA et al., 2007).

### 3.2.1.3 *Conversores de Frequência Estáticos Indiretos*

Os conversores de frequência indiretos contêm um circuito em corrente contínua que interliga um conversor de entrada do lado da fonte e um conversor de saída (normalmente operando como inversor) no lado da carga. Em geral, equipamentos eletrônicos que conectam dois sistemas de corrente alternada com frequência diferente através de um elo de corrente contínua (CC) pode ser uma fonte de inter-harmônicos (GUNTHER, 2001).

O circuito de corrente contínua possui um filtro (que pode ser um reator ou um capacitor) que desacopla os sistemas da rede e da carga. Se o reator ou o capacitor possuísem valor infinito, não haveriam ondulações no elo CC e, conseqüentemente, o retificador ideal iria gerar somente componentes harmônicos característicos. Porém um filtro ideal não existe, e sempre irá existir um grau de acoplamento entre os sistemas. Quando o elo CC não apresentar valores idealmente contínuos, o lado em corrente alternada irá ser modulado pelos *ripples* que aparecem no elo CC. Como consequência, componentes inter-harmônicas podem ser produzidas. Como exemplo destes conversores existem os acionadores de velocidade variável e conversores utilizados nos sistemas de transmissão HVDC (*High Voltage Direct Current*) (HANZELKA et al., 2004; GUNTHER, 2001).

### 3.2.1.4 *Inversores Comutados pela Corrente de Carga*

Devido à técnica de chaveamento dos dispositivos semicondutores, estes equipamentos são classificados como conversores de frequência indiretamente comutados pela linha. Estes conversores de frequência são compostos por duas pontes trifásicas as quais são interligadas por um reator (elo de corrente contínua). Uma das pontes opera como retificador e outro como inversor, podendo estas funções ser intercambiáveis.

O circuito de corrente contínua possui um filtro (no caso um reator). A presença de duas pontes retificadoras faz com que a corrente no elo CC seja modulada por duas

frequências diferentes. Com isso, cada conversor irá impor harmônicos não característicos no lado de corrente contínua, que resultam em harmônicos não característicos tanto do lado da carga como do lado da rede (HANZELKA et al., 2004).

### 3.2.1.5 *Inversores Fonte de Tensão*

No caso de inversores fonte de tensão para acionamento de carga, tem-se que as harmônicas características do conversor do lado da rede (formada por um retificador) são predominantes. Porém, bandas adjacentes compostas por harmônicos não característicos existem e seus valores atingem pequenas parcelas da corrente de carga. As frequências das bandas adjacentes são determinadas pelo número de pulsos do conversor do lado da carga (inversor) (HANZELKA et al., 2004).

### 3.2.1.6 *Tensões de Sinalização em Sistemas de Potência*

Apesar de ser destinada principalmente ao fornecimento de energia elétrica para seus clientes, a concessionária utiliza frequentemente a rede elétrica para transmitir sinais. Estes sinais são utilizados para gerenciamento do sistema, como por exemplo controlar cargas (como iluminação pública, chaveamento remoto de cargas, entre outros) ou transmissão de dados (POMILIO, 2015).

Os inter-harmônicos provenientes destes sinais, do ponto de vista técnico, podem possuir uma duração de até 7 segundos, repetidos em períodos de até 180 segundos. Na maioria dos casos o tempo da sequência completa do sinal é de 30 s. Estes sinais são transmitidos em momentos especificados com tensão e frequência pré definidas (HANZELKA et al., 2004).

A norma IEC 61000-2-1 especifica categorias as quais são divididos estes sinais. A primeira são sinais de controle de ondulação. Estes sinais operam em uma faixa de frequência que varia de 110 Hz a 2200 Hz, com preferência para 110 Hz a 500 Hz em sistemas novos. São utilizados em sistemas de potência públicos, e em alguns casos em sistemas industriais, tanto em baixa, média ou alta tensão. A intensidade da tensão está na faixa de 2 a 5 % da tensão nominal, podendo chegar a 9% sob condições de ressonância.

A segunda são sinais de portadoras de linha de potência de frequência médias. Estes sinais são senoidais que variam na faixa de 3 kHz a 20 kHz. A intensidade do sinal chega a 2 % do valor da tensão nominal.

A terceira são portadoras de linha de potência de rádio frequência. Estes sinais variam de 20 kHz a 150 kHz. Geralmente utilizados em sistemas de potência públicos, industriais e comunitários, além de aplicações comerciais.

### ***3.2.2 Efeitos de Sub-harmônicos e Inter-harmônicos***

Dependendo das características da rede onde ocorrem estes distúrbios, correntes com componentes inter-harmônicas e sub-harmônicas podem causar distorções nas tensões da rede. A intensidade da distorção causada, depende da intensidade da componente harmônica de corrente e da impedância do sistema de alimentação naquela determinada frequência. O risco da ocorrência do fenômeno de ressonância depende das componentes harmônicas da corrente. Quanto maior a faixa de frequência das componentes harmônicas de corrente, maior é o risco da ocorrência do fenômeno de ressonância não desejado, podendo aumentar a distorção da tensão e causar sobrecargas ou perturbações na operação dos equipamentos dos clientes e das instalações (HANZELKA et al., 2004). Dentre os efeitos diretos mais comuns dos inter-harmônicos e sub-harmônicos no sistema estão:

- Efeitos térmicos;
- Oscilações de baixas frequências em sistemas mecânicos;
- Perturbações na operação de lâmpadas fluorescentes e equipamentos eletrônicos. Na prática, equipamentos que possuem sistema sincronizado com a passagem da tensão de alimentação por zero ou pelo valor de pico podem apresentar seus sistemas de operação comprometidos;
- Interferência com sinais de controle e proteção em linhas do sistema elétrico de potência. Se apresentando como um dos efeitos mais prejudiciais da presença destes distúrbios.
- Sobrecarga de filtros passivos paralelos para harmônicas de ordens mais elevadas;
- Interferências em telecomunicações;
- Perturbação acústica;
- Saturação de transformadores de corrente.

Como foi observado, existem diversas consequências causadas pela presença destes distúrbios no sistema elétrico. Estes efeitos podem causar o mal funcionamento de conversores de potência, filtros ativos e erros de leitura em instrumentos de medição que trabalham com a medição de sinais sincronizados.

Levando-se em consideração, agora, os efeitos destes distúrbios em sistemas de sincronização (mais especificamente o PLL), tem-se que os sistemas de sincronização apresentam erros de estimação causados por sua sensibilidade a esses distúrbios. Pode-se observar em determinados sistemas de sincronização que o erro apresentado na estimação do ângulo de sincronismo possui característica senoidal (cuja frequência é dada pela diferença entre a componente fundamental e a frequência do inter-harmônico). Este erro cresce linearmente com relação a amplitude do inter-harmônico (LANGELLA et al., 2010).

Outro aspecto a ser analisado é a influência não da amplitude, mas da frequência inter-harmônica. Pode-se observar que quanto mais distante da frequência fundamental, menor é o erro causado pela presença destes distúrbios em sistemas de sincronização. Em sistemas de medição, a presença destes distúrbios causa erros relacionados ao valor rms da tensão medida, por exemplo (FEOLA et al., 2012).

A partir do exposto, estudou-se um algoritmo de sistema de sincronização o qual possui maior rejeição a estes dois distúrbios em particular (inter-harmônicos e sub-harmônicos). Primeiramente, serão analisados dois algoritmos, um para sistemas monofásicos e outro para sistemas trifásicos a partir dos quais foram desenvolvidas as metodologias propostas. Em seguida serão analisados os algoritmos propostos.

### **3.3 Algoritmo do PLL com Imunidade a Distorções Harmônicas**

Equipamentos como inversores de frequência, equipamentos FACTS, UPS entre outros sistemas, necessitam, em seu sistema de controle determinar, as grandezas de referência utilizadas. Para se obter estas grandezas de referência são necessárias informações referentes aos valores instantâneos da fase, da frequência e da amplitude da componente fundamental das tensões e/ou correntes do sistema.

Para se obter estas informações utilizam-se, na estratégia de controle, algoritmos de sincronização. Diferentes algoritmos baseados em PLL (*Phase-Locked Loop*), tanto monofásico como trifásico são utilizados na literatura.

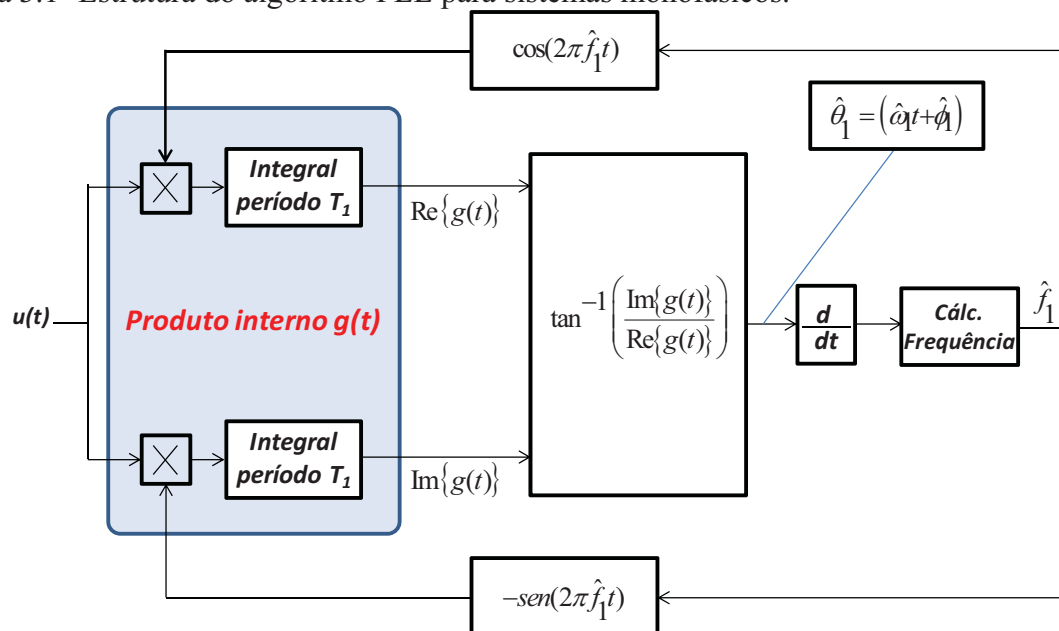
Em Moor Neto (2008) são propostas duas estruturas de PLL, uma monofásica e outra trifásica. De forma geral estas estruturas utilizam conceitos de álgebra linear para obter uma projeção do sinal de entrada em um subespaço complexo a partir da frequência estimada.

As estruturas apresentadas possuem uma elevada rejeição a distorções harmônicas. Apesar da estrutura ser um pouco mais complexa que outras presentes na literatura, ela apresenta uma boa resposta dinâmica e diante de sinais fortemente distorcidos uma boa precisão. Porém, as mesmas apresentam um esforço computacional elevado e não apresentam boa rejeição a inter e sub-harmônicos. Nos próximos tópicos serão apresentadas as estruturas monofásica e trifásica dos algoritmos propostos por Moor Neto (2008).

### 3.3.1 Estrutura Monofásica do PLL

A Figura 3.1 apresenta o diagrama de blocos da estrutura monofásica do PLL proposto por Moor Neto (2008). A estrutura apresentada possibilita determinar simultaneamente a frequência ( $\hat{f}_1$ ), o ângulo de sincronismo ( $\hat{\theta}_1$ ) e a amplitude da componente fundamental do sinal de entrada ( $\hat{V}_1$ ).

Figura 3.1- Estrutura do algoritmo PLL para sistemas monofásicos.



Fonte: Próprio Autor.

A partir do diagrama de blocos, pode-se observar que o sinal de entrada ( $u(t)$ ) é projetado em um subespaço complexo  $e^{-j2\pi\hat{f}_1 t}$ , o qual é determinado a partir da frequência estimada ( $\hat{f}_1$ ). A projeção do sinal de entrada é reproduzida pela aplicação de um produto interno com janelamento variável. O produto interno é feito entre o sinal de entrada  $u(t)$  e a função complexa representada por  $e^{-j2\pi\hat{f}_1 t} = [\cos(2\pi\hat{f}_1 t), -\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t)]$ . Sendo esta projeção realizada em um período de tempo representativo da frequência fundamental estimada  $T_1 = 1/\hat{f}_1$ .

O produto interno é calculado a partir de um intervalo  $T_1$  relativo ao número de pontos  $N_1$ . Como resultado do produto interno, tem-se dois sinais, um sinal real  $\text{Re}\{g(t)\}$  e outro imaginário  $\text{Im}\{g(t)\}$ . A partir destes sinais é possível obter de forma direta o ângulo de sincronismo ( $\hat{\theta}_1$ ) do sinal de entrada. Este ângulo de sincronismo é utilizado na correção da própria frequência estimada. O cálculo de frequência estimada é realizado dentro do bloco de cálculo da frequência (o qual será explicado com mais detalhes posteriormente). A frequência estimada é utilizada na realimentação do algoritmo para se calcular o produto interno.

A partir do exposto é possível calcular os valores estimados do ângulo de sincronismo e da magnitude da componente fundamental do sinal de entrada. A estrutura que realiza o cálculo da amplitude será apresentada com mais detalhes posteriormente.

### 3.3.1.1 Determinação do Ângulo de Sincronismo

A partir do diagrama de blocos apresentados na Figura 3.1 estima-se o ângulo de sincronismo ( $\hat{\theta}_1$ ) da componente fundamental do sinal de entrada  $u(t)$  a partir do produto interno  $g(t)$  entre o sinal de entrada e a exponencial complexa  $e^{-j2\pi\hat{f}_1 t}$ .

Considerando que o sinal de entrada pode ser representado por sua componente fundamental e harmônicas, como apresentado abaixo:

$$u(t) = V \times \text{sen}(2\pi f t + \phi) + \text{Harmônicos}. \quad (3.1)$$

Considerando que a frequência fundamental deste sinal é estimada, ou seja,  $\hat{f}_1 = f$ , é possível que se gere um subespaço complexo representado pela exponencial  $e^{-j2\pi\hat{f}_1 t} = \cos(2\pi\hat{f}_1 t) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t)$ . Esta exponencial é gerada localmente. Após a representação no subespaço complexo, tem-se que cada amostra do sinal de entrada é

integrada utilizando-se uma janela de período  $T_1$ . Esta operação está representada pelo bloco do produto interno. Este produto interno é computado ao longo de um período estimado, desta forma, como resultado tem-se que o produto interno irá possuir uma parte real e outra parte imaginária.

$$g(t) = \int_{T_1} u(t) \times e^{-j2\pi \hat{f}_1 t} = \int_{T_1} u(t) \times \cos(2\pi \hat{f}_1 t) - j \int_{T_1} u(t) \times \text{sen}(2\pi \hat{f}_1 t) = \text{Re}\{g(t)\} + \text{Im}\{g(t)\}. \quad (3.2)$$

Ressalta-se que o cálculo do produto interno representado anteriormente é processado a cada passo de amostragem com um número de amostras correspondentes a componente fundamental estimada, possibilitando de forma direta a obtenção do ângulo de sincronismo representado por:

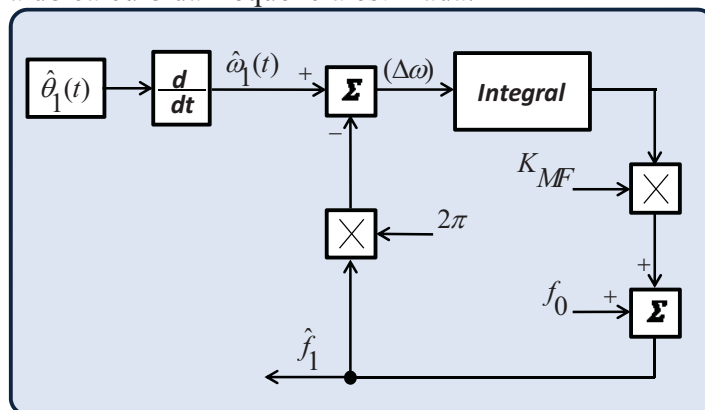
$$\hat{\theta}_1(t) = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}\{g(t)\}}{\text{Re}\{g(t)\}} \right) = (2\pi \hat{f}_1 t + \hat{\phi}_1). \quad (3.3)$$

O valor do ângulo de sincronismo apresentado em (3.3) é definido pela característica componente fundamental do sinal de entrada, o que garante elevada rejeição a interferência por harmônicos.

### 3.3.1.2 Determinação da Frequência

O bloco que representa o cálculo da frequência estimada é representado na Figura 3.1 como o bloco cálculo da frequência. Este bloco é estruturado com mais detalhe na Figura 3.2.

Figura 3.2- Estrutura do cálculo da frequência estimada.



Fonte: Próprio Autor.

A partir de (3.3) obtém-se o ângulo de sincronismo ( $\hat{\theta}_1$ ), o qual inclui a informação do ângulo de fase ( $\hat{\phi}_1$ ) da componente fundamental do sinal de entrada. Considerando que a frequência fundamental do sinal de entrada foi corretamente estimada, tem-se que o ângulo de fase pode ser obtido por:

$$\hat{\phi}_1(t) = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}\{g(t)\}}{\text{Re}\{g(t)\}} \right) - 2\pi \hat{f}_1 t. \quad (3.4)$$

No caso em que a frequência da componente fundamental não é estimada corretamente, tem-se que irá haver um desvio de frequência estimada (já que  $\hat{f}_1 \neq f_1$ ). Este desvio é dado por:

$$\Delta f = f_1 - \hat{f}_1. \quad (3.5)$$

Neste caso, a equação que representa o ângulo de sincronismo pode ser reescrita. Com isso ela irá incluir informações do sinal de entrada junto ao desvio de frequência representado por (3.5). Desta maneira, o ângulo de sincronismo é dado por:

$$\hat{\theta}_1 = (2\pi \hat{f}_1 t + 2\pi \Delta f t + \hat{\phi}_1). \quad (3.6)$$

Analisando a Figura 3.2, tem-se que este ângulo de sincronismo é derivado, com isso há a exclusão do ângulo de fase. Vale destacar que a informação do ângulo de fase foi excluída devido ao fato que, derivando o ângulo de sincronismo, a informação relativa a este ângulo de fase é perdida. Com isso a informação do ângulo de fase não é utilizada na malha interna para determinação da frequência estimada. No algoritmo, foi utilizada a implementação digital da derivada. A derivada não é feita de maneira usual dividindo pelo período de amostragem. Neste caso foi considerado somente a subtração dos sinais e sua posterior utilização no bloco de estimação de frequência a fim de se minimizar os efeitos de ruídos. A equação que caracteriza o desvio de frequência passa a ser determinada por:

$$\Delta f = \frac{\frac{d\hat{\theta}_1}{dt} - 2\pi \hat{f}_1}{2\pi}. \quad (3.7)$$

Vale destacar que a derivada do ângulo de sincronismo resulta em uma frequência fundamental angular  $\hat{\omega}_1$  em rad/s. O sinal da frequência angular é utilizado como entrada da malha interna que realiza a extração da frequência fundamental em Hz do sinal de entrada.

A partir de (3.7), considerando que as variáveis referentes ao lado direito da equação estão determinadas, pode-se obter a correção de frequência a ser aplicada à



frequência estimada. Esta correção pode ser determinada integrando-se o lado direito de (3.7) em relação a um intervalo de tempo  $\Delta t$ .

$$\hat{f}_1(t) = \int \left( \frac{1}{2\pi} \frac{d\hat{\theta}_1}{dt} - \hat{f}_1(t) \right) dt = \int \left( \frac{d\hat{\theta}_1}{dt} - 2\pi \hat{f}_1(t) \right) dt = \int [\Delta\omega(t)] dt. \quad (3.8)$$

O cálculo de (3.8) só pode ser efetuado devido ao fato do termo que está sendo integrado ser multiplicado por um ganho  $K_{MF}$ . Isto pode ser observado na Figura 3.2. Desta forma, ocorre uma adequação das unidades, já que  $K_{MF}$  está em 1/rad e é multiplicado por  $\Delta\omega$  em rad/s. Como resultado obtêm-se a frequência estimada  $\hat{f}_1$  em Hz.

A entrada  $f_0$  observada no diagrama de blocos da Figura 3.2, representa uma estimativa inicial em Hz da frequência do sinal de entrada. Considerando que o PLL seja iniciado em  $t = 0$ , pode-se obter a frequência estimada em qualquer instante de tempo a partir de:

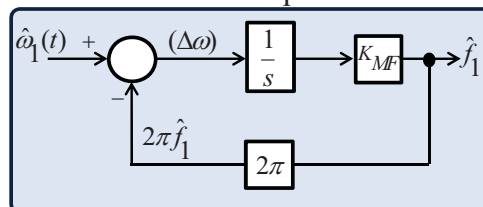
$$\hat{f}_1(t) = \int \left( \frac{1}{2\pi} \frac{d\hat{\theta}_1}{dt} - \hat{f}_1(t) \right) dt + f_0. \quad (3.9)$$

Fazendo-se a análise do bloco de estimação de frequência em relação ao domínio da frequência, observa-se, a partir de (3.9), que a malha interna de cálculo de frequência também executa o papel de um filtro passa baixa. A função de transferência deste filtro é dada por:

$$\frac{\hat{f}_1(s)}{\hat{\omega}_1(s)} = \frac{K_{MF}}{s + 2\pi K_{MF}}. \quad (3.10)$$

A partir do exposto, tem-se que o diagrama de blocos para estimação da frequência pode ser representado pela Figura 3.3.

Figura 3.3- Diagrama de blocos do cálculo da frequência estimada.



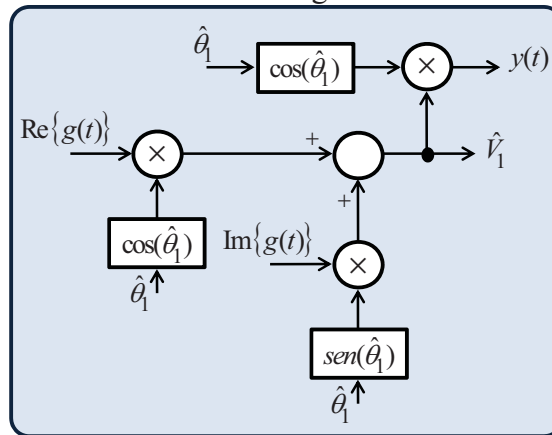
Fonte: Próprio Autor.

### 3.3.1.3 Determinação da Amplitude

Tomando-se como estrutura as informações das partes real  $\text{Re}\{g(t)\}$  e imaginária  $\text{Im}\{g(t)\}$  obtidas a partir do cálculo do produto interno  $g(t)$ , pode-se estimar a magnitude da componente fundamental do sinal de entrada  $\hat{V}_1$ . Além destas informações é necessária a informação proveniente do ângulo de sincronismo calculado em (3.3).

O diagrama de blocos responsável pela extração da amplitude da componente fundamental do sinal de entrada pode ser observado na Figura 3.4.

Figura 3.4- Diagrama de blocos do cálculo da magnitude e valor instantâneo.



Fonte: Próprio Autor.

Desta maneira, utilizando as informações obtidas no bloco do PLL representados por (3.2) e (3.3) pode-se extrair a amplitude apresentada em (3.11).

$$\hat{V}_1(t) = \left[ \text{Re}\{g(t)\} \times \cos \hat{\theta}_1(t) + \text{Im}\{g(t)\} \times \text{sen} \hat{\theta}_1(t) \right]. \quad (3.11)$$

De maneira similar, a amplitude da componente fundamental do sinal de entrada também pode ser determinada por:

$$\hat{V}_1(t) = \sqrt{\left[ (\text{Re}\{g(t)\})^2 + (\text{Im}\{g(t)\})^2 \right]}. \quad (3.12)$$

Pode-se observar que em (3.11) são realizados mais cálculos relacionados as variáveis trigonométricas  $\cos \hat{\theta}_1$  e  $\text{sen} \hat{\theta}_1$  envolvendo o ângulo de sincronismo. Já em (3.12) não se utiliza funções trigonométricas, mas sua operação envolve o cálculo de uma raiz quadrada.

Com a informação da amplitude da componente fundamental do sinal de entrada é obtido o sinal instantâneo da componente fundamental. Utilizando a amplitude de (3.11) ou

(3.12) junto a informação do ângulo de sincronismo de (3.3), tem-se que a componente fundamental é dada por:

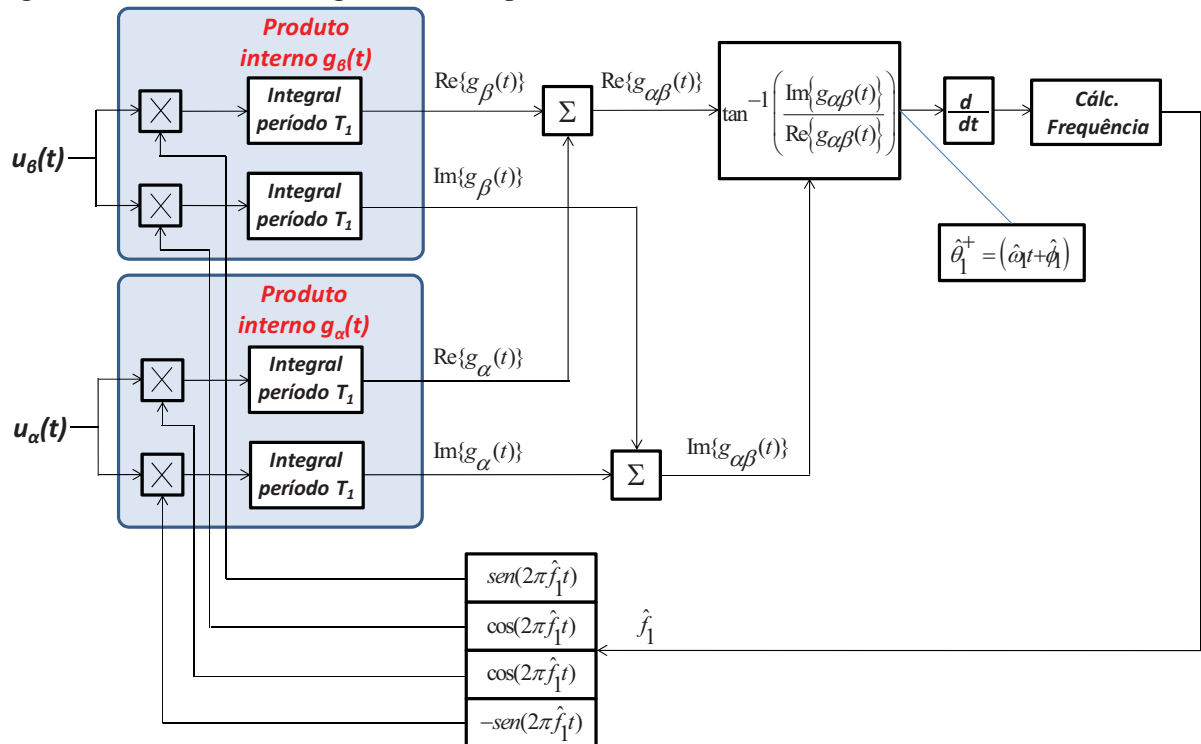
$$y(t) = \hat{V}_1(t) \times \cos \hat{\theta}_1(t). \quad (3.13)$$

### 3.3.2 Estrutura Trifásica do PLL

Diversas estruturas monofásicas de sincronismos presentes na literatura servem como base para o desenvolvimento de estruturas trifásicas. Pode-se observar no trabalho desenvolvido por Moor Neto (2008) que a estrutura monofásica apresentada na seção anterior foi utilizada para o desenvolvimento de uma estrutura trifásica.

Baseado nas características do modelo do PLL para sistemas monofásicos apresentado na seção anterior, foi desenvolvida por Moor Neto (2008) a estrutura trifásica apresentada na Figura 3.5.

Figura 3.5- Estrutura do algoritmo PLL para sistemas trifásicos.



Fonte: Próprio Autor.

Esta estrutura considera as tensões ou correntes presentes em um sistema trifásico e a partir destas grandezas ela é capaz de estimar a componente fundamental de sequência

positiva do sinal de entrada  $y_1^+(t)$ , o ângulo de sincronismo  $\hat{\theta}_1^+$ , a frequência  $\hat{f}_1^+$  e a amplitude da componente de sequência positiva  $\hat{V}_1^+$ . Os sinais de entrada utilizados podem estar em coordenadas  $abc$  ou em coordenada de Clarke  $\alpha\beta$ .

No caso deste PLL é definido um sistema de referência para geração do subespaço complexo trifásico  $e^{-j(2\pi\hat{f}_1^+t)_{3\phi}}$  e do cálculo do produto interno trifásico  $g(t)_{3\phi}$  com janelamento variável. Serão obtidas informações em coordenadas  $abc$  ou  $\alpha\beta$  conforme tiver sido definido.

### 3.3.2.1 Determinação do Ângulo de Sincronismo de Sequência Positiva, da Frequência e da Amplitude de Sequência Positiva

O conjunto de sinais de entrada pode ser definido em coordenadas  $abc$  ou em coordenadas  $\alpha\beta$  conforme:

$$\vec{u}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} u_a(t) \\ u_b(t) \\ u_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \times \text{sen}(2\pi f_1 t + \phi_1) \\ V_1 \times \text{sen}(2\pi f_1 t + \phi_1 - 2\pi/3) \\ V_1 \times \text{sen}(2\pi f_1 t + \phi_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

$$\vec{u}_{\alpha\beta}(t) = \begin{bmatrix} u_\alpha(t) \\ u_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \times \text{sen}(2\pi f_1 t + \phi_1) \\ V_1 \times \text{sen}(2\pi f_1 t + \phi_1 - \pi/2) \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

Considerando que a frequência fundamental deste sinal é estimada, ou seja,  $\hat{f}_1 = f$ , é possível que se gere um subespaço complexo trifásico dos sinais, representado pelas exponenciais em coordenadas  $abc$  ou  $\alpha\beta$  de acordo com:

$$\begin{cases} e^{-j(2\pi\hat{f}_1^+t)} = \cos(2\pi\hat{f}_1^+t) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1^+t); \\ e^{-j(2\pi\hat{f}_1^+t-2\pi/3)} = \cos(2\pi\hat{f}_1^+t-2\pi/3) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1^+t-2\pi/3); \\ e^{-j(2\pi\hat{f}_1^+t+2\pi/3)} = \cos(2\pi\hat{f}_1^+t+2\pi/3) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1^+t+2\pi/3). \end{cases} \quad (3.16)$$

$$\begin{cases} e^{-j(2\pi\hat{f}_1^+t)} = \cos(2\pi\hat{f}_1^+t) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1^+t); \\ e^{-j(2\pi\hat{f}_1^+t-\pi/2)} = \cos(2\pi\hat{f}_1^+t-\pi/2) - j\text{sen}(2\pi\hat{f}_1^+t-\pi/2). \end{cases} \quad (3.17)$$

Fazendo-se a projeção dos sinais de (3.14) ou (3.15) em (3.16) ou (3.17), respectivamente, pode-se obter o ângulo de sincronismo da componente fundamental de sequência positiva  $\hat{\theta}_1^+$ .

Analisando o sistema em termos de coordenadas  $abc$ , tem-se que o produto interno  $\vec{g}_{abc}(t)$  será calculado conforme:

$$\vec{g}_{abc}(t) = \begin{bmatrix} g_a(t) \\ g_b(t) \\ g_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_{T_1} u_a(t) \times e^{-j(2\pi \hat{f}_1 t)} dt \\ \int_{T_1} u_b(t) \times e^{-j(2\pi \hat{f}_1 t - 2\pi/3)} dt \\ \int_{T_1} u_c(t) \times e^{-j(2\pi \hat{f}_1 t + 2\pi/3)} dt \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

Este produto interno irá gerar sinais reais e imaginários referentes a cada coordenada  $g_a(t)$ ,  $g_b(t)$  e  $g_c(t)$ . Sendo o mesmo composto por sua parte real  $\text{Re}\{\vec{g}_{abc}(t)\}$  e imaginária  $\text{Im}\{\vec{g}_{abc}(t)\}$ . A parte real e imaginária equivalente ao sistema trifásico é dada por:

$$\begin{bmatrix} \text{Re}\{\vec{g}_{abc}(t)\} \\ \text{Im}\{\vec{g}_{abc}(t)\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{g_a(t)\} + \text{Re}\{g_b(t)\} + \text{Re}\{g_c(t)\} \\ \text{Im}\{g_a(t)\} + \text{Im}\{g_b(t)\} + \text{Im}\{g_c(t)\} \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

A partir de (3.18) e (3.19) pode-se obter a parte real de cada coordenada de acordo com:

$$\begin{cases} \text{Re}\{g_a(t)\} = \int_{T_1} u_a(t) \times \cos(2\pi \hat{f}_1 t) dt; \\ \text{Re}\{g_b(t)\} = \int_{T_1} u_b(t) \times \cos(2\pi \hat{f}_1 t - 2\pi/3) dt; \\ \text{Re}\{g_c(t)\} = \int_{T_1} u_c(t) \times \cos(2\pi \hat{f}_1 t + 2\pi/3) dt. \end{cases} \quad (3.20)$$

Já a parte imaginária de cada coordenada pode ser obtida de forma similar de acordo com:

$$\begin{cases} \text{Im}\{g_a(t)\} = -\int_{T_1} u_a(t) \times \text{sen}(2\pi \hat{f}_1 t) dt; \\ \text{Im}\{g_b(t)\} = -\int_{T_1} u_b(t) \times \text{sen}(2\pi \hat{f}_1 t - 2\pi/3) dt; \\ \text{Im}\{g_c(t)\} = -\int_{T_1} u_c(t) \times \text{sen}(2\pi \hat{f}_1 t + 2\pi/3) dt. \end{cases} \quad (3.21)$$

A partir do sinais  $\text{Re}\{\vec{g}_{abc}(t)\}$  e  $\text{Im}\{\vec{g}_{abc}(t)\}$  resultantes do produto interno  $\vec{g}_{abc}(t)$ , obtêm-se o ângulo de sincronismo da componente fundamental de sequência positiva do sinal de entrada  $\vec{u}_{abc}(t)$  de acordo com:

$$\hat{\theta}_{1abc}^+(t) = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}\{g_{abc}(t)\}}{\text{Re}\{g_{abc}(t)\}} \right) = (2\pi \hat{f}_1 t + \hat{\phi}_{1abc}^+). \quad (3.22)$$

De maneira similar ao PLL para sistemas monofásicos, pode-se obter o ângulo de fase de sequência positiva a partir de:

$$\hat{\phi}_{1abc}^+ = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im} \{g_{abc}(t)\}}{\text{Re} \{g_{abc}(t)\}} \right) - 2\pi \hat{f}_1 t. \quad (3.23)$$

Similarmente ao apresentado na estrutura monofásica, o bloco da cálculo da frequência é o mesmo. A entrada  $f_0$  observada no diagrama de blocos da Figura 3.2, representa uma estimativa inicial em Hz da frequência do sinal de entrada. Considerando que o PLL para sistemas trifásicos seja iniciado em  $t = 0$ , pode-se obter a frequência estimada em qualquer instante de tempo a partir de:

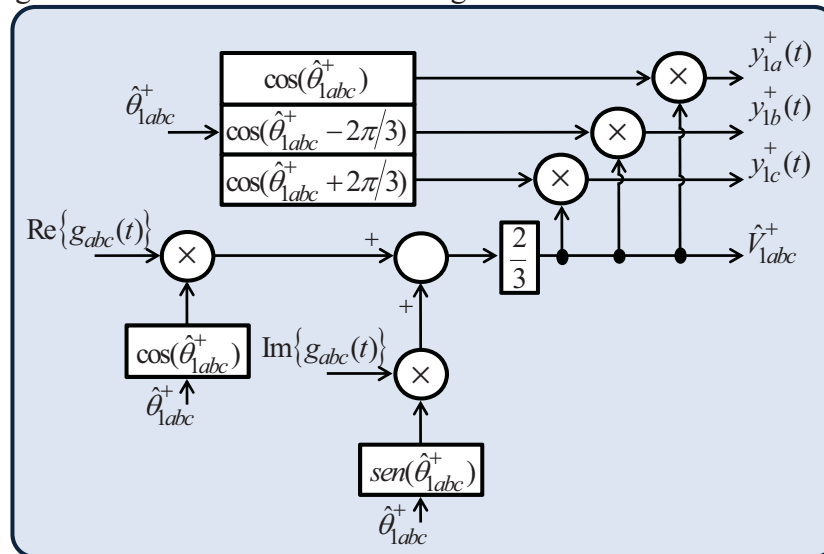
$$\hat{f}_1(t) = \int \left( \frac{1}{2\pi} \frac{d\hat{\theta}_{1abc}^+}{dt} - \hat{f}_1^+(t) \right) dt + f_0. \quad (3.24)$$

Através de (3.19) e (3.22) é determinado a amplitude da componente fundamental de sequência positiva  $\hat{V}_{1abc}^+$  referente aos sinais de entrada  $\vec{u}_{abc}(t)$ . A amplitude é descrita como:

$$\hat{V}_{1abc}^+ = \frac{2}{3} \times \left[ \text{Re} \{g_{abc}(t)\} \times \cos \hat{\theta}_{1abc}^+ + \text{Im} \{g_{abc}(t)\} \times \text{sen} \hat{\theta}_{1abc}^+ \right]. \quad (3.25)$$

O diagrama de blocos que representa o cálculo da amplitude é apresentado na Figura 3.6.

Figura 3.6- Diagrama de blocos do cálculo da magnitude e valor instantâneo.



Fonte: Próprio Autor.

A partir do exposto, tem-se que as componentes de sequência positiva  $y_{1a}^+$ ,  $y_{1b}^+$  e  $y_{1c}^+$  são calculadas utilizando a amplitude obtida em (3.25) e o ângulo de sincronismo dado em (3.22).

$$\begin{cases} y_{1a}^+ = V_{1abc}^+ \times \cos \hat{\theta}_{1abc}^+; \\ y_{1b}^+ = V_{1abc}^+ \times \cos(\hat{\theta}_{1abc}^+ - 2\pi/3); \\ y_{1c}^+ = V_{1abc}^+ \times \cos(\hat{\theta}_{1abc}^+ + 2\pi/3). \end{cases} \quad (3.26)$$

Analisando o sistema em termos de coordenadas  $\alpha\beta$ , tem-se que o produto interno  $\vec{g}_{\alpha\beta}(t)$  é calculado conforme:

$$\vec{g}_{\alpha\beta}(t) = \begin{bmatrix} g_{\alpha}(t) \\ g_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_{T_1} u_a(t) \times e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t)} dt \\ \int_{T_1} u_b(t) \times e^{-j(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2)} dt \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

Este produto interno irá gerar sinais reais e imaginários referentes a cada coordenada  $g_{\alpha}(t)$  e  $g_{\beta}(t)$ . Sendo o mesmo composto por sua parte real  $\text{Re}\{\vec{g}_{\alpha\beta}(t)\}$  e imaginária  $\text{Im}\{\vec{g}_{\alpha\beta}(t)\}$ . A parte real e imaginária equivalente ao sistema é dada por:

$$\begin{bmatrix} \text{Re}\{\vec{g}_{\alpha\beta}(t)\} \\ \text{Im}\{\vec{g}_{\alpha\beta}(t)\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{g_{\alpha}(t)\} + \text{Re}\{g_{\beta}(t)\} \\ \text{Im}\{g_{\alpha}(t)\} + \text{Im}\{g_{\beta}(t)\} \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

A partir de (3.27) e (3.28) pode-se obter a parte real de cada coordenada de acordo com:

$$\begin{cases} \text{Re}\{g_{\alpha}(t)\} = \int_{T_1} u_a(t) \times \cos(2\pi\hat{f}_1 t) dt; \\ \text{Re}\{g_{\beta}(t)\} = \int_{T_1} u_b(t) \times \cos(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2) dt = \int_{T_1} u_b(t) \times \text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t) dt. \end{cases} \quad (3.29)$$

Já a parte imaginária de cada coordenada pode ser obtida de forma similar de acordo com:

$$\begin{cases} \text{Im}\{g_{\alpha}(t)\} = -\int_{T_1} u_a(t) \times \text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t) dt; \\ \text{Im}\{g_{\beta}(t)\} = -\int_{T_1} u_b(t) \times \text{sen}(2\pi\hat{f}_1 t - \pi/2) dt = \int_{T_1} u_b(t) \times \cos(2\pi\hat{f}_1 t) dt. \end{cases} \quad (3.30)$$

A partir dos sinais  $\text{Re}\{\vec{g}_{\alpha\beta}(t)\}$  e  $\text{Im}\{\vec{g}_{\alpha\beta}(t)\}$  resultantes do produto interno  $\vec{g}_{\alpha\beta}(t)$  obtêm-se o ângulo de sincronismo da componente fundamental de sequência positiva do sinal de entrada  $\vec{u}_{\alpha\beta}(t)$  de acordo com:

$$\hat{\theta}_{1\alpha\beta}^+(t) = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im} \{g_{\alpha\beta}(t)\}}{\text{Re} \{g_{\alpha\beta}(t)\}} \right) = (2\pi \hat{f}_1 t + \hat{\phi}_{1\alpha\beta}^+). \quad (3.31)$$

De maneira similar ao PLL para sistemas monofásicos, pode-se obter o ângulo de fase de sequência positiva a partir de:

$$\hat{\phi}_{1\alpha\beta}^+ = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im} \{g_{\alpha\beta}(t)\}}{\text{Re} \{g_{\alpha\beta}(t)\}} \right) - 2\pi \hat{f}_1 t. \quad (3.32)$$

Similarmente ao apresentado na estrutura monofásica, o bloco de cálculo da frequência é o mesmo. A entrada  $f_0$  observada no diagrama de blocos da Figura 3.2, representa uma estimativa inicial em Hz da frequência do sinal de entrada. Considerando que o PLL para sistemas trifásicos seja iniciado em  $t = 0$ , pode-se obter a frequência estimada em qualquer instante de tempo a partir de:

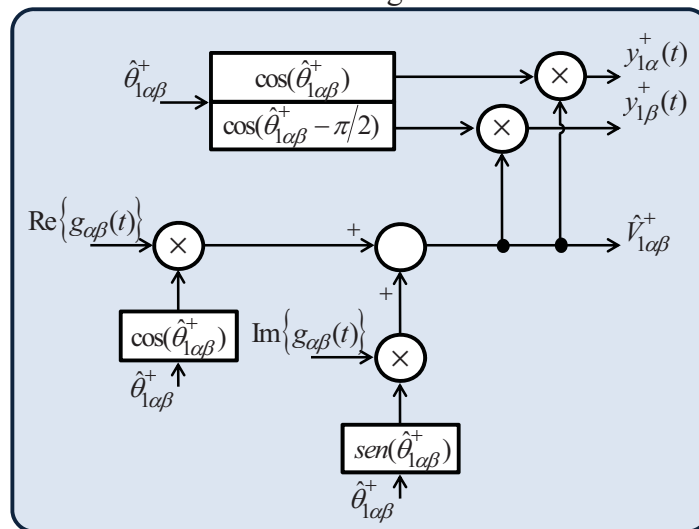
$$\hat{f}_1(t) = \int \left( \frac{1}{2\pi} \frac{d\hat{\theta}_{1\alpha\beta}^+}{dt} - \hat{f}_1^+(t) \right) dt + f_0. \quad (3.33)$$

Através das equações (3.28) e (3.31) é determinada a amplitude da componente fundamental de sequência positiva  $\hat{V}_{1\alpha\beta}^+$  referente aos sinais de entrada  $\vec{u}_{\alpha\beta}(t)$ . A amplitude é descrita como:

$$\hat{V}_{1\alpha\beta}^+ = \left[ \text{Re} \{g_{\alpha\beta}(t)\} \times \cos \hat{\theta}_{1\alpha\beta}^+ + \text{Im} \{g_{\alpha\beta}(t)\} \times \text{sen} \hat{\theta}_{1\alpha\beta}^+ \right]. \quad (3.34)$$

Na Figura 3.7 encontra-se o diagrama de blocos que representa o cálculo da amplitude.

Figura 3.7- Diagrama de blocos do cálculo da magnitude e valor instantâneo.





A partir do exposto, tem-se que as componentes de sequência positiva  $y_{1\alpha}^+$  e  $y_{1\beta}^+$  são calculadas utilizando a amplitude calculada em (3.34) e o ângulo de sincronismo dado em (3.31).

$$\begin{cases} y_{1\alpha}^+ = V_{1\alpha\beta}^+ \times \cos \hat{\theta}_{1\alpha\beta}^+; \\ y_{1\beta}^+ = V_{1\alpha\beta}^+ \times \cos(\hat{\theta}_{1\alpha\beta}^+ - \pi/2). \end{cases} \quad (3.35)$$

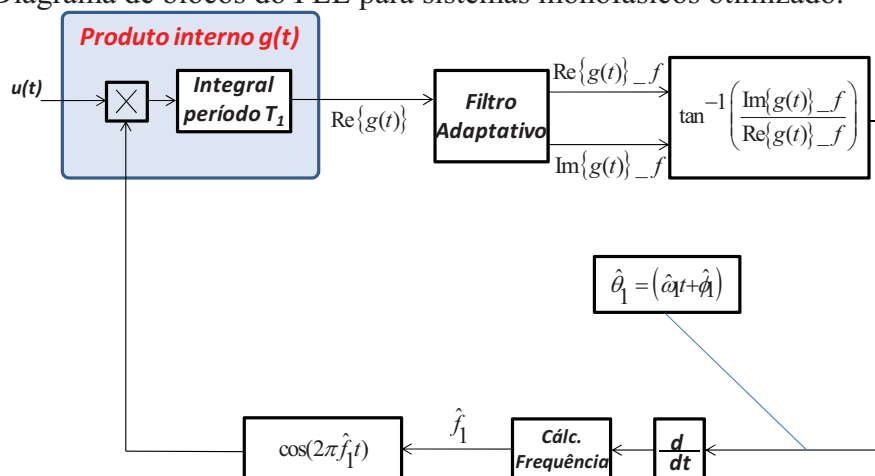
### 3.4 Algoritmo do PLL Proposto

Em um primeiro momento, a partir dos algoritmos propostos por Moor Neto (2008) idealizou-se possíveis alterações em sua estrutura a fim de otimizar a capacidade de rejeição a inter-harmônicos e sub-harmônicos. Visando obter sucesso no objetivo citado, fez-se a opção de se adicionar um filtro adaptativo tanto no modelo monofásico quanto no modelo trifásico. Adianta-se que a inclusão do filtro adaptativo altera a resposta dinâmica do algoritmo em relação ao algoritmo original, porém o mesmo possibilita que haja elevada rejeição a inter-harmônicos e sub-harmônicos.

#### 3.4.1 Algoritmo do PLL para Sistemas Monofásicos

A partir da metodologia idealizada, desenvolveu-se o algoritmo do PLL para sistemas monofásicos. O diagrama de blocos do PLL proposto é apresentado na Figura 3.8.

Figura 3.8- Diagrama de blocos do PLL para sistemas monofásicos otimizado.



Fonte: Próprio Autor.

Pode-se observar nessa estrutura que a estratégia utilizada para aumentar a imunidade do algoritmo foi considerar somente o processo de cálculo da parte real  $\text{Re}\{g(t)\}$  do produto interno  $g(t)$  apresentado em (3.2). A parte imaginária  $\text{Im}\{g(t)\}$  realizada inicialmente no cálculo do produto interno não é mais realizada. O sinal referente a parte imaginária é estimado através da utilização do bloco Filtro Adaptativo. Neste bloco, a partir da entrada  $\text{Re}\{g(t)\}$  obtém-se dois sinais ortogonais  $\text{Re}\{g(t)\}_f$  e  $\text{Im}\{g(t)\}_f$ .

A inclusão do filtro adaptativo gera dois sinais em quadratura que são menos afetados pela presença de distúrbios no sinal de entrada do PLL. Nesta situação, este algoritmo passa a apresentar elevada rejeição a dois tipos de distúrbios em particular: inter-harmônicos e sub-harmônicos. Além disto verifica-se a redução do esforço computacional quando comparado ao algoritmo original.

Neste novo PLL o cálculo do ângulo de sincronismo  $\hat{\theta}_1(t)$  é dado por:

$$\hat{\theta}_1(t) = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}\{g(t)\}_f}{\text{Re}\{g(t)\}_f} \right). \quad (3.36)$$

Pode-se observar através da Figura 3.8 que o restante do algoritmo é o mesmo do algoritmo original. Sendo que somente o sinal de base  $\cos(2\pi \hat{f}_1 t)$  é gerado da frequência estimada  $\hat{f}_1$  e posteriormente utilizado no cálculo do produto interno da parte real conforme (3.2).

Se por um lado a inserção do filtro adaptativo proporciona uma melhoria na rejeição a distúrbios, por outro lado é imperativo considerar o impacto na dinâmica do algoritmo PLL nesta situação. A resposta dinâmica será analisada no próximo capítulo em comparação a outros sistemas PLL.

Utilizando as informações obtidas no bloco do PLL representados por (3.36) e a partir do sinais  $\text{Re}\{g(t)\}_f$  e  $\text{Im}\{g(t)\}_f$  pode-se extrair a amplitude da componente fundamental do sinal de entrada conforme:

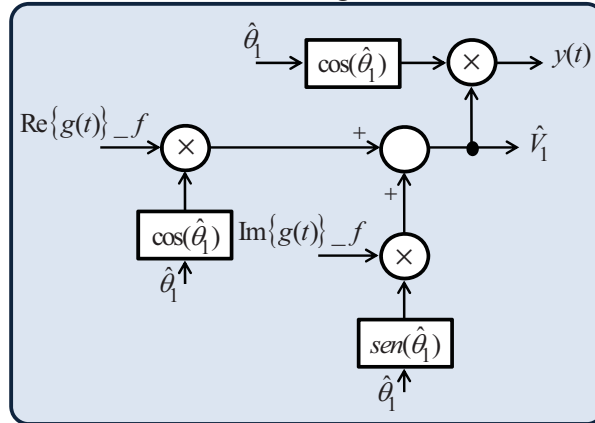
$$\hat{V}_1(t) = \left[ \text{Re}\{g(t)\}_f \times \cos \hat{\theta}_1(t) + \text{Im}\{g(t)\}_f \times \text{sen} \hat{\theta}_1(t) \right]. \quad (3.37)$$

Com a informação da amplitude da componente fundamental do sinal de entrada é obtido o sinal instantâneo da componente fundamental. Utilizando a amplitude calculada em (3.37) junto a informação do ângulo de sincronismo de (3.36), tem-se que a componente fundamental é dada por:

$$y(t) = \hat{V}_1(t) \times \cos \hat{\theta}_1(t). \quad (3.38)$$

O diagrama de blocos que representa o cálculo da amplitude é apresentado na Figura 3.9.

Figura 3.9- Diagrama de blocos do cálculo da magnitude e valor instantâneo.

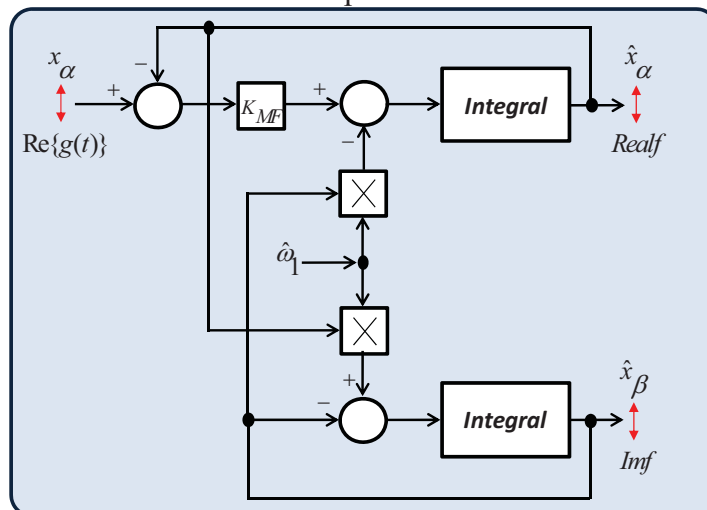


Fonte: Próprio Autor.

#### 3.4.1.1 Filtro Adaptativo Adotado

A Figura 3.10 apresenta o diagrama de blocos da versão adaptada para sistemas monofásicos que foi obtida a partir da versão analisada em Benhabib (2005).

Figura 3.10- Diagrama de blocos do filtro adaptativo utilizado.



Fonte: Próprio Autor.

Para o estudo proposto, utilizou-se um modelo monofásico de um filtro adaptativo obtido de um modelo para sistemas trifásicos. Este modelo foi analisado em Benhabib (2005).

O modelo para sistemas trifásicos opera em coordenadas  $\alpha\beta$ , ou seja, necessita de sinais ortogonais (obtidos após a aplicação da transformada de Clarke nos sinais em coordenadas  $abc$ ). Destaca-se que este mesmo modelo de filtro é conhecido na literatura como *Self Tuning Filter*, *Orthogonal Filter* e ainda por Filtro Vetorial Adaptativo.

A versão original do filtro adaptativo pode ser representada conforme as seguintes expressões:

$$\begin{cases} \hat{x}_\alpha(s) = \frac{1}{s} \times [K_{MF}(x_\alpha(s) - \hat{x}_\alpha(s)) - \hat{\omega}_1 \hat{x}_\beta(s)]; \\ \hat{x}_\beta(s) = \frac{1}{s} \times [K_{MF}(x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)) + \hat{\omega}_1 \hat{x}_\alpha(s)]. \end{cases} \quad (3.39)$$

Já o modelo modificado para a aplicação conforme a necessidade deste trabalho, apresenta as seguintes expressões resultantes:

$$\begin{cases} \hat{x}_\alpha(s) = \frac{1}{s} \times [K_{MF}(x_\alpha(s) - \hat{x}_\alpha(s)) - \hat{\omega}_1 \hat{x}_\beta(s)]; \\ \hat{x}_\beta(s) = \frac{1}{s} \times [-\hat{x}_\beta(s) + \hat{\omega}_1 \hat{x}_\alpha(s)]. \end{cases} \quad (3.40)$$

Sendo  $x_\alpha = \text{Re}\{g(t)\}$ ,  $\hat{x}_\alpha = \text{Re}\{g(t)\}_f$  e  $\hat{x}_\beta = \text{Im}\{g(t)\}_f$ .

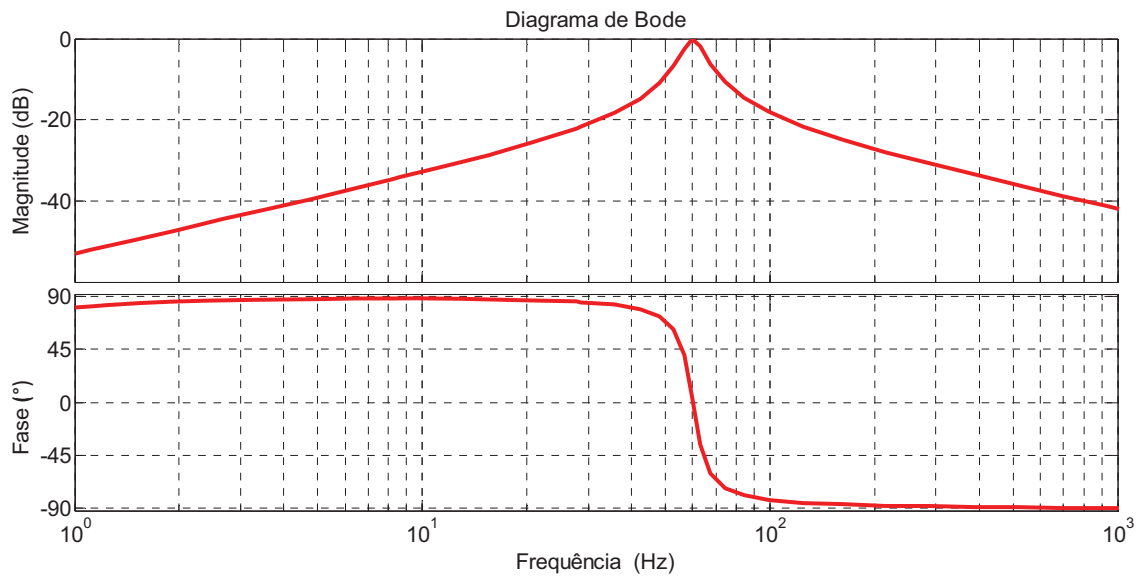
De acordo com (3.40) obtêm-se as seguintes funções de transferência:

$$\frac{\hat{x}_\alpha(s)}{x_\alpha(s)} = \frac{K_{MF}(s+1)}{s^2 + s(K_{MF} + 1) + K_{MF} + \hat{\omega}_1^2}, \quad (3.41)$$

$$\frac{\hat{x}_\beta(s)}{x_\alpha(s)} = \frac{K_{MF}\hat{\omega}_1}{s^2 + s(K_{MF} + 1) + K_{MF} + \hat{\omega}_1^2}. \quad (3.42)$$

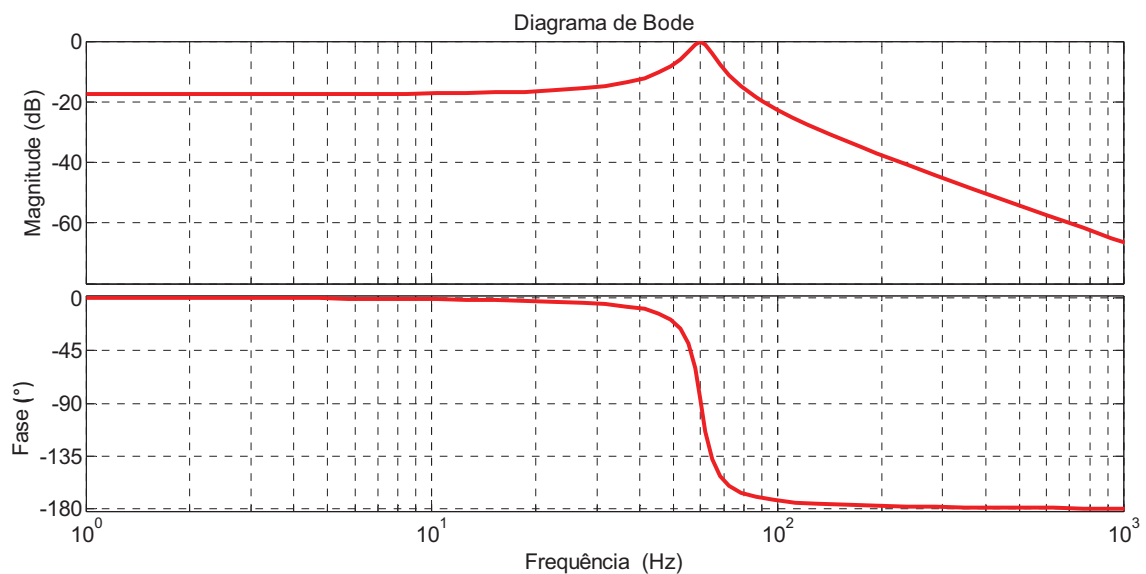
A Figura 3.11 apresenta o diagrama de Bode para a saída referente ao sinal  $\text{Re}\{g(t)\}_f$ . Já a Figura 3.12 apresenta o diagrama de Bode para a saída referente ao sinal  $\text{Im}\{g(t)\}_f$ .

Figura 3.11- Diagrama de Bode do sinal real.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 3.12- Diagrama de bode do sinal imaginário.



Fonte: Próprio Autor.

Pode-se observar que para a frequência de 60 Hz os dois sinais apresentam a mesma magnitude e um defasamento de  $90^\circ$ , indicando que os mesmos estão em quadratura. Além disto o filtro adaptativo apresenta uma atenuação na magnitude para sinais com frequência diferente de 60 Hz.

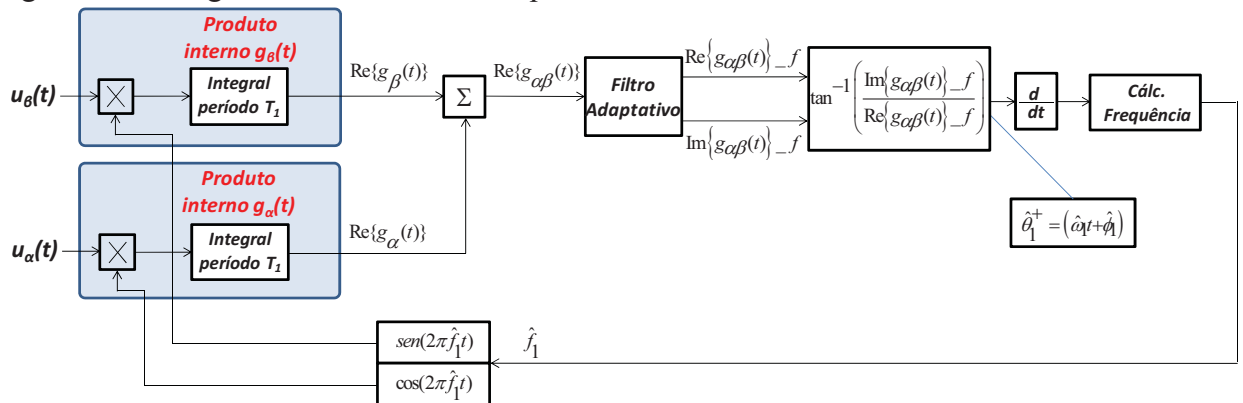
O modelo apresentado neste tópico apresenta capacidade ajustável a rejeição a distúrbios. O ângulo de sincronismo obtido em (3.36) considera para o seu cálculo dois sinais

obtidos a partir do filtro adaptativo ( $\text{Re}\{g(t)\}_{-f}$  e  $\text{Im}\{g(t)\}_{-f}$ ). Como os dois sinais de saída do filtro estarão menos afetados pela presença de distúrbios em relação ao sinal de entrada  $\text{Re}\{g(t)\}$ , ter-se-á um aumento na imunidade a distúrbios, de modo particular a inter-harmônicos e sub-harmônicos.

### 3.4.2 Algoritmo do PLL para Sistemas Trifásicos

Partindo do mesmo princípio da metodologia aplicada no algoritmo PLL monofásico proposto, desenvolveu-se o algoritmo do PLL para sistemas trifásicos. O diagrama de blocos do PLL proposto é apresentado na Figura 3.13.

Figura 3.13- Diagrama de blocos do PLL para sistemas trifásicos otimizado.



Fonte: Próprio Autor.

Pode-se observar nessa estrutura que a estratégia utilizada para aumentar a imunidade do algoritmo foi considerar somente o processo de cálculo da parte real  $\text{Re}\{g_{\alpha\beta}(t)\}$  composto pela parte real dos produtos internos do produto interno  $g_\alpha(t)$  e  $g_\beta(t)$  apresentado em (3.27) e (3.28). A parte imaginária  $\text{Im}\{g_{\alpha\beta}(t)\}$  realizada inicialmente no cálculo do produto interno não é mais realizada. O sinal referente a parte imaginária é estimado através da utilização do bloco Filtro Adaptativo. Neste bloco, a partir da entrada  $\text{Re}\{g_{\alpha\beta}(t)\}$  obtém-se dois sinais ortogonais  $\text{Re}\{g_{\alpha\beta}(t)\}_{-f}$  e  $\text{Im}\{g_{\alpha\beta}(t)\}_{-f}$ .

A inclusão do filtro adaptativo gera dois sinais em quadratura que são menos afetados pela presença de distúrbios no sinal de entrada do PLL para sistemas trifásicos. Nesta situação, este algoritmo passa a apresentar elevada rejeição a dois tipos de distúrbios em

particular: inter-harmônicos e sub-harmônicos. Além de reduzido esforço computacional, quando comparado ao algoritmo original.

Neste novo PLL para sistemas trifásicos o cálculo do ângulo de sincronismo  $\hat{\theta}_1^+(t)$  é dado por:

$$\hat{\theta}_1^+(t) = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im} \{g_{\alpha\beta}(t)\} - f}{\text{Re} \{g_{\alpha\beta}(t)\} - f} \right). \quad (3.43)$$

Pode-se observar através da Figura 3.13 que o restante do algoritmo é o mesmo do algoritmo original. Sendo que somente o sinal de base  $\cos(2\pi \hat{f}_1 t)$  e  $\text{sen}(2\pi \hat{f}_1 t)$  é gerado da frequência estimada  $\hat{f}_1$  e posteriormente utilizado no cálculo do produto interno da parte real conforme (3.27) e (3.28).

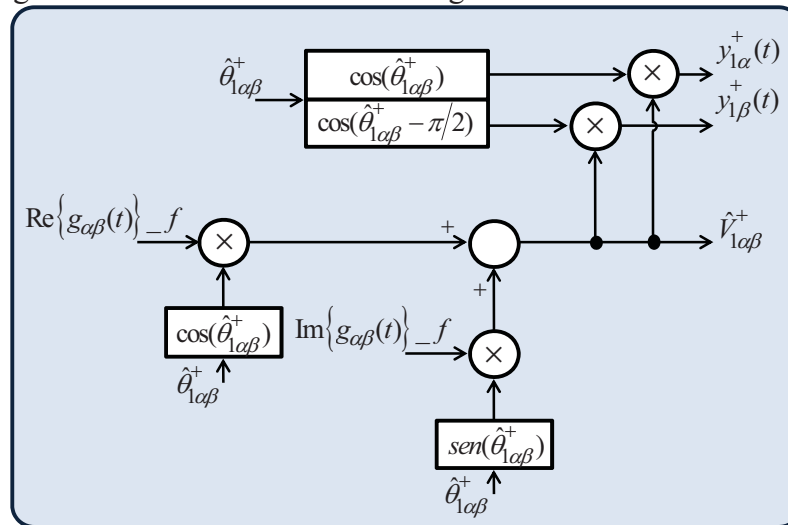
Se por um lado a inserção do filtro adaptativo proporciona uma melhoria na rejeição a distúrbios, por outro lado é imperativo considerar o impacto na dinâmica do algoritmo PLL neste situação. Este comportamento será analisado no próximo capítulo em comparação a outras estruturas PLL.

Utilizando as informações obtidas no bloco do PLL representados por (3.43) e a partir do sinais  $\text{Re} \{g_{\alpha\beta}(t)\} - f$  e  $\text{Im} \{g_{\alpha\beta}(t)\} - f$  pode-se extrair a amplitude da componente fundamental de sequência positiva do sinal de entrada de acordo com.

$$\hat{V}_{1\alpha\beta}^+ = \left[ \text{Re} \{g_{\alpha\beta}(t)\} - f \times \cos \hat{\theta}_{1\alpha\beta}^+ + \text{Im} \{g_{\alpha\beta}(t)\} - f \times \text{sen} \hat{\theta}_{1\alpha\beta}^+ \right]. \quad (3.44)$$

O diagrama de blocos que representa o cálculo da amplitude é apresentado na Figura 3.14.

Figura 3.14- Diagrama de blocos do cálculo da magnitude e valor instantâneo.



Fonte: Próprio Autor.

Com a informação da amplitude da componente fundamental de sequência positiva do sinal de entrada, tem-se que as componentes de sequência positiva  $y_{1\alpha}^+$  e  $y_{1\beta}^+$  são calculadas utilizando a amplitude calculada em (3.44) e o ângulo de sincronismo dado em (3.43) de acordo com:

$$\begin{cases} y_{1\alpha}^+ = V_{1\alpha\beta}^+ \times \cos \hat{\theta}_{1\alpha\beta}^+; \\ y_{1\beta}^+ = V_{1\alpha\beta}^+ \times \cos(\hat{\theta}_{1\alpha\beta}^+ - \pi/2). \end{cases} \quad (3.45)$$

### 3.5 Conclusão

Neste capítulo foram abordados os conceitos de sub-harmônicos e inter-harmônicos, bem como as principais causas desses distúrbios no sistema elétrico de potência. Além disto, abordou-se os efeitos mais comuns destes fenômenos e principalmente os efeitos destes distúrbios em sistemas de sincronização.

Além disto, foram propostas duas estruturas de sistemas de sincronização, uma trifásica e outra monofásica, que apresentam elevada rejeição a inter-harmônicos e sub-harmônicos. Para isto, analisou-se primeiramente a estrutura monofásica e trifásica proposta por Moor Neto (2008). Com a análise matemática destas estruturas, aplicou-se uma metodologia para que houvesse um aumento de imunidade em relação a estes dois distúrbios em particular, já que as estruturas iniciais apresentam baixa rejeição a estes distúrbios.



As estruturas propostas neste trabalho são baseadas na aplicação de um filtro adaptativo para obtenção do ângulo de sincronismo. As estruturas monofásica e trifásica propostas são semelhantes as estruturas base, sendo que a adição do filtro adaptativo faz com que aumente a imunidade do PLL no que diz respeito a presença de sub-harmônicos e inter-harmônicos. A adição do filtro também proporciona uma redução no esforço computacional do algoritmo, quando comparado ao original.

As estruturas propostas serão analisadas por meio de simulações no próximo capítulo. Serão verificados a elevada rejeição a distúrbios do algoritmo, bem como a sua resposta dinâmica.

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

### 4.1 Introdução

No Capítulo 3 foram apresentados os algoritmos PLL desenvolvidos neste trabalho. Com isso, faz-se necessária a análise, através de simulação e resultados experimentais destes algoritmos propostos.

Primeiramente será apresentada a metodologia adotada para ajustar o ganho do filtro adaptativo utilizado no algoritmo. A escolha será feita visando uma análise de precisão e de resposta transitória do filtro.

A partir da escolha dos ganhos, será feita uma simulação dos algoritmos, visando a sua precisão, diante da presença de sub-harmônicos de inter-harmônicos. Além do exposto, serão feitas simulações do comportamento do algoritmo diante de alguns distúrbios da rede como: degrau na magnitude da tensão, degrau de frequência e degrau de fase.

Os sistemas elétricos são submetidos, eventualmente, a variados tipos de distúrbios. Com isso, faz-se necessária a análise de desempenho dos algoritmos de sincronização diante de diferentes condições da rede. Com isso, o desempenho do algoritmo desenvolvido para sistemas monofásicos será comparado ao do EPLL, SOGI-FLL e ao algoritmo original (algoritmo utilizado como base para desenvolver o proposto). Já o desempenho do algoritmo para sistemas trifásicos será comparado ao DSOGI-FLL e ao algoritmo original. Os sistemas serão submetidos aos seguintes testes: distorção inter-harmônica, distorção sub-harmônica, degrau de magnitude da tensão, degrau de frequência e degrau de fase.

As condições apresentadas são generalizadas. Dependendo da aplicação, algum distúrbio apresentado pode não ocorrer. A partir do exposto, será feita uma análise comparativa onde serão observados parâmetros como erros de estimação dos algoritmos e resposta dinâmica.

A fim de se validar os resultados de simulação, os algoritmos propostos serão implementados em plataforma HIL (*Hardware-in-the-Loop*) e os mesmos serão submetidos a distúrbios da rede (degrau de magnitude da tensão, degrau de frequência e degrau de fase) a fim de se avaliar o comportamento do algoritmo.

As simulações foram realizadas através do *software* PSCAD/EMTDC e os resultados experimentais foram obtidos através da plataforma HIL (*Hardware-in-the-Loop*) DSPACE 1103.

## 4.2 Ajustes dos Ganhos e Análise Dinâmica do PLL

A dinâmica do algoritmo PLL depende dos valores de ganho utilizados na malha do filtro adaptativo e na malha de frequência. Como a inclusão do filtro adaptativo altera a resposta dinâmica do algoritmo (em relação ao algoritmo original) primeiro será analisado a influência do filtro com relação a resposta dinâmica.

Os algoritmos utilizados possuem acentuadas características de não linearidade, as quais envolvem funções trigonométricas como seno, cosseno e arco tangente. Outra característica de não linearidade é a utilização do produto interno com janela variável. Com isso, tem-se que a obtenção de um modelo linearizado para análise do algoritmo não refletiria em uma conformidade aceitável nos resultados. Desta forma a análise dinâmica do algoritmo será tomada a partir dos ajustes do ganho do filtro.

Serão tomados como base as informações provenientes do ângulo de sincronismo  $\hat{\theta}_1$  e da frequência  $\hat{f}_1$  estimados. A partir destas variáveis, será obtido a variável  $\text{Re}\{g(t)\}$  que é utilizada como sinal de entrada do bloco do filtro adaptativo. A partir do exposto, são obtidos dois sinais, o sinal real  $\text{Re}\{g(t)\}_f$  e o sinal imaginário  $\text{Im}\{g(t)\}_f$ . O sinal real e imaginário obtidos serão utilizados para formar trajetórias em um plano de quatro quadrantes  $XY$ . Na inicialização do PLL, o ponto inicial da trajetória traçada neste plano de quatro quadrantes será  $(X, Y) = (0, 0)$ , com a correta estimação do ângulo de sincronismo e do cálculo da frequência, serão definidos círculos de raio unitário. De acordo com o que foi exposto, considerando o número e formatos das envoltórias em relação a origem do plano utilizado, pode-se ter um indicativo da precisão e do comportamento dinâmico do PLL com relação a influência do filtro adaptativo.

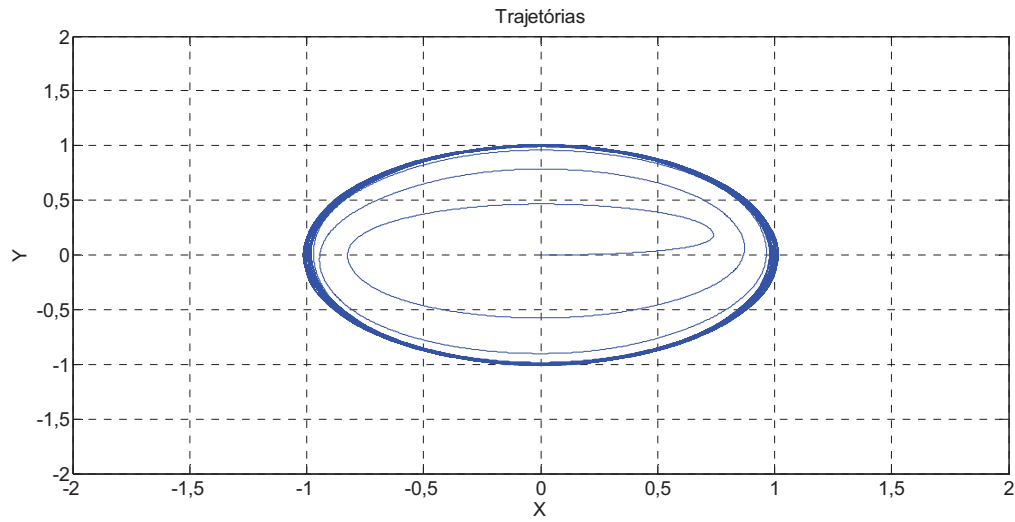
Para se obter as trajetórias formadas, têm-se que o eixo  $X$  é representado pelo sinal  $\text{Re}\{g(t)\}_f$  e o eixo  $Y$  é representado pelo sinal  $\text{Im}\{g(t)\}_f$ . A análise dinâmica e de precisão é feita aplicando-se um sinal de entrada  $u(t)$  composto pela componente fundamental em 60 Hz com amplitude unitária, 20 % de componente inter-harmônica de 222 Hz e 20% de componente inter-harmônica de 312 Hz.

A ideia neste caso é observar a inicialização do filtro adaptativo no que diz respeito a presença de distúrbio na entrada e em relação a dinâmica do filtro. Com isso, ter-se-á um indicativo da característica dinâmica e da precisão do PLL em termos dos ganhos utilizados na malha do filtro adaptativo.

Para o caso em estudo serão observadas as trajetórias no plano  $XY$  no que diz respeito a três valores de ganhos utilizados no filtro. No primeiro, caso será utilizado um valor de ganho de 400, no segundo caso de 200 e por último um valor de ganho de 100.

A Figura 4.1 apresenta as trajetórias no gráfico de quatro quadrantes para um valor de ganho  $K = 400$ .

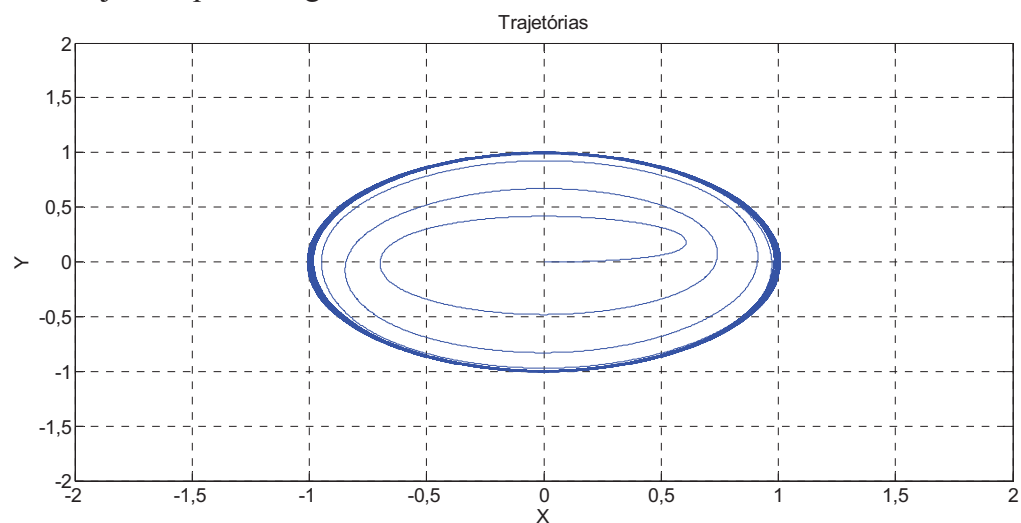
Figura 4.1- Trajetória para um ganho  $K = 400$ .



Fonte: Próprio Autor.

Já a Figura 4.2 apresenta as trajetórias no gráfico de quatro quadrantes para um valor de ganho  $K = 200$ .

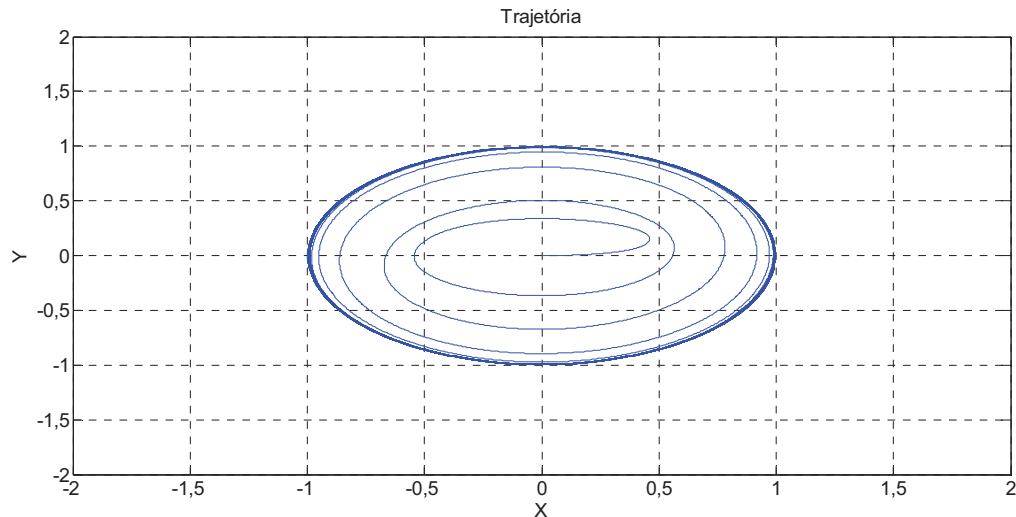
Figura 4.2- Trajetória para um ganho  $K = 200$ .



Fonte: Próprio Autor.

Por último, a Figura 4.3 apresenta as trajetórias no gráfico de quatro quadrantes para um valor de ganho  $K = 100$ .

Figura 4.3- Trajetória para um ganho  $K = 100$ .



Fonte: Próprio Autor.

As Figuras 4.1, 4.2 e 4.3 apresentam as trajetórias designadas a partir de  $X = \text{Re}\{g(t)\}_f$  e  $Y = \text{Im}\{g(t)\}_f$ . Estas trajetórias apresentam que o valor ajustado para  $K = 400$  determina um comportamento dinâmico mais rápido que os demais, visto que este converge mais rapidamente para o valor unitário. Contudo, o mesmo gráfico mostra que os valores da trajetória possuem mais valores que diferem dos limites -1 e 1 indicando que há uma debilidade na precisão. A medida que o valor do ganho é reduzido, observa-se que a precisão do filtro aumenta, sendo que o tempo de resposta do filtro também aumenta (observando que o mesmo leva mais tempo para chegar ao valor unitário). Para o ganho  $K = 100$ , observa-se que os valores das trajetórias apresentam valores próximos de -1 e 1, porém apresentam um tempo de resposta maior.

Pelo exposto, visto que para  $K = 200$  o tempo de resposta do filtro é semelhante ao de  $K = 100$ , e que a precisão para  $K = 100$  é maior que para  $K = 200$ , é possível verificar que diante da severidade dos distúrbios impostos, dentre os valores testados que propiciem uma faixa de operação adequada, o ajuste do ganho  $K = 100$  é a melhor relação entre precisão e resposta dinâmica.

Além de se ajustar o valor do ganho para o filtro adaptativo, observa-se a necessidade de ajustar o ganho da malha do cálculo da frequência. Visto que o valor do ganho da malha interna para o cálculo de frequência foi analisado em Moor Neto (2008), tem-se que

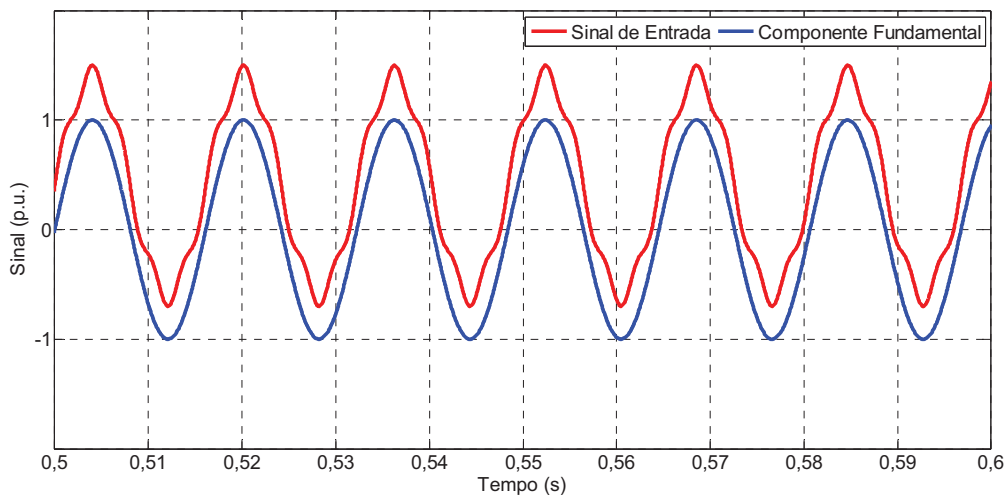
será adotado o mesmo valor de ganho indicado pelo mesmo. Em Moor Neto (2008) é observado que diante de uma entrada com presença de distúrbios, o valor de  $K_{MF}$  que proporciona uma faixa de operação estável é o valor de ganho  $K_{MF} = 9$  rad/s. A partir destes valores adotados, serão feitas as simulações e análises comparativas dos algoritmos propostos.

### 4.3 Simulação e Análise Comparativa do PLL para Sistemas Monofásicos

Para a simulação do modelo monofásico, inicialmente considerou-se um sinal de entrada  $u(t)$  composto por uma senóide com amplitude  $V = 1$  e frequência fundamental de 60 Hz e componentes com frequências harmônicas e componente CC. Isso foi realizado para demonstrar que o algoritmo proposto possui a mesma capacidade de rejeição a estes distúrbios (componente harmônica e em nível CC) que o algoritmo original. Especificou-se uma distorção harmônica de 10 % na frequência de 300 Hz e 40 % de componente CC.

As formas de onda dos sinais de entrada e sua respectiva componente fundamental estão representadas na Figura 4.4.

Figura 4.4- Sinal de entrada e componente fundamental.

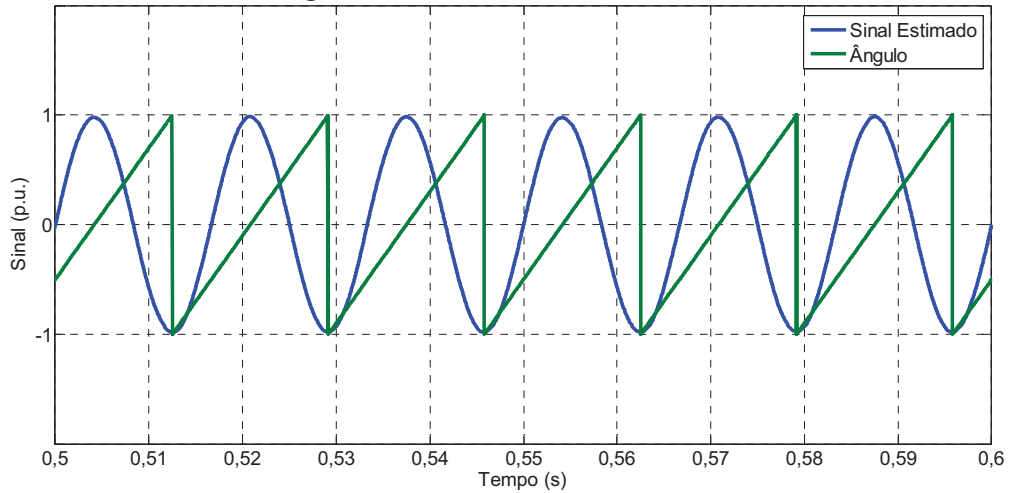


Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.5, apresenta-se a componente fundamental estimada pelo algoritmo e o ângulo de sincronismo estimado.

Visto que o algoritmo apresentou uma resposta adequada neste caso, será analisado, adiante, o comportamento do algoritmo frente a presença de sub e inter-harmônicos.

Figura 4.5- Sinal estimado e ângulo de sincronismo.



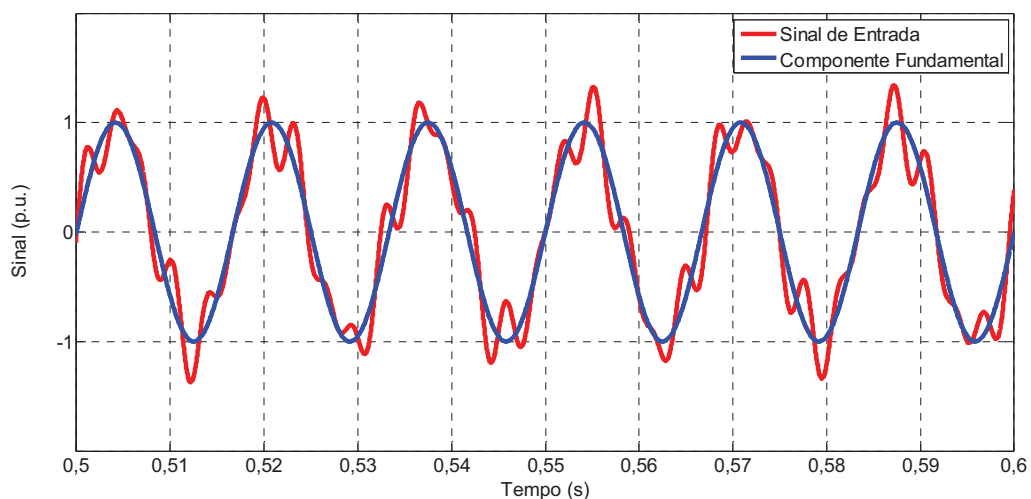
Fonte: Próprio Autor.

#### 4.3.1 Simulação do Modelo Aplicado a Sistemas Monofásicos

Para a simulação do modelo monofásico, considerou-se um sinal de entrada  $u(t)$  composto por uma senóide com amplitude  $V = 1$  e frequência fundamental de 60 Hz e componentes com frequências de sub e inter-harmônicas. Primeiramente especificou-se uma distorção inter-harmônica de 20 % na frequência de 222 Hz e 20 % na frequência de 312 Hz.

As formas de onda dos sinais de entrada e sua respectiva componente fundamental estão representadas na Figura 4.6.

Figura 4.6- Sinal de entrada e componente fundamental.

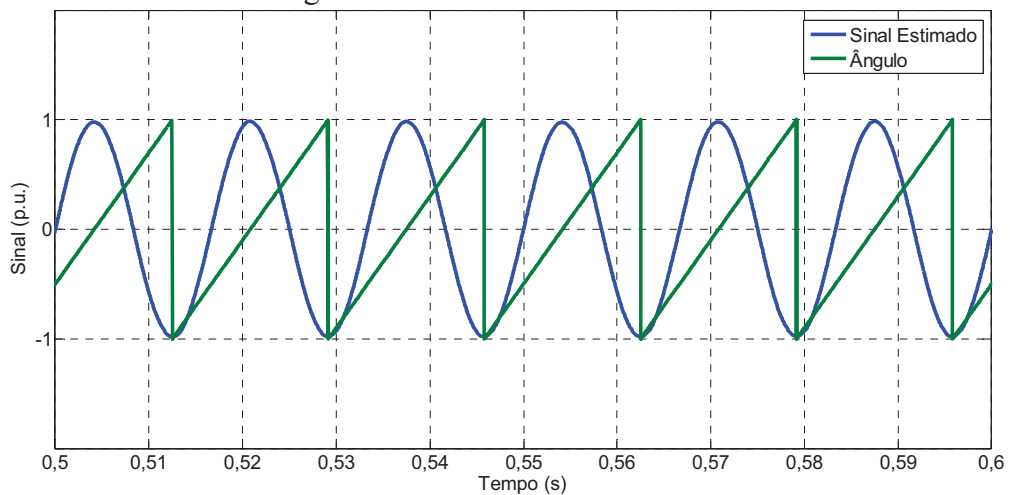


Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.7, apresenta-se a componente fundamental estimada pelo algoritmo e o ângulo de sincronismo estimado. Para representar o ângulo de sincronismo, dividiu-se o mesmo por  $\pi$  rad. A distorção total do sinal estimado é de 0,3 %, confirmando a elevada rejeição do algoritmo proposto ao distúrbio presente no sinal de entrada.

Visto que o algoritmo apresentou uma resposta adequada em regime permanente, será analisado, adiante, o comportamento do algoritmo frente a um degrau de frequência, degrau de fase e degrau de amplitude da componente fundamental.

Figura 4.7- Sinal estimado e ângulo de sincronismo.

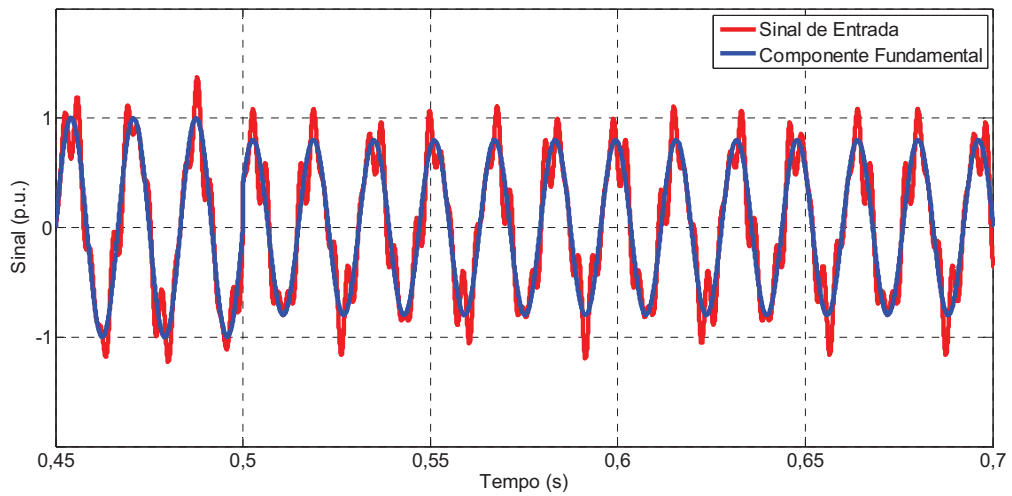


Fonte: Próprio Autor.

Nas Figuras 4.8, 4.9 e 4.10, pode-se verificar o desempenho do algoritmo para sistemas monofásicos diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no instante de tempo  $t = 0,5$  s. O sinal de entrada considerado foi o mesmo do caso apresentado na Figura 4.6. No tempo  $t = 0,5$  s ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

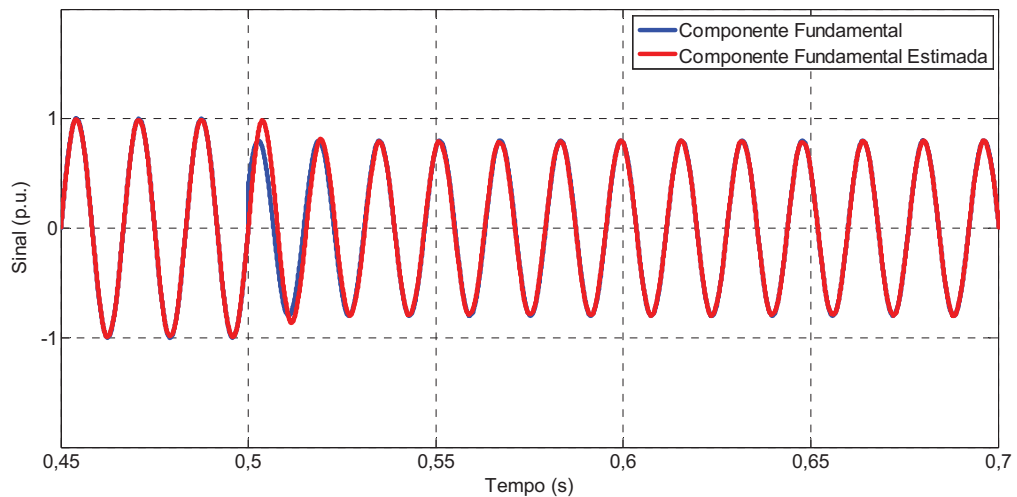


Figura 4.8- Sinal de entrada e componente fundamental.



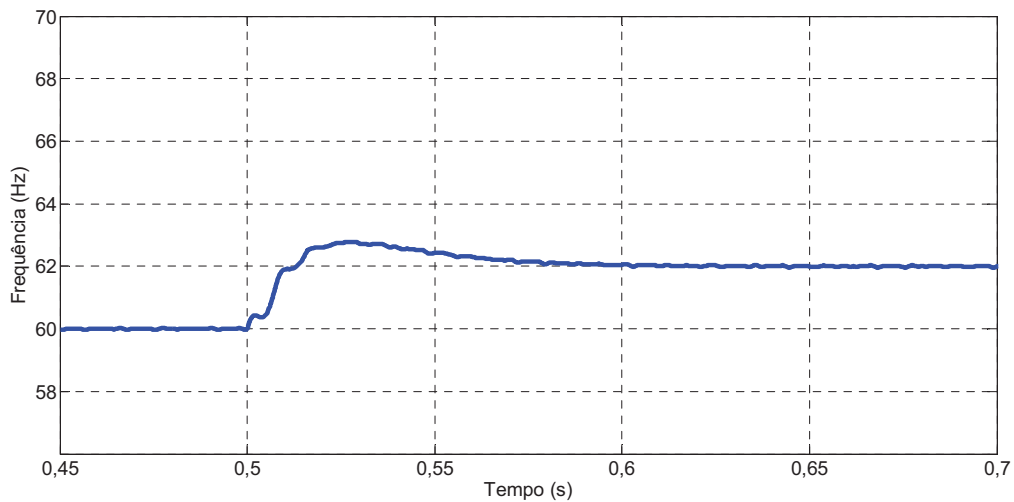
Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.9- Componente fundamental e componente fundamental estimada.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.10- Frequência estimada.



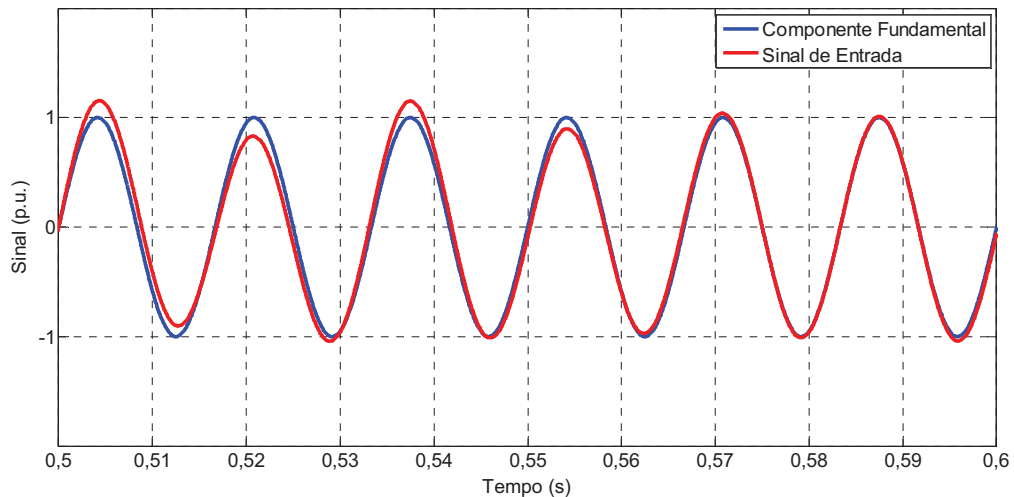
Fonte: Próprio Autor.

Pode-se observar que mesmo diante deste quadro de distúrbio elevado, onde os mesmos ocorreram simultaneamente, o algoritmo foi capaz de estimar com precisão a componente fundamental do sinal de entrada.

A partir do exposto, verifica-se o funcionamento do algoritmo diante de distorção sub-harmônica. Especificou-se uma distorção sub-harmônica de 10 % na frequência de 30 Hz e 10 % na frequência de 35 Hz.

As formas de onda dos sinais de entrada e sua respectiva componente fundamental estão representadas na Figura 4.11.

Figura 4.11- Sinal de entrada e componente fundamental.

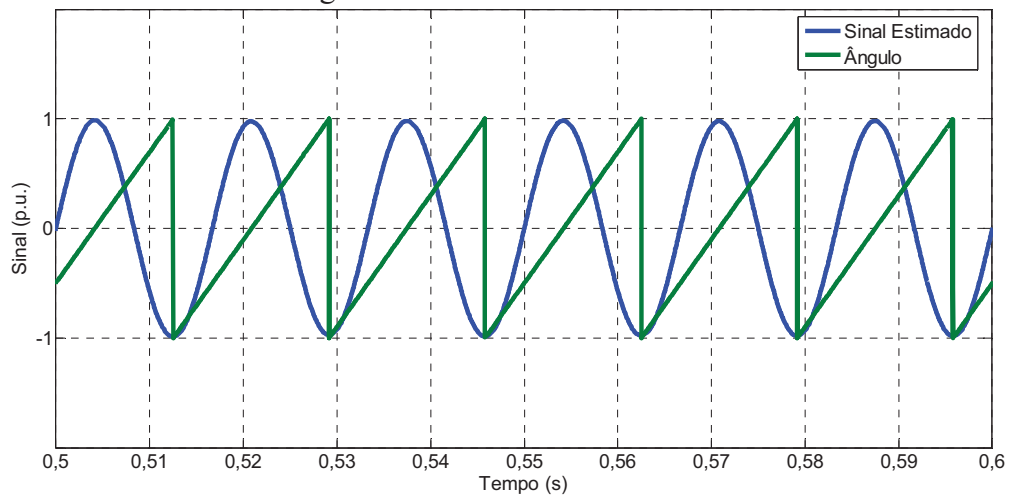


Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.12 apresenta-se a componente fundamental estimada pelo algoritmo e o ângulo de sincronismo. Para representar o ângulo de sincronismo, dividiu-se o mesmo por  $\pi$  rad. A distorção total do sinal estimado é de 0,6 %, confirmando a elevada rejeição do algoritmo proposto ao distúrbio presente no sinal de entrada.

Visto que o algoritmo apresentou uma resposta adequada em regime permanente, será analisado, adiante, o comportamento do algoritmo frente a um degrau de frequência, degrau de fase e degrau de amplitude da componente fundamental.

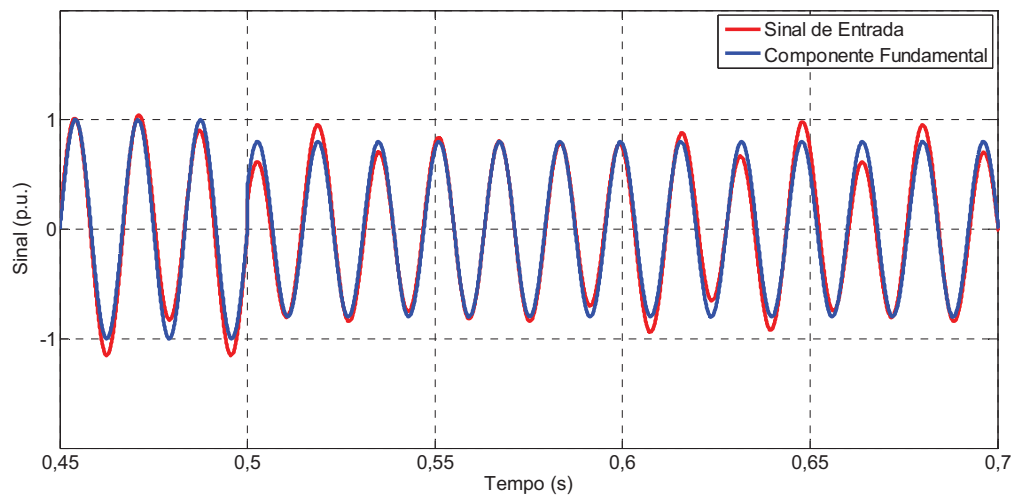
Figura 4.12- Sinal estimado e ângulo de sincronismo.



Fonte: Próprio Autor.

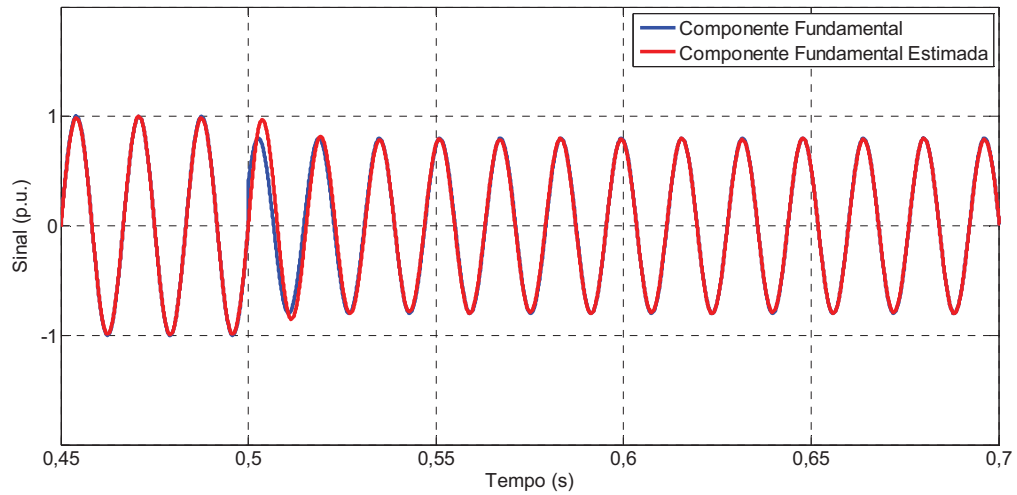
Nas Figuras 4.13, 4.14 e 4.15, pode-se verificar o desempenho do PLL para sistemas monofásicos diante de uma situação extrema onde ocorrem, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no tempo  $t = 0,5$  s. O sinal de entrada considerado foi o mesmo do caso apresentado na Figura 4.11. No instante de tempo  $t = 0,5$  s ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

Figura 4.13- Sinal de entrada e componente fundamental.



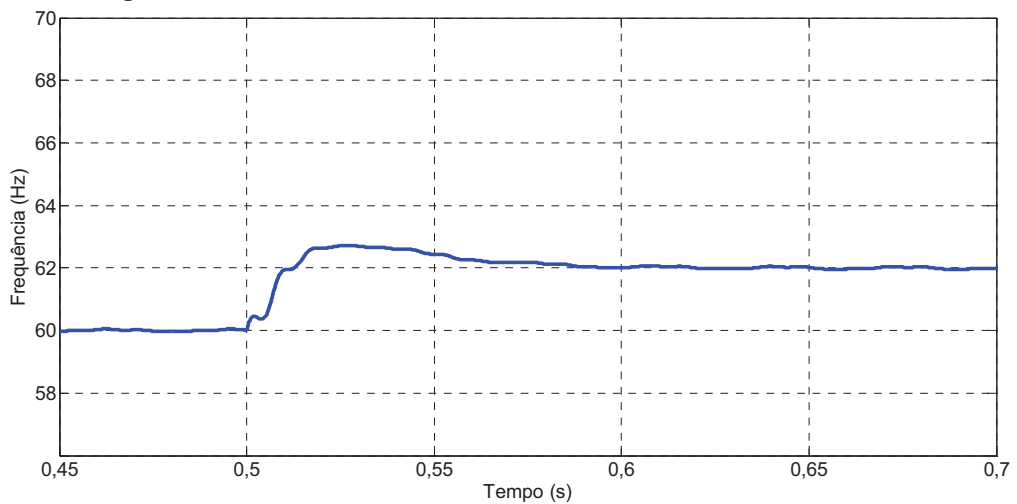
Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.14- Componente fundamental e componente fundamental estimada.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.15- Frequência estimada.



Fonte: Próprio Autor.

Pode-se observar que mesmo diante deste quadro de distúrbio elevado, onde os mesmos ocorreram simultaneamente, o algoritmo foi capaz de estimar com precisão a componente fundamental do sinal de entrada.

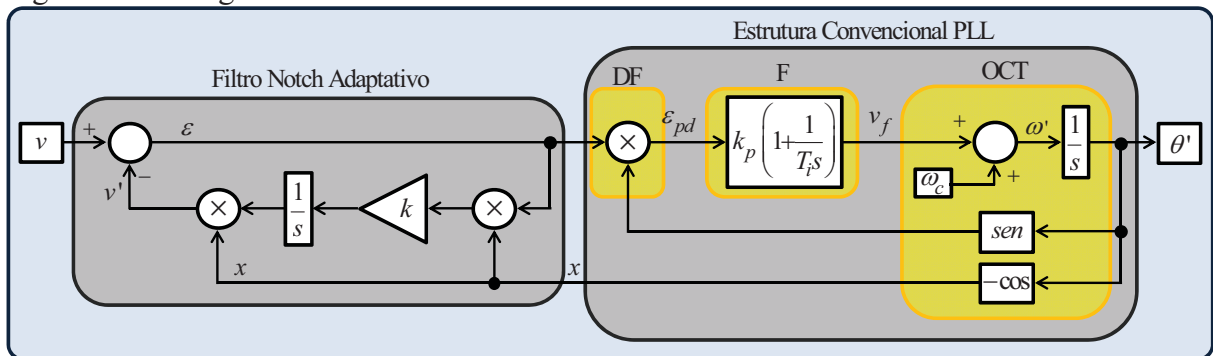
Com base nos resultados obtidos, será abordado na próxima seção o comportamento do algoritmo proposto com relação a algoritmos amplamente utilizados na literatura no que diz respeito a presença de sub-harmônicos e inter-harmônicos.

### 4.3.2 Análise Comparativa

Nesta seção serão comparados ao algoritmo para sistemas monofásicos proposto outros três algoritmos utilizados na literatura, o EPLL, o SOGI-FLL e o algoritmo original. O EPLL e o SOGI-FLL têm como atrativo a facilidade de implementação quando comparado a estrutura proposta. Já o algoritmo original possui estrutura semelhante ao proposto, sendo que não possui o filtro adaptativo. O intuito da comparação é observar que apesar da maior complexidade (em comparação ao EPLL e ao SOGI-FLL) e da adição do filtro adaptativo (em comparação a estrutura original) o algoritmo proposto apresenta um desempenho superior no que diz respeito rejeição de sub-harmônicos e inter-harmônicos. Com isso, o mesmo garante, devido a sua robustez, a possibilidade de manter a precisão diante de sinais fortemente distorcidos.

A estrutura do EPLL adotado é a mesma apresentada no Capítulo 2. A estrutura é rerepresentada na Figura 4.16.

Figura 4.16- Diagrama de blocos do EPLL.



Fonte: Próprio Autor.

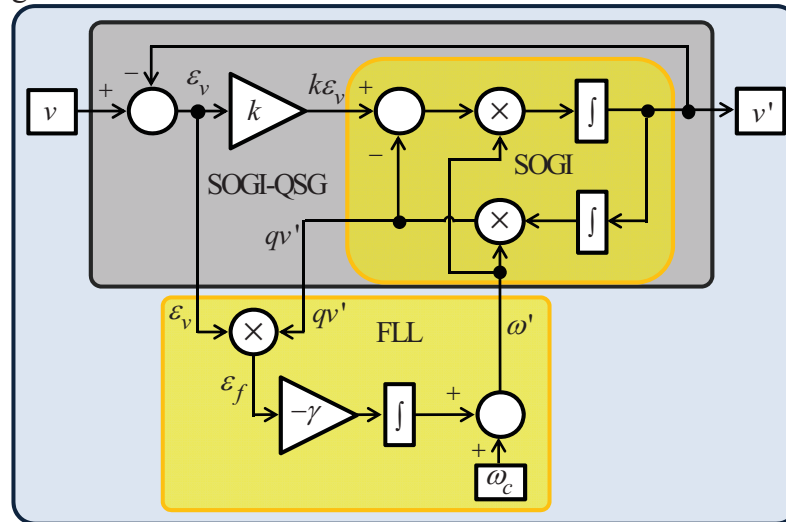
A fim de se obter o adequado funcionamento do EPLL, ajustou-se os valores dos ganhos de acordo com os apresentados em (KARIMI-GHARTEMANI, 2007). Neste caso, tem-se a seguinte relação entre os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  do bloco F:

$$8 \times k_i = V \times k_p^2 \quad (4.1)$$

Sendo  $V$  a amplitude do sinal de entrada. O valor de  $V$  é considerado unitário. A partir do exposto, tem-se que os valores de  $k_p$  e  $k_i$  foram ajustados para 200 e 5000, respectivamente. Já o valor do ganho  $k$  referente ao filtro *notch* adaptativo, tem-se que o valor adotado é 100.

Já a estrutura do SOGI-FLL adotado é a mesma apresentada no Capítulo 2. Esta estrutura é rerepresentada na Figura 4.17.

Figura 4.17- Diagrama de blocos do SOGI-FLL.



Fonte: Próprio Autor.

O ganho  $k$  utilizado neste algoritmo foi ajustado de forma a seguir as premissas apresentadas em (CIOBOTARU et al., 2006). Com isso utilizou-se um valor de 0,7. Já o ajuste do ganho  $\gamma$  foi efetuado de forma empírica a fim de se obter os melhores resultados. Com isso, utilizou-se o valor de 100.

Já para a estrutura do algoritmo original, visto que o mesmo só possui um valor de ganho a ser ajustado (referente ao ganho da malha do cálculo da frequência) utilizou-se o mesmo valor indicado por Moor Neto (2008), ou seja, valor igual a 9.

As simulações apresentadas no subtópico 4.3.1 abordam a elevada capacidade de rejeição a sub-harmônicos e inter-harmônicos do algoritmo proposto, o mesmo foi capaz de responder adequadamente mesmo diante de distúrbios de amplitude, de frequência e de fase (os quais ocorreram ao mesmo tempo).

Neste caso, a análise comparativa será feita nas mesmas condições no que diz respeito a presença de distorções sub-harmônicas e inter-harmônicas. Primeiramente, tem-se que o sinal de entrada  $u(t)$  será distorcido por meio da presença de inter-harmônico com 20 % na frequência de 222 Hz e 20 % na frequência de 312 Hz. Após a análise para a presença de inter-harmônicos, as estruturas serão comparadas no que diz respeito a presença de sub-harmônicos. Neste caso o sinal de entrada será distorcido por meio da presença de sub-

harmônico com 10 % na frequência de 30 Hz e 10 % de sub-harmônicos na frequência de 35 Hz.

Primeiramente, comparando-se o nível de distorção apresentado pelos sinais estimados tem-se que para a presença dos inter-harmônicos citados os sinais apresentam as distorções harmônicas destacadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1- Taxa de distorção harmônica na presença de inter-harmônicos.

	PLL Proposto	EPLL	SOGI_FLL	PLL Original
THD (%)	0,3	2,8	3,0	3,9

Fonte: Próprio Autor.

No segundo caso, comparando-se o nível de distorção apresentado pelos sinais estimados tem-se que para a presença dos sub-harmônicos citados os sinais apresentam as distorções harmônicas destacadas na Tabela 4.2.

Tabela 4.2- Taxa de distorção harmônica na presença de sub-harmônicos.

	PLL Proposto	EPLL	SOGI_FLL	PLL Original
THD (%)	0,6	2,6	3,2	5,1

Fonte: Próprio Autor.

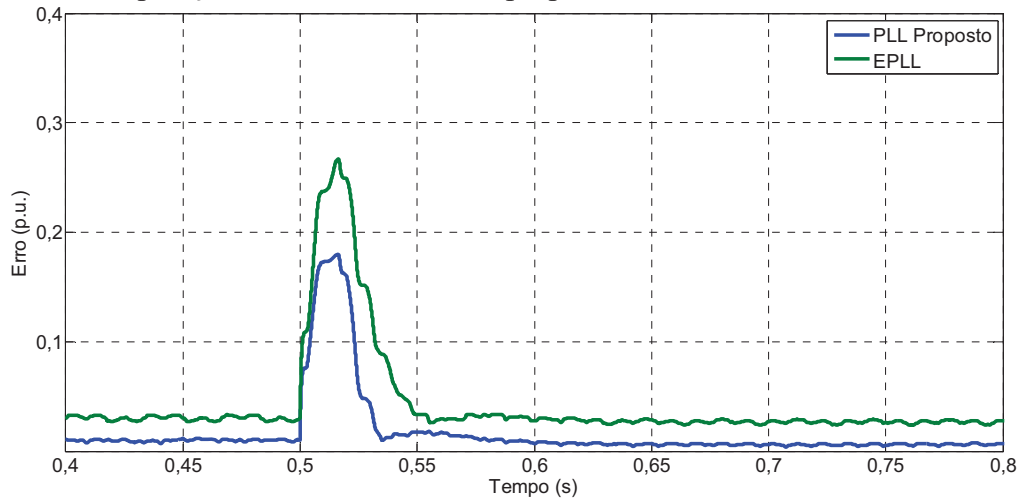
Pode-se observar que em ambos os casos a estrutura proposta apresentou um sinal estimado com uma taxa de distorção harmônica menor que as demais estruturas. Tendo em vista a precisão do algoritmo em regime permanente, a seguir será analisado o comportamento dos mesmos sob a presença de um degrau de amplitude, degrau de frequência e degrau de fase. O comportamento diante destes distúrbios será analisado tanto para a presença de sub-harmônicos como para a presença de inter-harmônicos.

#### 4.3.2.1 *Variação de Amplitude, da Frequência e da Fase do Sinal de Entrada*

Nas Figuras 4.18, 4.19 e 4.20, pode-se verificar o desempenho do algoritmo PLL para sistemas monofásicos em relação à os outros métodos de sincronização diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no tempo  $t = 0,5$  s. Nestas figuras são apresentados os erros entre a componente fundamental do sinal de entrada e a componente fundamental estimada pelo algoritmo. O sinal de entrada considerado foi o

mesmo do caso considerado na Tabela 4.1 para a presença de inter-harmônicos. No instante de tempo  $t = 0,5$  s ocorre um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

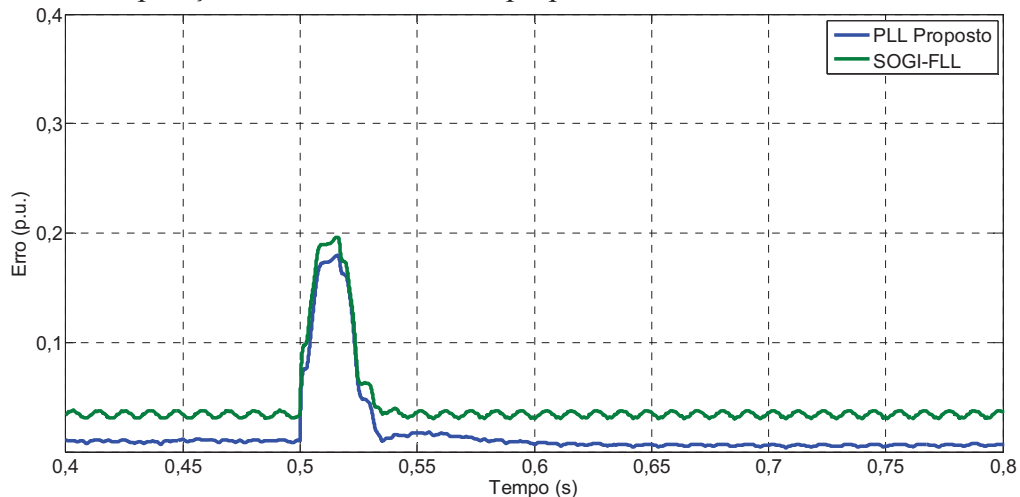
Figura 4.18- Comparação do erro entre o PLL proposto e o EPLL.



Fonte: Próprio Autor.

Analisando o comportamento do erro ( $\varepsilon$ ) apresentado na Figura 4.18, pode-se observar que o valor rms do erro em regime apresentado pelo PLL proposto é 0,007 p.u. e o tempo de acomodação é menor que 100 ms. Já para o EPLL o valor rms do erro em regime é 0,03 p.u. e o tempo de acomodação é em torno de 65 ms.

Figura 4.19- Comparação do erro entre o PLL proposto e o SOGI-FLL.

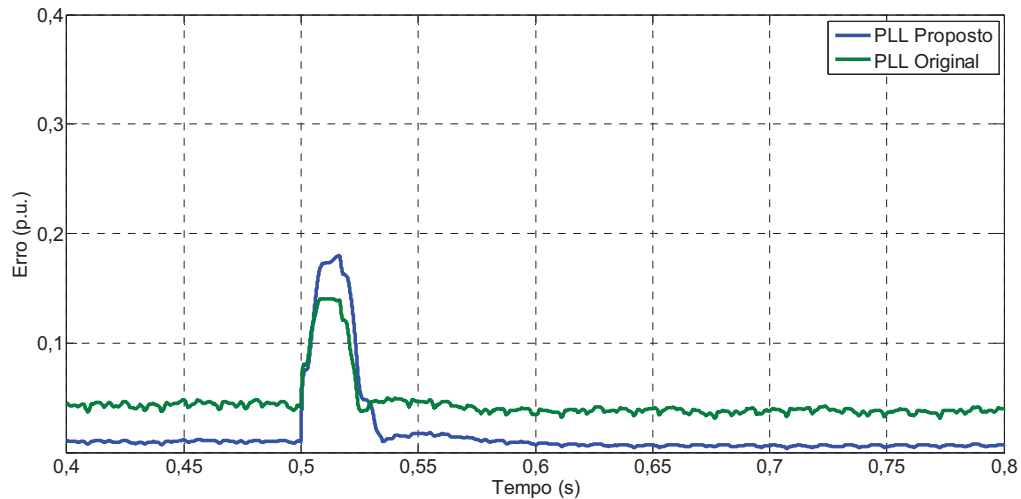


Fonte: Próprio Autor.



Analisando o comportamento do erro ( $\epsilon$ ) apresentado na Figura 4.19, pode-se observar que o valor rms do erro em regime apresentado pelo PLL proposto é 0,007 p.u. e o tempo de acomodação é menor que 100 ms. Já para o SOGI-FLL o valor rms do erro em regime é 0,035 p.u. e o tempo de acomodação é em torno de 60 ms.

Figura 4.20- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original.



Fonte: Próprio Autor.

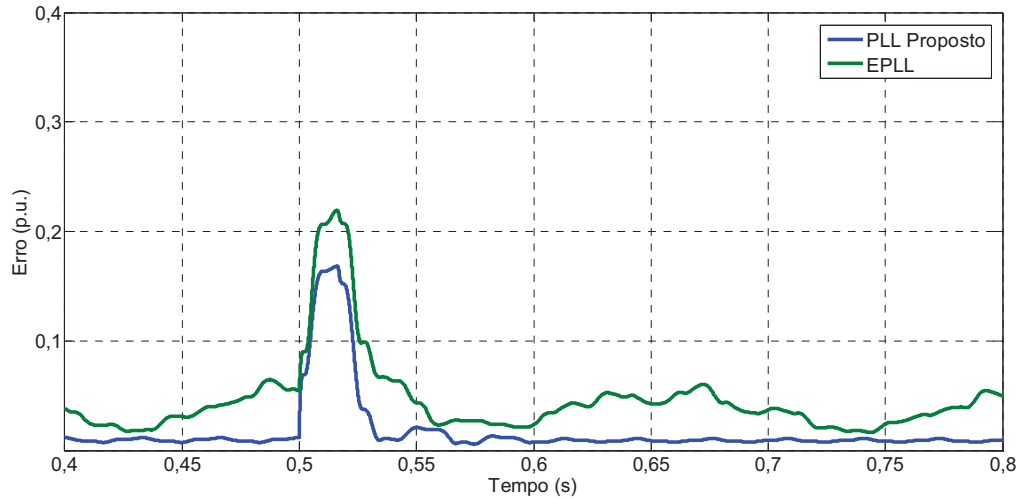
Analisando o comportamento do erro ( $\epsilon$ ) apresentado na Figura 4.20, pode-se observar que o valor rms do erro em regime apresentado pelo PLL proposto é 0,007 p.u. e o tempo de acomodação é menor que 100 ms. Já para o PLL original o valor rms do erro em regime é 0,04 p.u. e o tempo de acomodação é em torno de 50 ms.

Visto o comportamento das estruturas diante de inter-harmônicos, pode-se observar que o PLL proposto apresenta um tempo de acomodação mais elevado, porém o valor rms do erro apresentado pelo mesmo é menor que os demais métodos. Com isso, pode-se definir o método de sincronização proposto como sendo mais uma opção de sistema de sincronização onde se deseja uma maior precisão no que diz respeito a presença de inter-harmônicos na rede.

Nas Figuras 4.21, 4.22 e 4.23, pode-se verificar o desempenho do PLL para sistemas monofásicos em relação aos outros métodos de sincronização diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no tempo  $t = 0,5$  s. Nestas figuras são apresentados os erros entre a componente fundamental do sinal de entrada e a componente fundamental estimada pelo algoritmo. O sinal de entrada considerado foi o mesmo do caso considerado na Tabela 4.2 para a presença de sub-harmônicos. No instante de tempo  $t = 0,5$  s ocorre um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma

variação da defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

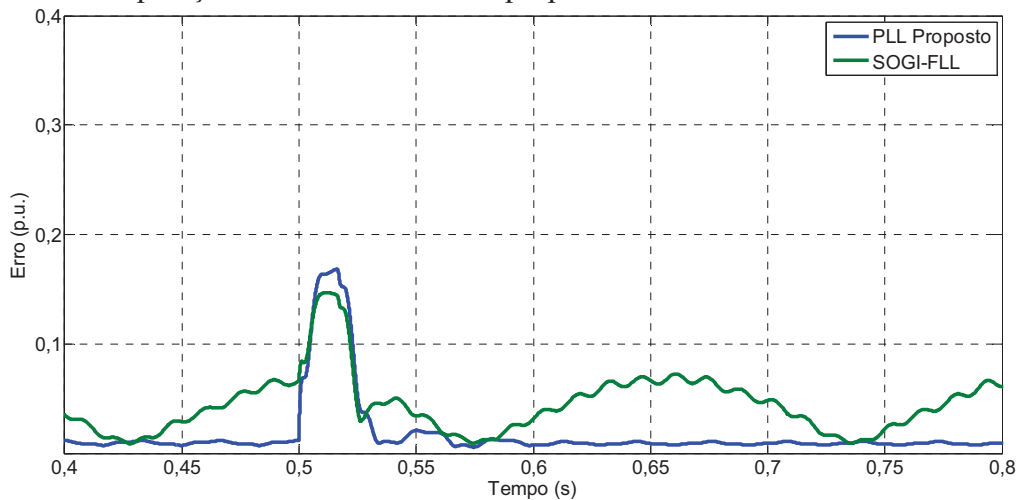
Figura 4.21- Comparação do erro entre o PLL proposto e o EPLL.



Fonte: Próprio Autor.

Analisando o comportamento do erro ( $\varepsilon$ ) apresentado na Figura 4.21, pode-se observar que o valor rms do erro em regime apresentado pelo PLL proposto é 0,01 p.u. e o tempo de acomodação é menor que 100 ms. Já para o EPLL o valor rms do erro em regime é 0,062 p.u. e o tempo de acomodação é em torno de 65 ms.

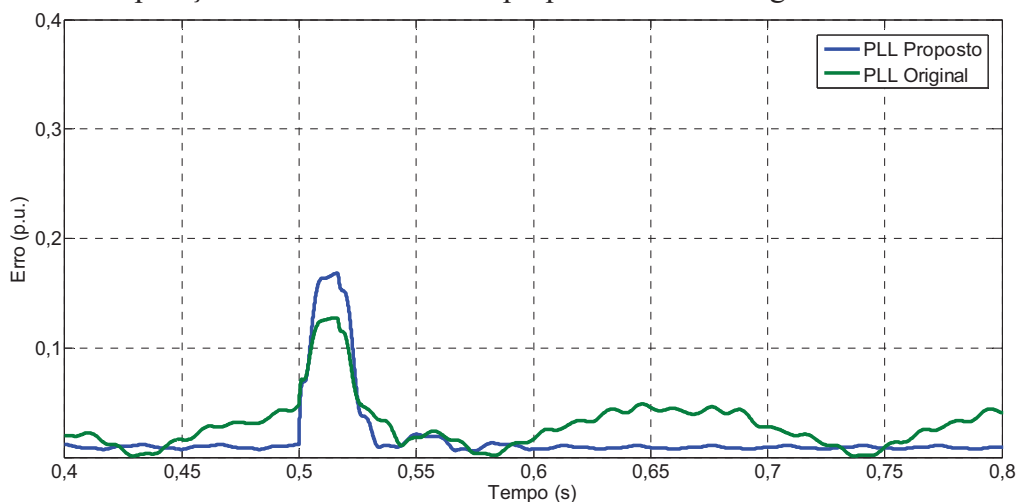
Figura 4.22- Comparação do erro entre o PLL proposto e o SOGI-FLL.



Fonte: Próprio Autor.

Analisando o comportamento do erro ( $\varepsilon$ ) apresentado na Figura 4.22, pode-se observar que o valor rms do erro em regime apresentado pelo PLL proposto é 0,01 p.u. e o tempo de acomodação é menor que 100 ms. Já para o SOGI-FLL o valor rms do erro em regime é 0,07 p.u. e o tempo de acomodação é em torno de 60 ms.

Figura 4.23- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original.



Fonte: Próprio Autor.

Analisando o comportamento do erro ( $\varepsilon$ ) apresentado na Figura 4.23 pode-se observar que o valor rms do erro em regime apresentado pelo PLL proposto é 0,01 p.u. e o tempo de acomodação é menor que 100 ms. Já para o PLL original o valor rms do erro em regime é 0,05 p.u. e o tempo de acomodação é em torno de 50 ms.

Visto o comportamento das estruturas diante de sub-harmônicos, pode-se observar que o PLL proposto apresenta um tempo de acomodação mais elevado, porém o valor rms do erro apresentado pelo mesmo é menor que os demais métodos. Com isso, pode-se definir o método de sincronização proposto como sendo mais uma opção de sistema de sincronização onde se deseja uma maior precisão no que diz respeito a presença de sub-harmônicos na rede.

#### 4.4 Simulação e Análise Comparativa do PLL para Sistemas Trifásicos

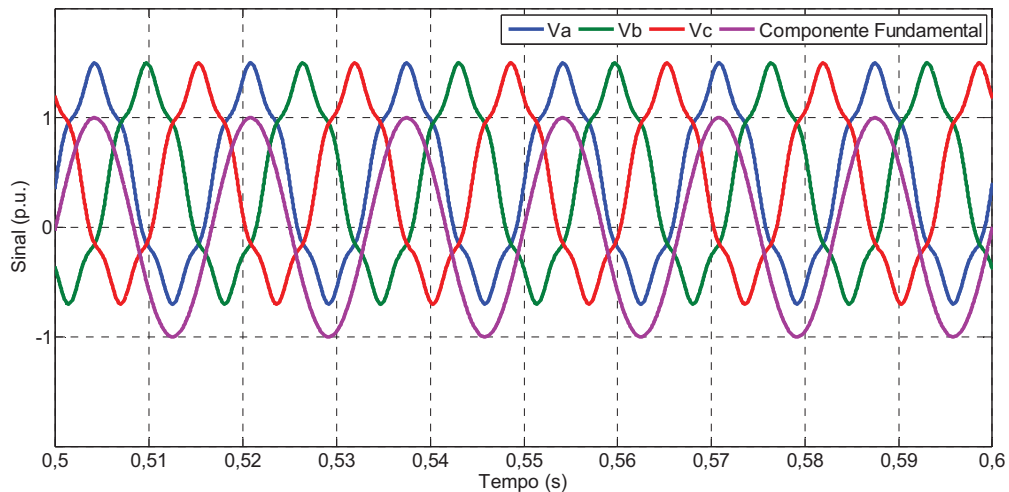
Para a simulação do modelo trifásico, inicialmente considerou-se um sinal de entrada  $u(t)$  composto por uma senóide com amplitude  $V = 1$  e frequência fundamental de 60 Hz e componentes com frequências harmônicas e componente CC. Isso foi realizado para demonstrar que o algoritmo proposto possui a mesma capacidade de rejeição a estes distúrbios

(componente harmônica e em nível CC) que o algoritmo original. Especificou-se uma distorção harmônica de 10 % na frequência de 300 Hz e 40 % de componente CC.

Para a simulação do modelo trifásico, considerou-se um sinal de entrada composto por três senóides, defasadas de  $120^\circ$  com amplitude  $V = 1$  p.u. e frequência fundamental de 60 Hz e componentes com frequências harmônicas e componente CC. Isso foi realizado para demonstrar que o algoritmo proposto possui a mesma capacidade de rejeição a estes distúrbios (componente harmônica e em nível CC) que o algoritmo original. Especificou-se uma distorção harmônica de 10 % na frequência de 300 Hz e 40 % de componente CC.

As formas de onda dos sinais de entrada e sua respectiva componente fundamental de sequência positiva estão representadas na Figura 4.24.

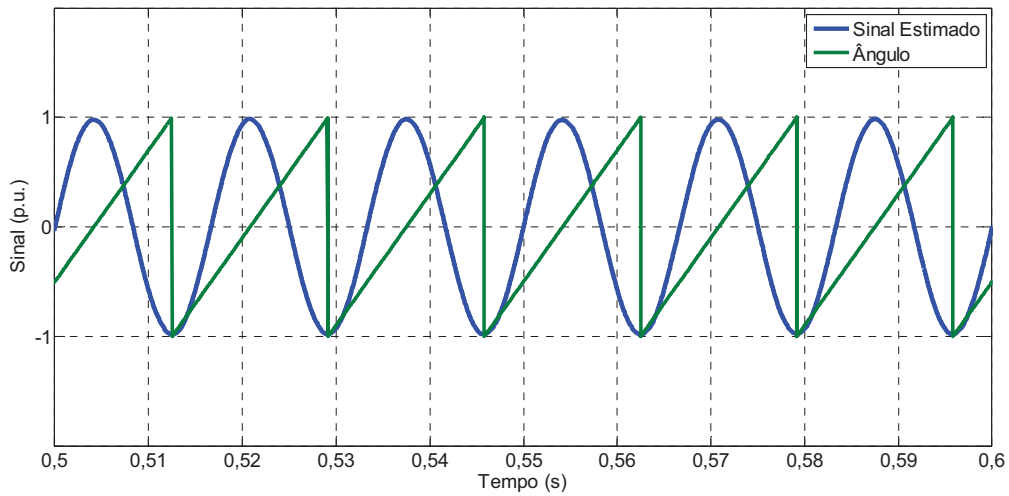
Figura 4.24- Sinais de entrada e componente fundamental de sequência positiva.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.25, apresenta-se a componente fundamental de sequência positiva estimada e o ângulo de sincronismo estimados pelo algoritmo. Visto que o algoritmo apresentou uma resposta adequada neste caso, será analisado, adiante, o comportamento do algoritmo frente a presença de sub e inter-harmônicos.

Figura 4.25- Componente fundamental estimada e ângulo de sincronismo.



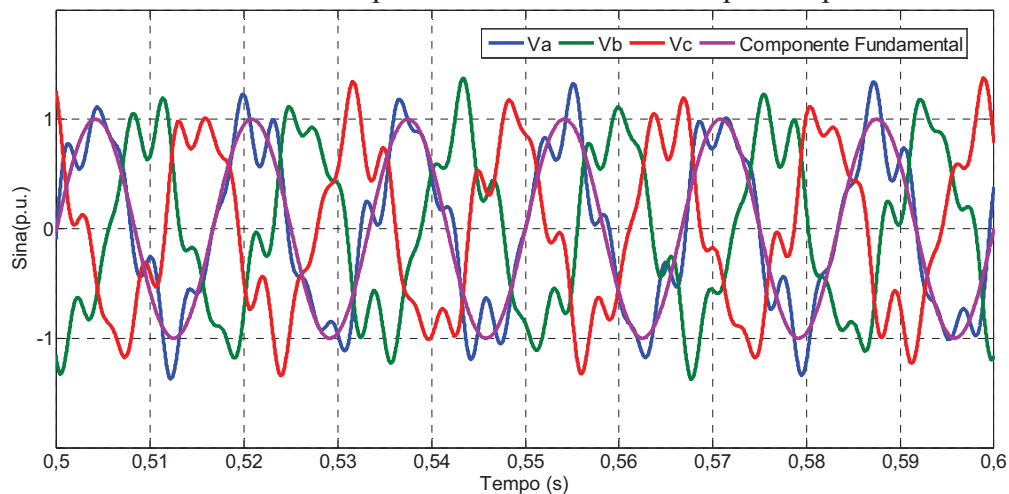
Fonte: Próprio Autor.

#### 4.4.1 Simulação do Modelo Trifásico

Para a simulação do modelo trifásico, considerou-se um sinal de entrada composto por três senóides, defasadas de  $120^\circ$  com amplitude  $V = 1$  p.u. e frequência fundamental de 60 Hz e componentes com frequências de sub e inter-harmônicas. Primeiramente especificou-se uma distorção inter-harmônica de 20 % na frequência de 222 Hz e 20 % na frequência de 312 Hz.

As formas de onda dos sinais de entrada e sua respectiva componente fundamental de sequência positiva estão representadas na Figura 4.26.

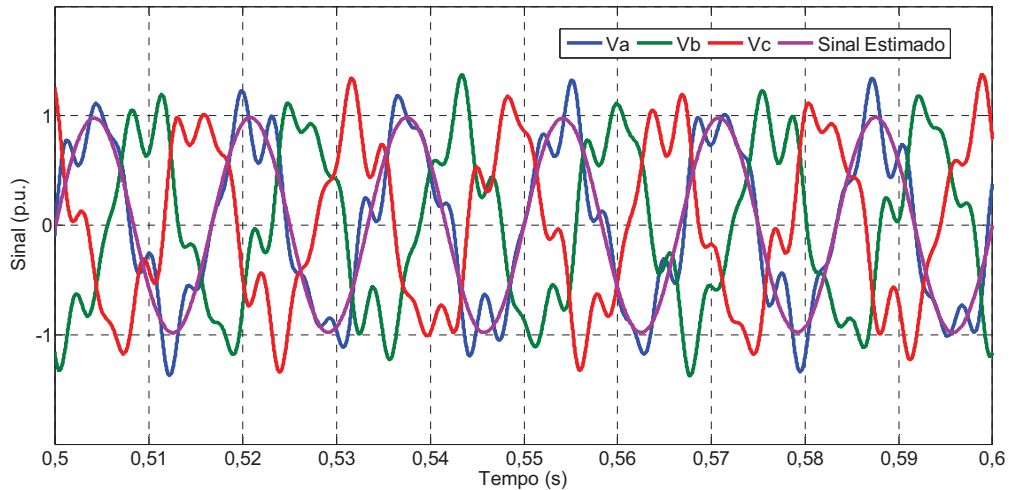
Figura 4.26- Sinais de entrada e componente fundamental de sequência positiva.



Fonte: Próprio Autor.

As formas de onda dos sinais de entrada e da componente fundamental de sequência positiva estimada estão representadas na Figura 4.27.

Figura 4.27- Sinais de entrada e componente fundamental de sequência positiva estimada.

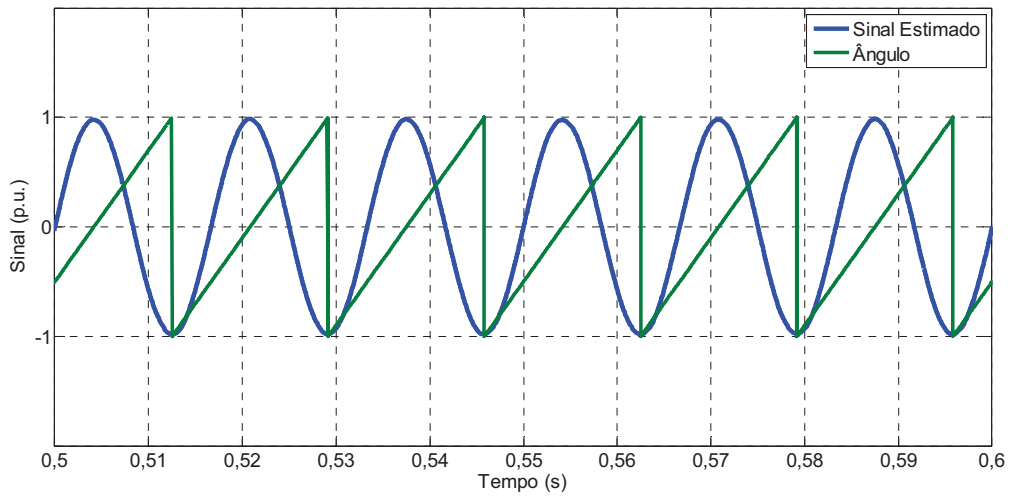


Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.28, apresenta-se a componente fundamental de sequência positiva estimada e o ângulo de sincronismo estimados pelo algoritmo. Para representar o ângulo de sincronismo, dividiu-se o mesmo por  $\pi$  rad. A distorção total do sinal estimado é em torno de 0,28 %, confirmando a elevada rejeição do algoritmo proposto ao distúrbio presente no sinal de entrada.

Visto que o algoritmo apresentou uma resposta adequada em regime permanente, será analisado, adiante, o comportamento do algoritmo frente a um degrau de frequência, degrau de fase e degrau de amplitude da componente fundamental.

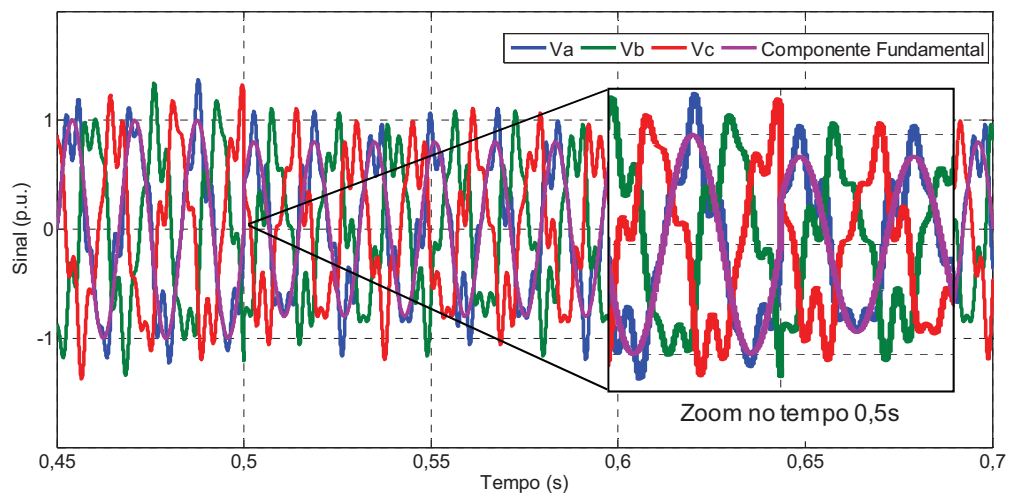
Figura 4.28- Componente fundamental estimada e ângulo de sincronismo.



Fonte: Próprio Autor.

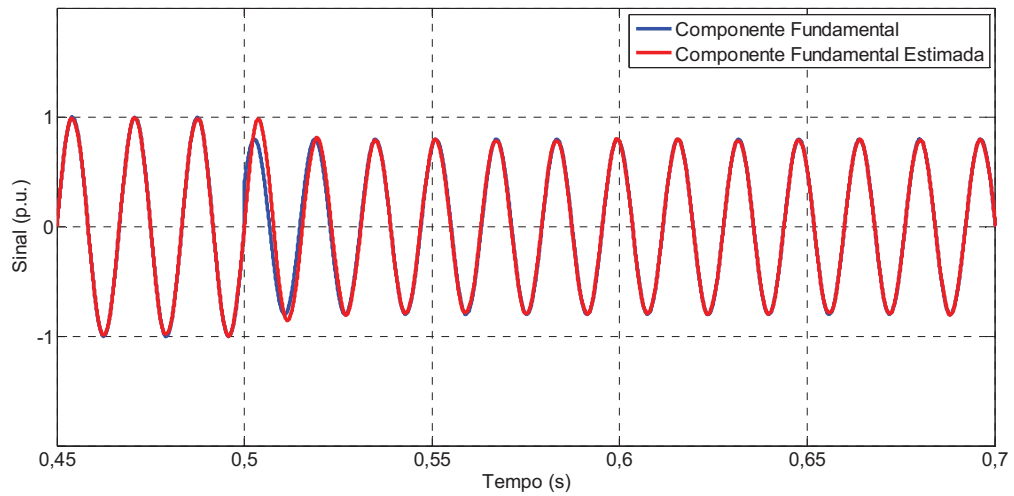
Nas Figuras 4.29, 4.30 e 4.31, pode-se verificar o desempenho do algoritmo para sistemas trifásicos diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no instante de tempo  $t = 0,5$  s. O sinal de entrada considerado foi o mesmo do caso apresentado na Figura 4.26. No tempo  $t = 0,5$  s ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

Figura 4.29- Sinal de entrada e componente fundamental.



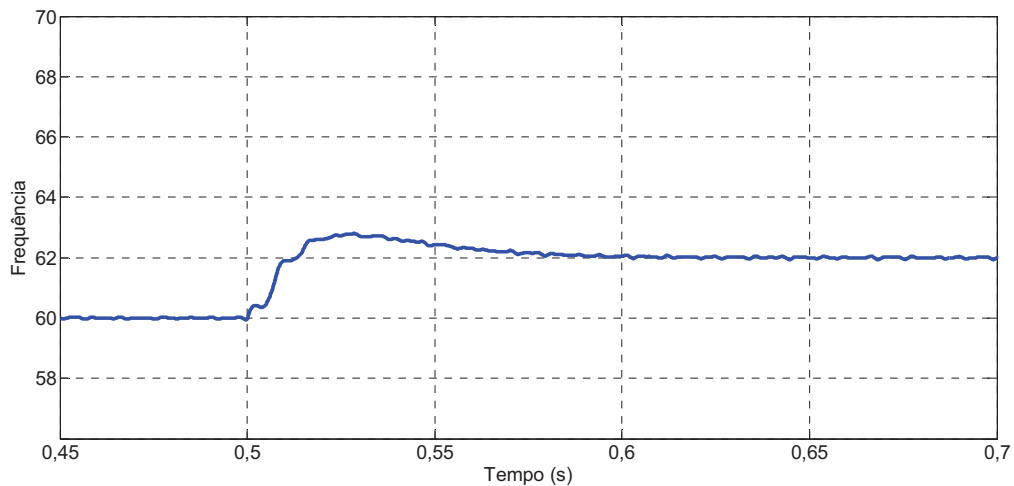
Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.30- Componente fundamental e componente fundamental estimada.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.31- Frequência estimada.



Fonte: Próprio Autor.

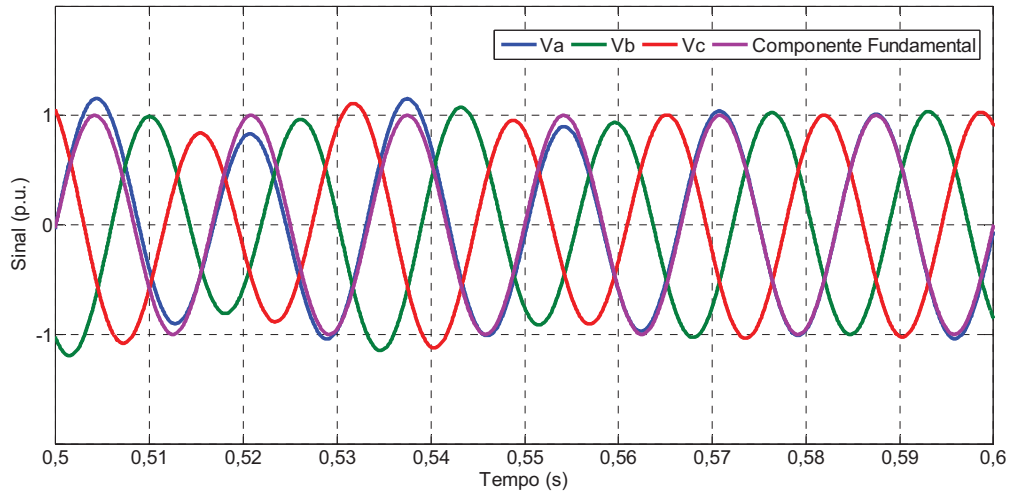
Pode-se observar que mesmo diante deste quadro de distúrbio elevado, onde os mesmos ocorreram simultaneamente, o algoritmo foi capaz de estimar com precisão a componente fundamental do sinal de entrada.

A partir do exposto, verifica-se o funcionamento do algoritmo diante de distorção sub-harmônica. Especificou-se uma distorção sub-harmônica de 10 % na frequência de 30 Hz e 10% na frequência de 35 Hz.

As formas de onda dos sinais de entrada e sua respectiva componente fundamental de sequência positiva estão representadas na Figura 4.32.

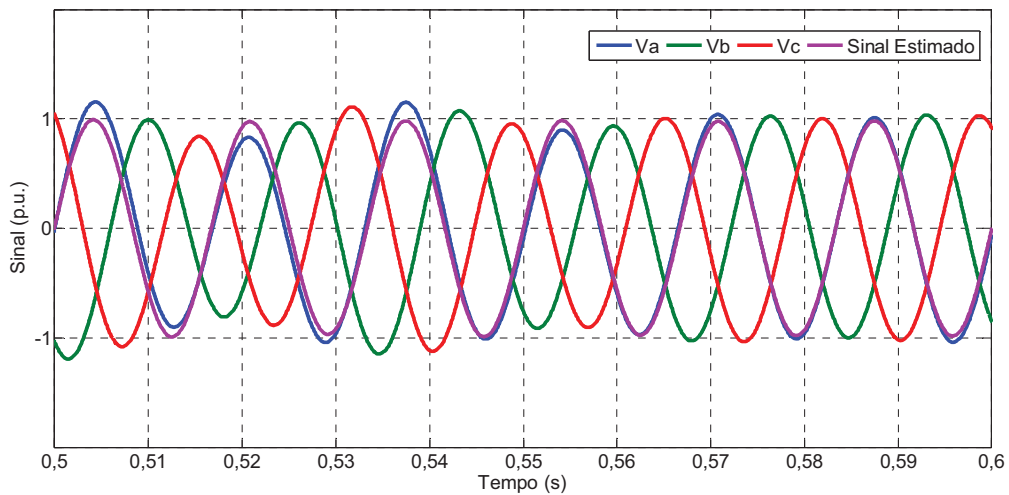


Figura 4.32- Sinal de entrada e componente fundamental de sequência positiva.



Fonte: Próprio Autor.

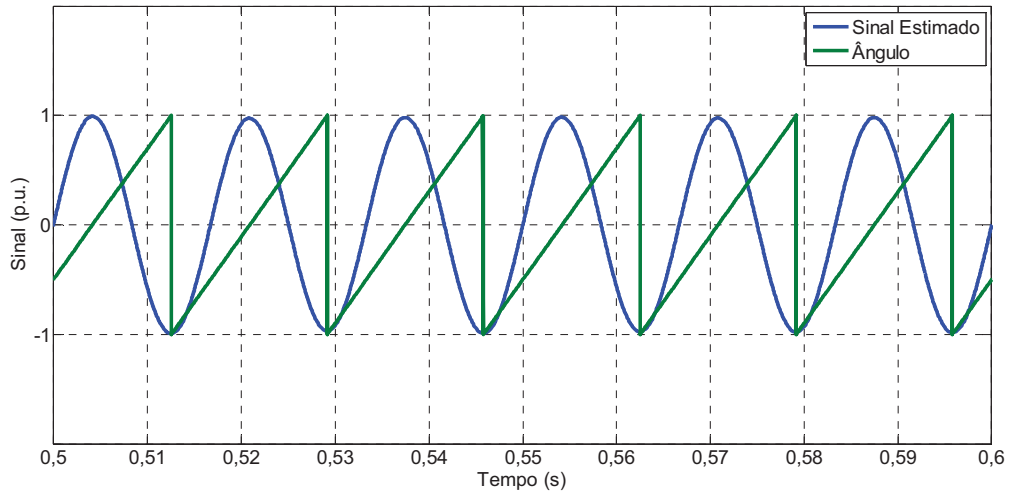
Figura 4.33- Sinal de entrada e componente fundamental de sequência positiva estimada.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.34, apresenta-se a componente fundamental estimada pelo algoritmo e o ângulo de sincronismo estimado. Para representar o ângulo de sincronismo, dividiu-se o mesmo por  $\pi$  rad. A distorção total do sinal estimado é de 0,62 %, confirmando a elevada rejeição do algoritmo proposto ao distúrbio presente no sinal de entrada.

Figura 4.34- Componente fundamental estimada e ângulo de sincronismo.

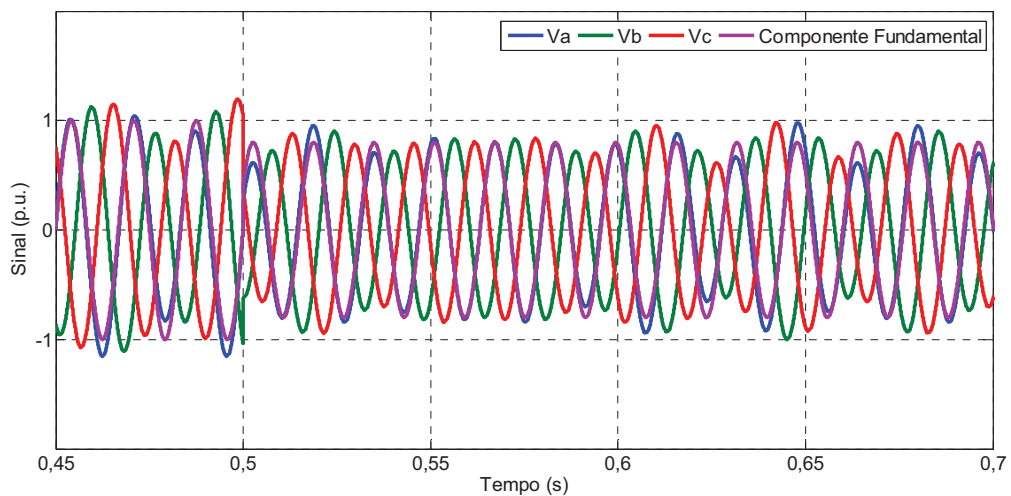


Fonte: Próprio Autor.

Visto que o algoritmo apresentou uma resposta adequada em regime permanente, será analisado, adiante, o comportamento do algoritmo frente a um degrau de frequência, degrau de fase e degrau de amplitude da componente fundamental.

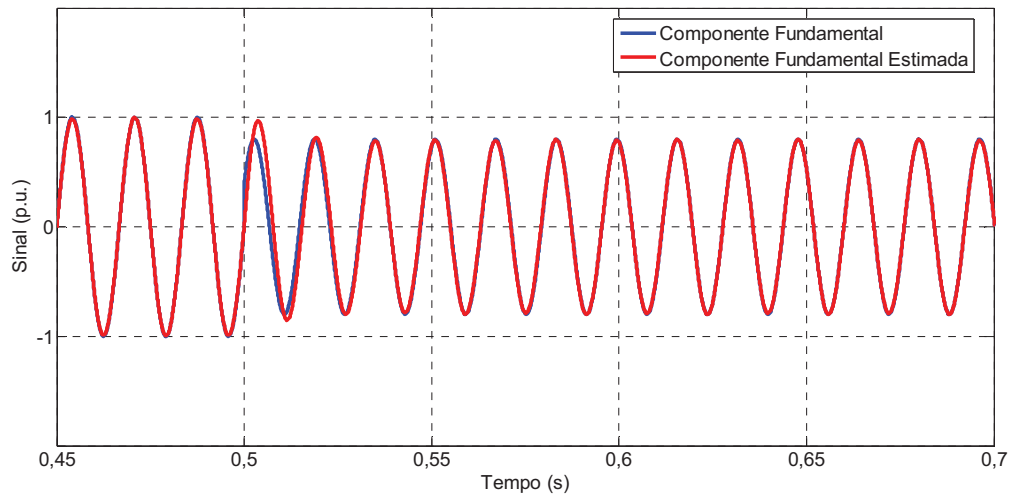
Nas Figuras 4.35, 4.36 e 4.37, pode-se verificar o desempenho do PLL para sistemas trifásicos diante de uma situação extrema onde ocorrem, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no tempo  $t = 0,5$  s. O sinal de entrada considerado foi o mesmo do caso apresentado na Figura 4.32. No instante de tempo  $t = 0,5$  s ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

Figura 4.35- Sinal de entrada e componente fundamental de sequência positiva.



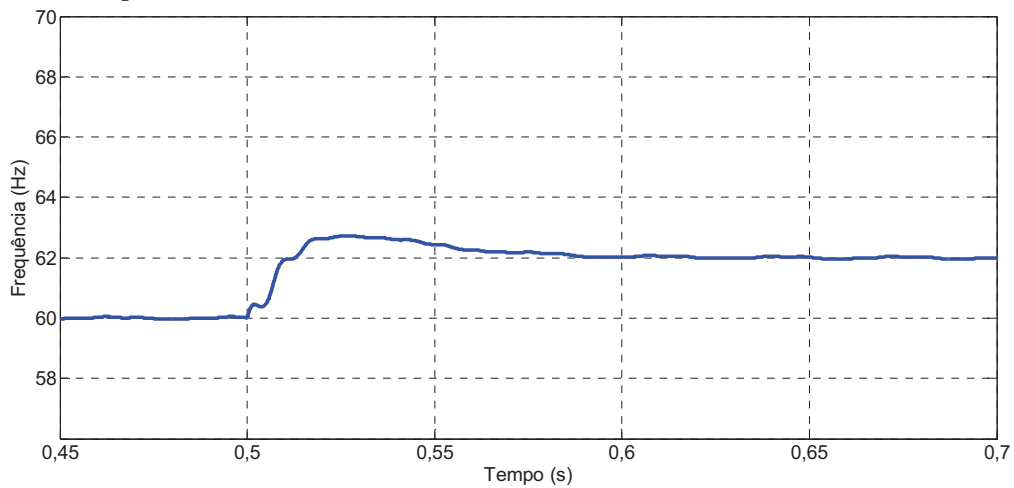
Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.36- Componente fundamental e componente fundamental estimada.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.37- Frequência estimada.



Fonte: Próprio Autor.

Pode-se observar que mesmo diante deste quadro de distúrbio elevado, onde os mesmos ocorreram simultaneamente, o algoritmo foi capaz de estimar com precisão a componente fundamental do sinal de entrada.

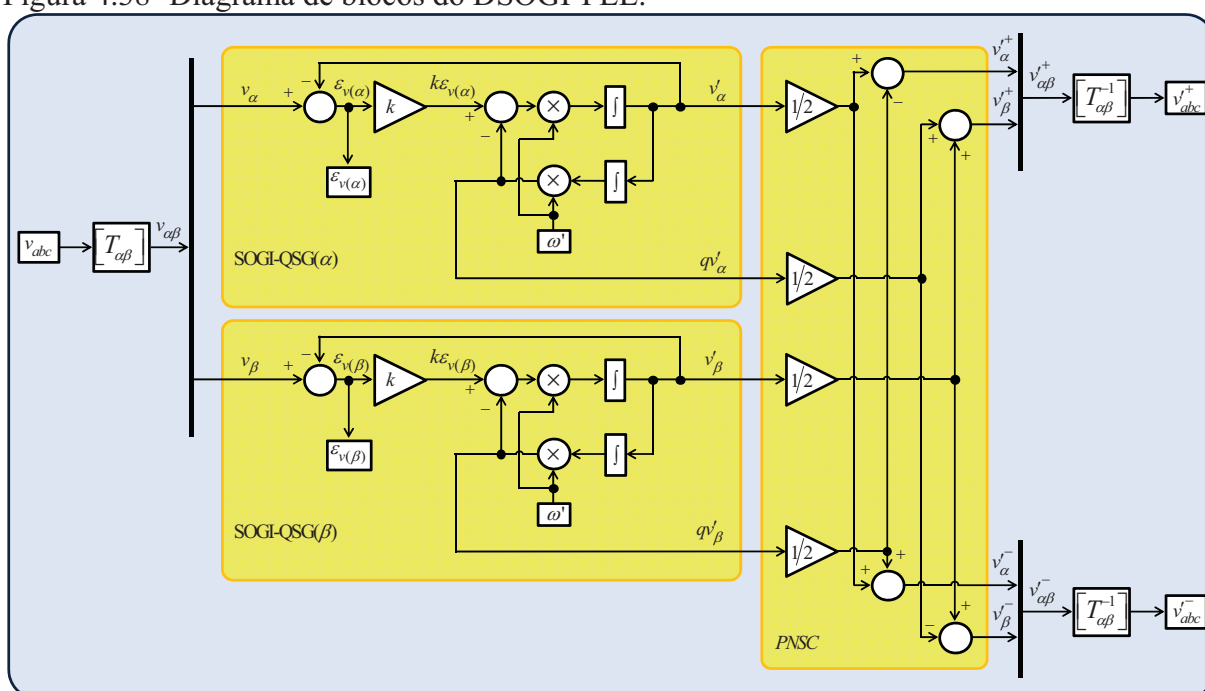
Com base nos resultados obtidos, será abordado na próxima seção o comportamento do algoritmo proposto com relação a algoritmos amplamente utilizados na literatura no que diz respeito a presença de sub-harmônicos e inter-harmônicos.

#### 4.4.2 Análise Comparativa

Nesta seção serão comparados ao algoritmo para sistemas trifásicos proposto outros algoritmos utilizados na literatura, o DSOGI-FLL e o algoritmo original. O DSOGI-FLL tem como atrativo a facilidade de implementação quando comparado a estrutura proposta. Já o algoritmo original possui estrutura semelhante ao proposto, sendo que não possui o filtro adaptativo. O intuito da comparação é observar que apesar da maior complexidade (em comparação ao DSOGI-FLL) e da adição do filtro adaptativo (em comparação a estrutura original) o algoritmo proposto apresenta um desempenho superior no que diz respeito rejeição de sub-harmônicos e inter-harmônicos. Com isso, o mesmo garante, devido a sua robustez, a possibilidade de manter a precisão diante de sinais fortemente distorcidos.

A estrutura do DSOGI-FLL adotado é a mesma apresentada no Capítulo 2. Esta estrutura é rerepresentada na Figura 4.38.

Figura 4.38- Diagrama de blocos do DSOGI-FLL.



Fonte: Próprio Autor.

O ganho  $k$  utilizado neste algoritmo foi ajustado para um valor de 0,5. Já o ajuste do ganho  $\gamma$  foi efetuado de forma empírica a fim de se obter os melhores resultados. Com isso, utilizou-se o valor de 100.

Já para a estrutura do algoritmo original, visto que o mesmo só possui um valor de ganho a ser ajustado (referente ao ganho da malha do cálculo da frequência) utilizou-se o mesmo valor indicado igual a 9.

As simulações apresentadas no tópico 4.4.1 abordam a elevada capacidade de rejeição a sub-harmônicos e inter-harmônicos do algoritmo proposto, o mesmo foi capaz de responder adequadamente mesmo diante de distúrbios de amplitude, de frequência e de fase (os quais ocorreram ao mesmo tempo).

Neste caso, a análise comparativa será feita nas mesmas condições no que diz respeito a presença de distorções sub-harmônicas e inter-harmônicas. Primeiramente, tem-se que o sinal de entrada  $u(t)$  será distorcido por meio da presença de inter-harmônico com 20 % na frequência de 222 Hz e 20 % na frequência de 312 Hz. Após a análise para a presença de inter-harmônicos, as estruturas serão comparadas no que diz respeito a presença de sub-harmônicos. Neste caso o sinal de entrada será distorcido por meio da presença de sub-harmônico com 10 % na frequência de 30 Hz e 10 % de sub-harmônicos na frequência de 35 Hz.

Primeiramente, comparando-se o nível de distorção apresentado pelos sinais estimados tem-se que para a presença dos inter-harmônicos citados os sinais apresentam as distorções harmônicas destacadas na Tabela 4.3.

Tabela 4.3- Taxa de distorção harmônica na presença de inter-harmônicos.

	<b>PLL Proposto</b>	<b>SOGI-FLL</b>	<b>PLL Original</b>
<b>THD (%)</b>	0,28	1,6	4,2

Fonte: Próprio Autor.

No segundo caso, comparando-se o nível de distorção apresentado pelos sinais estimados tem-se que para a presença dos sub-harmônicos citados os sinais apresentam as distorções harmônicas destacadas na Tabela 4.4.

Tabela 4.4- Taxa de distorção harmônica na presença de sub-harmônicos.

	<b>PLL Proposto</b>	<b>SOGI-FLL</b>	<b>PLL Original</b>
<b>THD (%)</b>	0,62	3,1	5,4

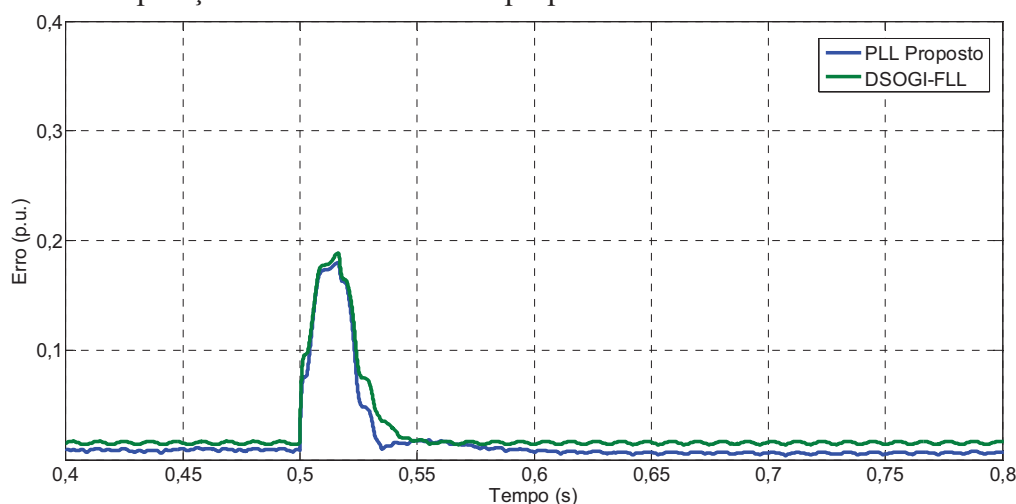
Fonte: Próprio Autor.

Pode-se observar que em ambos os casos a estrutura proposta apresentou um sinal estimado com uma taxa de distorção harmônica menor que as demais estruturas. Tendo em vista a precisão do algoritmo em regime permanente, a seguir será analisado o comportamento dos mesmos sob a presença de um degrau de amplitude, degrau de frequência e degrau de fase. O comportamento diante destes distúrbios será analisado tanto para a presença de sub-harmônicos como para a presença de inter-harmônicos.

#### 4.4.2.1 *Variação de Amplitude, da Frequência e da Fase do Sinal de Entrada*

Nas Figuras 4.39 e 4.40, pode-se verificar o desempenho do PLL para sistemas trifásicos em relação à os outros métodos de sincronização diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no tempo  $t = 0,5$  s. Nestas figuras são apresentados os erros entre a componente fundamental do sinal de entrada e a componente fundamental estimada pelo algoritmo. O sinal de entrada considerado foi o mesmo do caso considerado na Tabela 4.3 para a presença de inter-harmônicos. No instante de tempo  $t = 0,5$  s ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

Figura 4.39- Comparação do erro entre o PLL proposto e o DSOGI-FLL.

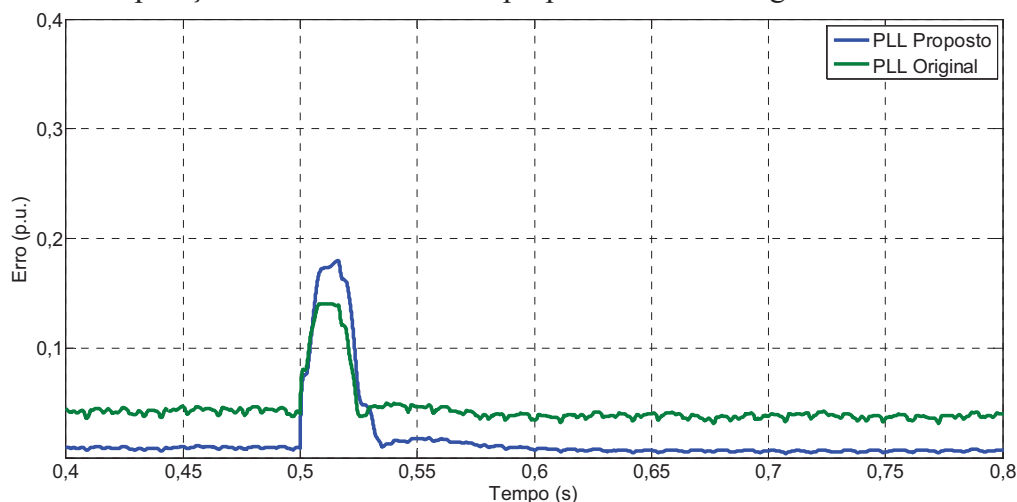


Fonte: Próprio Autor.

Analisando o comportamento do erro ( $\varepsilon$ ) apresentado na Figura 4.39, pode-se observar que o valor rms do erro em regime apresentado pelo PLL proposto é 0,006 p.u. e o

tempo de acomodação é menor que 100 ms. Já para o SOGI-FLL o valor rms do erro em regime é 0,016 p.u. e o tempo de acomodação é em torno de 60 ms.

Figura 4.40- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original.



Fonte: Próprio Autor.

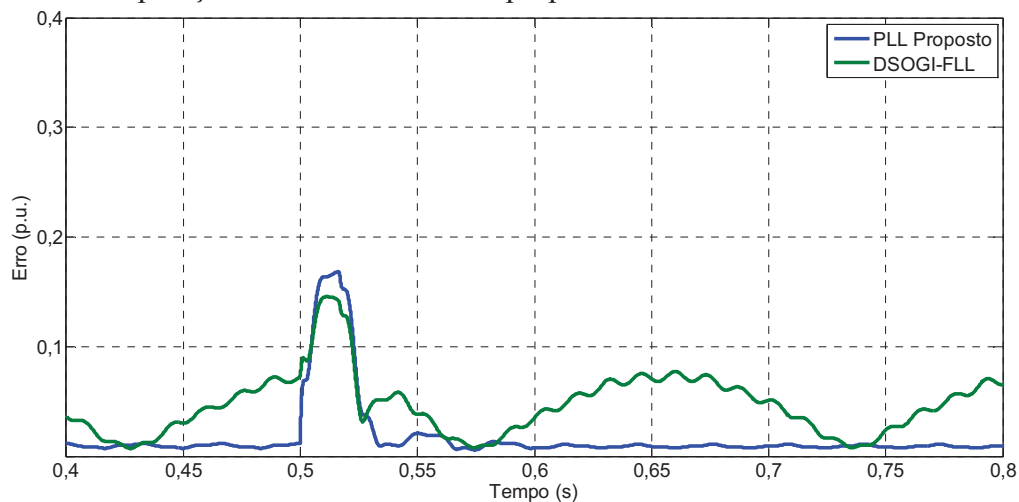
Analisando o comportamento do erro ( $\varepsilon$ ) apresentado na Figura 4.40, pode-se observar que o valor rms do erro em regime apresentado pelo PLL proposto é 0,006 p.u. e o tempo de acomodação é menor que 100 ms. Já para o PLL original o valor rms do erro em regime é 0,037 p.u. e o tempo de acomodação é em torno de 50 ms.

Visto o comportamento das estruturas diante de inter-harmônicos, pode-se observar que o PLL proposto apresenta um tempo de acomodação mais elevado, porém o valor rms do erro apresentado pelo mesmo é menor que os demais métodos. Com isso, pode-se definir o método de sincronização proposto como sendo mais uma opção de sistema de sincronização onde se deseja uma maior precisão no que diz respeito a presença de inter-harmônicos na rede.

Nas Figuras 4.41 e 4.42, pode-se verificar o desempenho do PLL para sistemas trifásicos em relação à os outros métodos de sincronização diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no tempo  $t = 0,5$  s. Nestas figuras são apresentados os erros entre a componente fundamental do sinal de entrada e a componente fundamental estimada pelo algoritmo. O sinal de entrada considerado foi o mesmo do caso considerado na Tabela 4.4 para a presença de sub-harmônicos. No instante de tempo  $t = 0,5$  s ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma

variação da defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

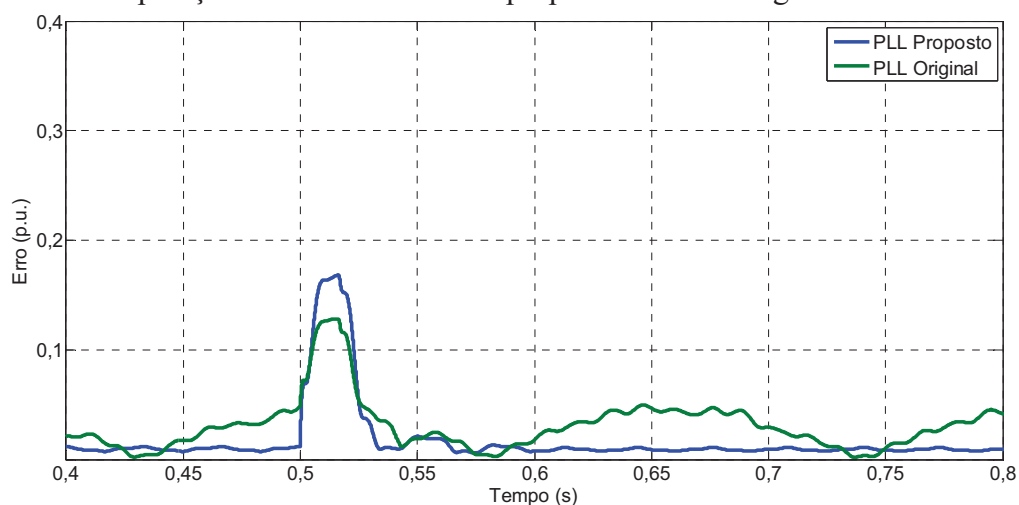
Figura 4.41- Comparação do erro entre o PLL proposto e o DSOGI-FLL.



Fonte: Próprio Autor.

Analisando o comportamento do erro ( $\varepsilon$ ) apresentado na Figura 4.41, pode-se observar que o valor rms do erro em regime apresentado pelo PLL proposto é 0,010 p.u. e o tempo de acomodação é menor que 100 ms. Já para o DSOGI-FLL o valor rms do erro em regime é 0,068 p.u. e o tempo de acomodação é em torno de 60 ms.

Figura 4.42- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original.



Fonte: Próprio Autor.



Analisando o comportamento do erro ( $\varepsilon$ ) apresentado na Figura 4.42, pode-se observar que o valor rms do erro em regime apresentado pelo PLL proposto é 0,010 p.u. e o tempo de acomodação é menor que 100 ms. Já para o PLL original o valor rms do erro em regime é 0,055 p.u. e o tempo de acomodação é em torno de 50 ms.

Visto o comportamento das estruturas diante de sub-harmônicos, pode-se observar que o PLL proposto apresenta um tempo de acomodação mais elevado, porém o valor rms do erro apresentado pelo mesmo é menor que os demais métodos. Com isso, pode-se definir o método de sincronização proposto como sendo mais uma opção de sistema de sincronização onde se deseja uma maior precisão no que diz respeito a presença de sub-harmônicos na rede.

#### 4.5 Resultados Experimentais

O *software* MATLAB é um ambiente de simulação o qual possui uma grande biblioteca de técnicas de análise matemática. Além disto, ele possui ferramentas específicas dentre as quais se destaca o ambiente de simulação por diagrama de blocos Simulink. O Simulink está integrado ao MATLAB como um ambiente interativo para modelagem, análise e simulação de sistemas.

A plataforma DSPACE (plataforma HIL – *Hardware-in-the-Loop*) é um conjunto de *software* e *hardware* projetado para facilitar a implementação de protótipos em bancada e controle em tempo real. Esta ferramenta inteiramente integrada ao ambiente MATLAB/Simulink, reunindo ferramentas para projeto e análise de sistemas com um *software* de implementação em tempo real. Esta plataforma possui ferramentas/dispositivos como a placa de processamento de dados DS1103 com um DSP integrado.

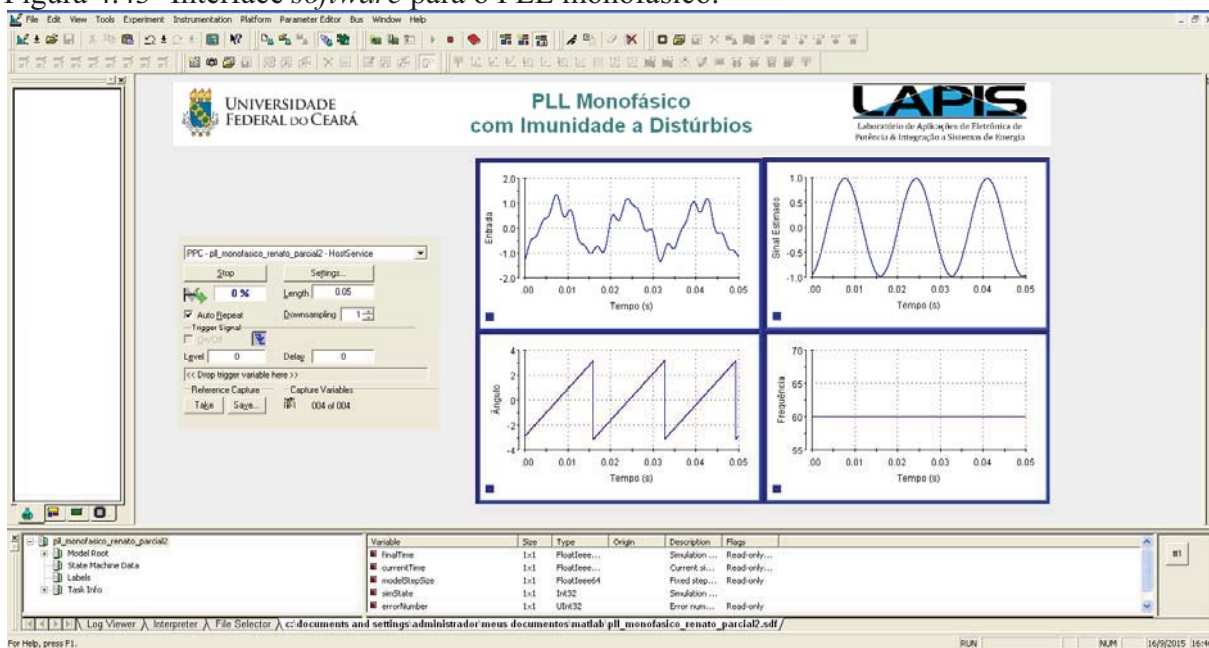
Utilizando a interface programável, a partir do ambiente Simulink, é possível implementar o código utilizado nos sistemas de controle em tempo real através da interface de entrada e saída do *hardware* DSPACE 1103.

A partir do exposto, implementou-se o código dos sistemas de sincronização propostos no ambiente Simulink. Com isso, configurou-se a plataforma DSPACE 1103 com o código desenvolvido. Estando a plataforma programada, fez-se a aquisição dos sinais de entrada distorcido através de uma porta de entrada da plataforma e gerou-se, através das portas de saída da plataforma, as saídas determinadas pelos algoritmos de sincronização desenvolvidos.

A Figura 3.43 apresenta a interface do *software* Control Desk no qual o PLL para sistemas monofásicos foi implementado.

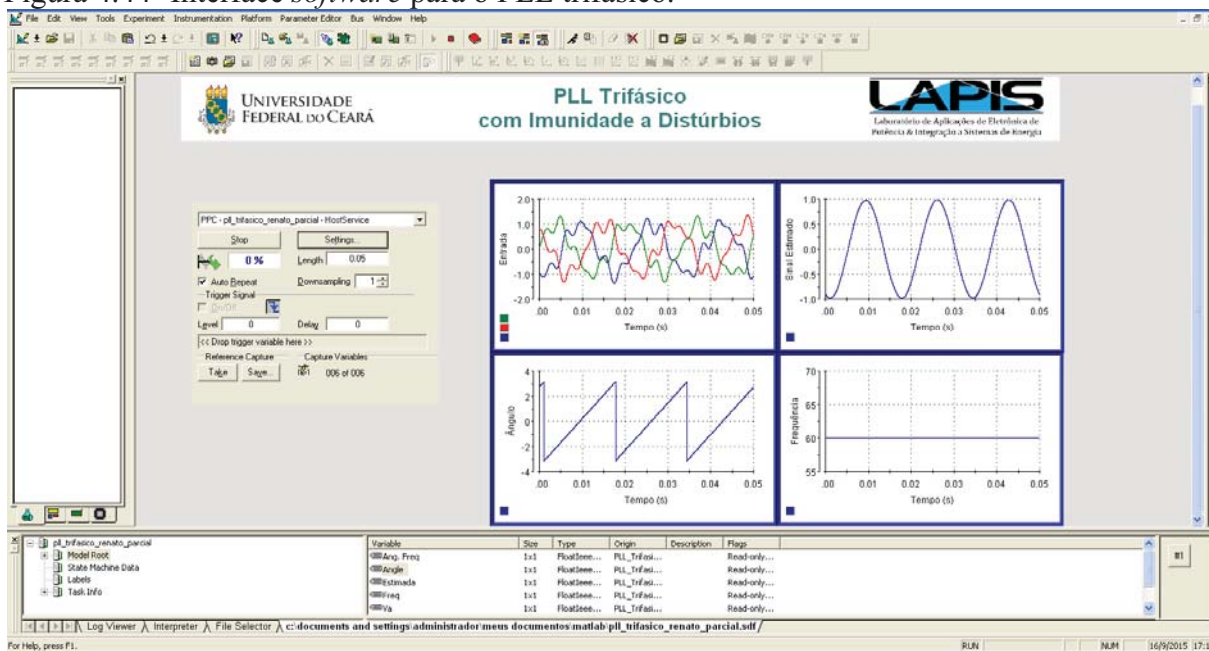
Já a Figura 3.44 apresenta a interface do *software* Control Desk no qual o PLL para sistemas trifásicos foi implementado.

Figura 4.43- Interface *software* para o PLL monofásico.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.44- Interface *software* para o PLL trifásico.



Fonte: Próprio Autor.

O *software* Control Desk, integrado a plataforma DSPACE 1103, permite visualizar as variáveis do sistema compilado em tempo real. Este *software* é um aplicativo que permite que se faça a rápida prototipação do controle desenvolvido na placa DSPACE. Este *software* também permite acesso em tempo real aos canais AD, DA e PWM disponíveis no *hardware* da DS1103, possibilitando assim que variáveis de interesse ligadas a estes canais sejam monitoradas em tempo de execução.

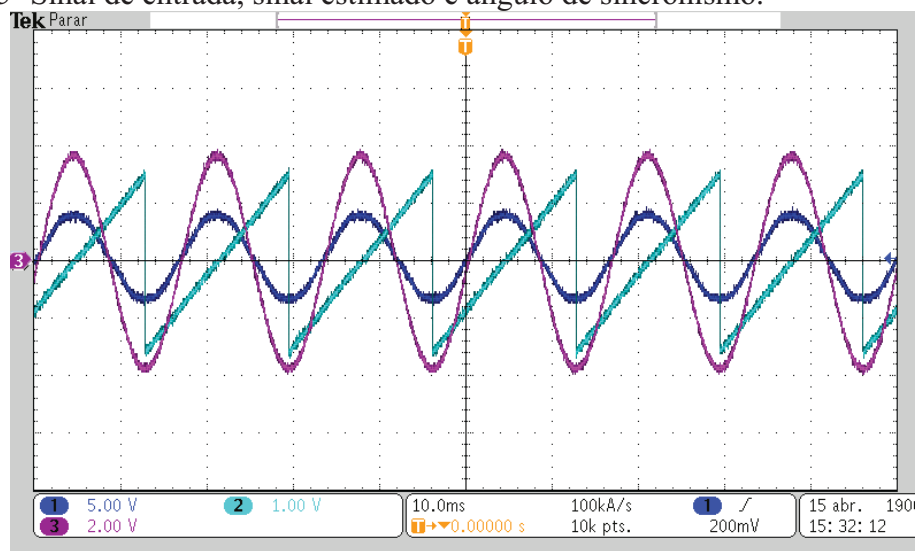
#### 4.5.1 Resultados Experimentais do PLL para Sistemas Monofásicos

##### 4.5.1.1 Resultados em Regime Permanente

Primeiramente, fez-se a análise do PLL proposto na presença de um sinal de entrada sem distorção, composto somente pela componente fundamental em 60 Hz. A Figura 4.45 apresenta o resultado para esta entrada. Em azul, tem-se o sinal de entrada, em rosa tem-se o sinal estimado e na cor azul claro observa-se o ângulo de sincronismo.

Pode-se observar neste caso que a estrutura proposta obteve resultados satisfatórios, com isso será analisado o comportamento diante de sinais fortemente distorcidos.

Figura 4.45- Sinal de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo.

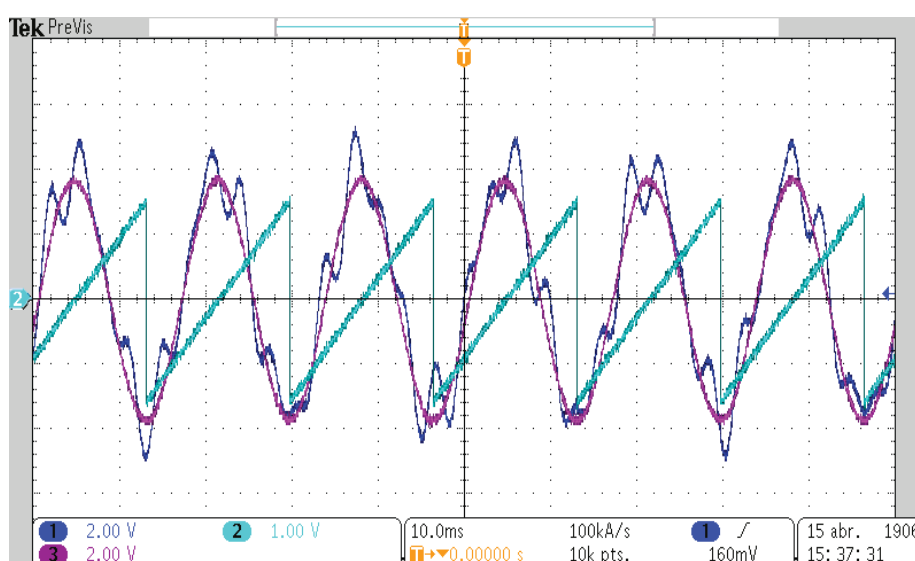


Fonte: Próprio Autor.

Para a obtenção dos resultados experimentais do modelo monofásico na presença de inter-harmônicos, considerou-se um sinal de entrada composto pela frequência fundamental de 60 Hz e elevado grau de distorção harmônica. Neste caso utilizou-se uma distorção composta por inter-harmônico de 20 % na frequência de 222 Hz e 20 % na frequência de 312 Hz.

As formas de onda dos sinais de entrada (azul escuro), sinal estimado (rosa) e ângulo de sincronismo (azul claro) estão representadas na Figura 4.46.

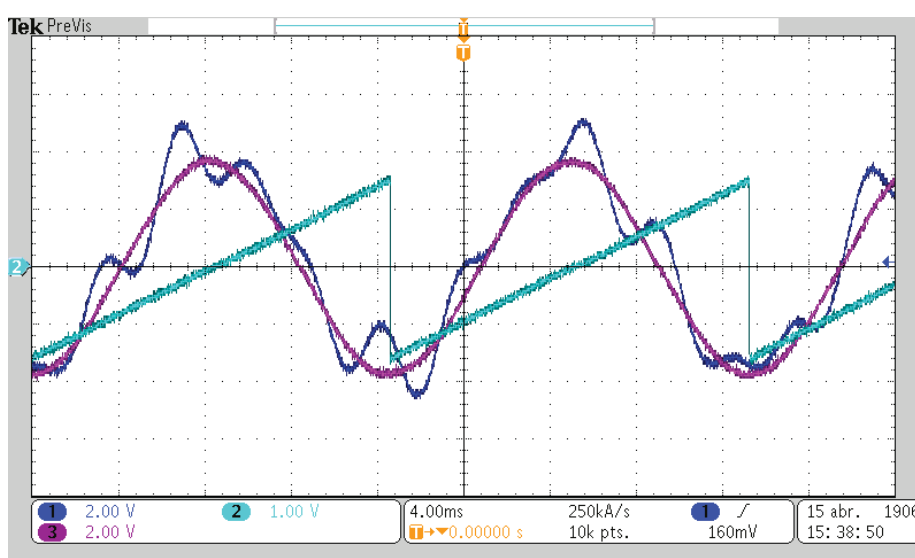
Figura 4.46- Sinal de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.47 apresenta-se o detalhe da Figura 4.46.

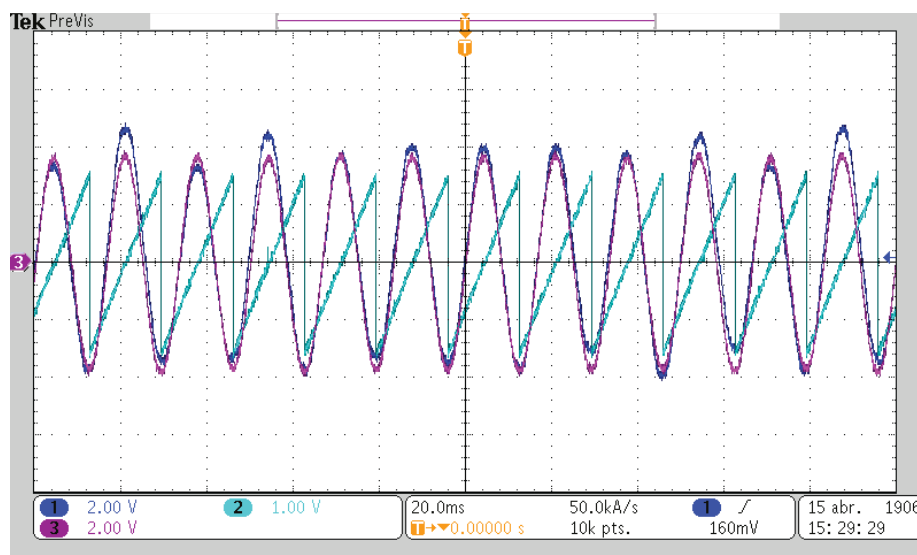
Figura 4.47- Detalhe da Figura 4.46.



Fonte: Próprio Autor.

Para a obtenção dos resultados experimentais do modelo monofásico na presença de sub-harmônicos, considerou-se um sinal de entrada composto pela frequência fundamental de 60 Hz e elevado grau de distorção harmônica. Neste caso utilizou-se uma distorção composta por sub-harmônico de 10 % na frequência de 30 Hz e 10 % na frequência de 35 Hz.

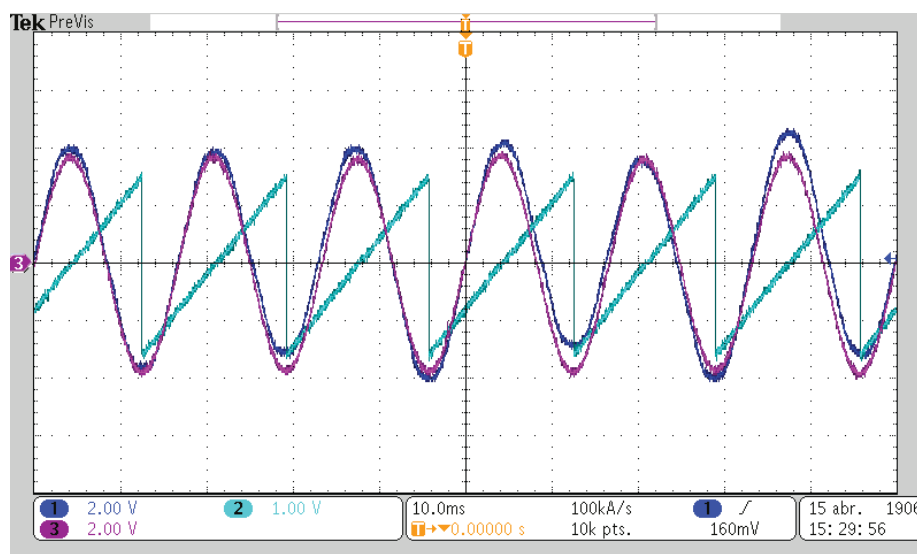
Figura 4.48- Sinal de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo.



Fonte: Próprio Autor.

As formas de onda dos sinais de entrada (azul escuro), sinal estimado (rosa) e ângulo de sincronismo (azul claro) estão representadas na Figura 4.48. Já a Figura 4.49 apresenta o detalhe da Figura 4.48.

Figura 4.49- Detalhe da Figura 4.48.



Fonte: Próprio Autor.

Visto que o algoritmo apresentou uma resposta adequada em regime permanente, será analisado, adiante, o comportamento do algoritmo frente a um degrau de frequência, degrau de fase e degrau de amplitude da componente fundamental.

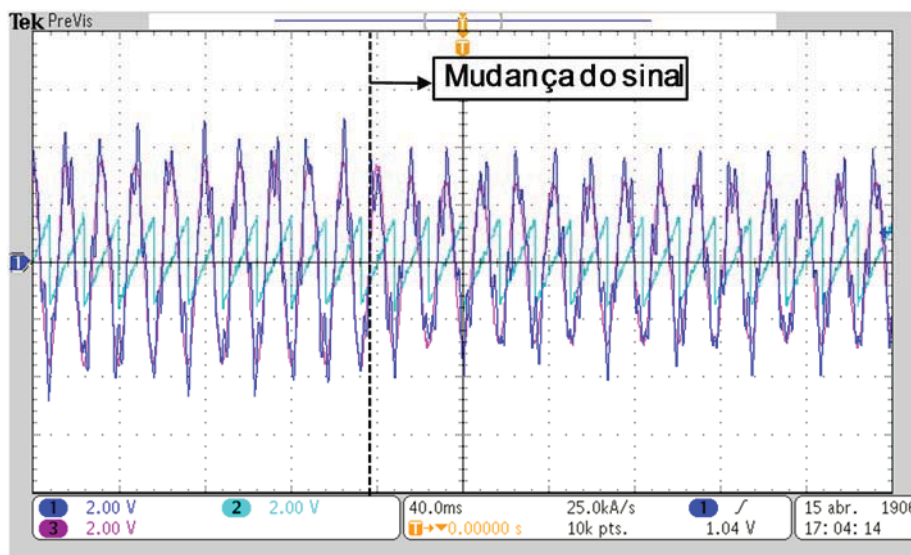
#### 4.5.1.2 Resultados em Regime Transitório

Nas Figuras 4.50 e 4.51, pode-se verificar o desempenho do algoritmo para sistemas monofásicos diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no instante de tempo  $t$ .

O sinal de entrada considerado foi o mesmo do subitem anterior para a presença de inter-harmônico. No instante de tempo  $t$  ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

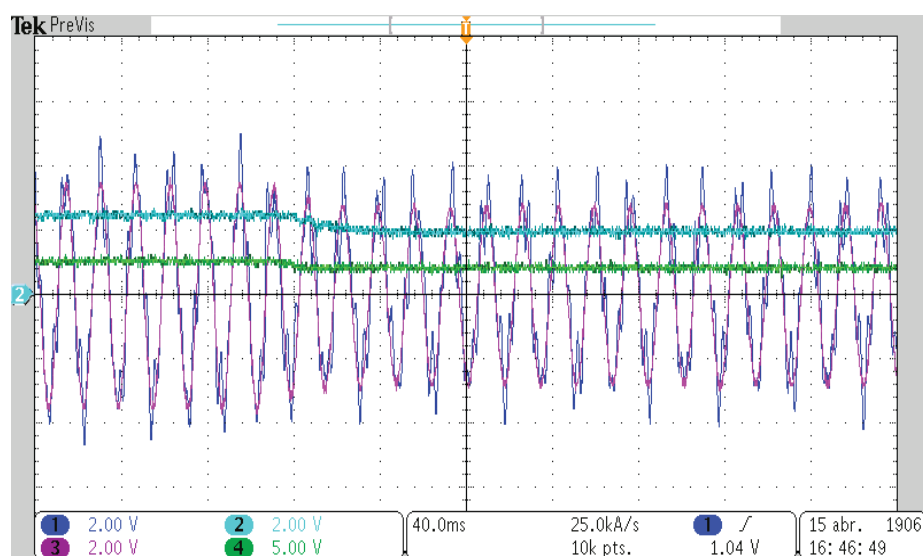
Na Figura 4.51 pode-se observar na cor azul claro e verde o valor rms do sinal estimado e da componente fundamental, respectivamente. Pode-se observar que o PLL proposto apresentou resultados semelhantes aos resultados de simulação.

Figura 4.50- Sinal de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.51- Sinal de entrada, sinal estimado, valor rms do sinal de entrada e valor rms do sinal estimado.

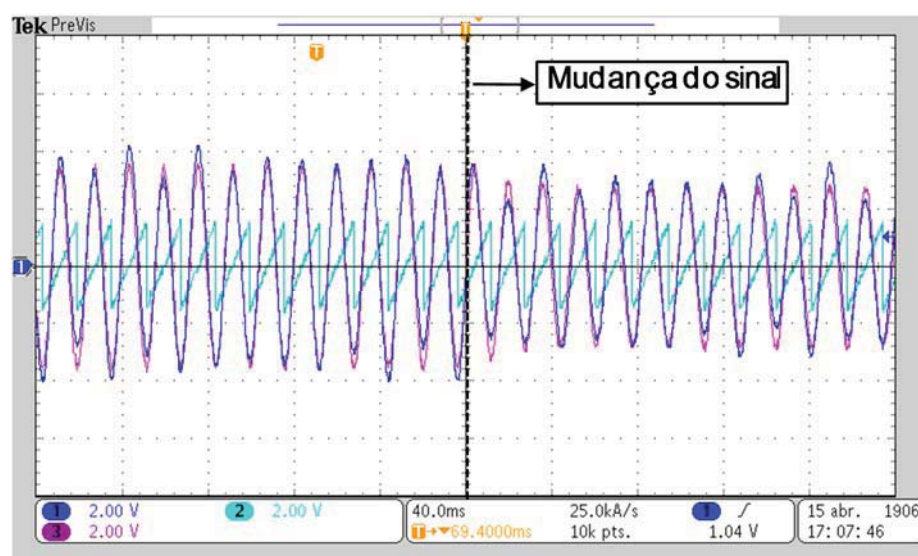


Fonte: Próprio Autor.

Nas Figuras 4.52 e 4.53, pode-se verificar o desempenho do algoritmo para sistemas monofásicos diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no instante de tempo  $t$ .

O sinal de entrada considerado foi o mesmo do subitem anterior para a presença de sub-harmônico. No instante de tempo  $t$  ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

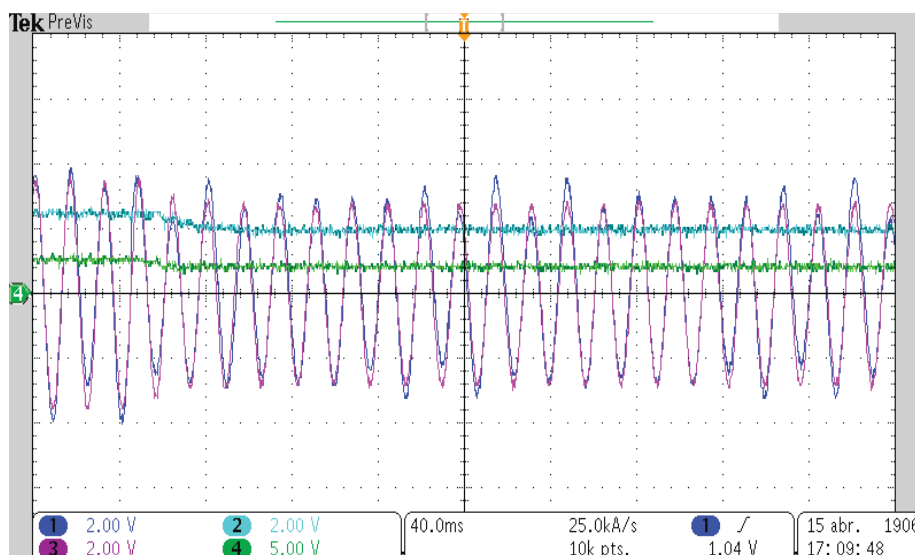
Figura 4.52- Sinal de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.53 pode-se observar na cor azul claro e verde o valor rms do sinal estimado e da componente fundamental, respectivamente. Pode-se observar que o PLL proposto apresentou resultados semelhantes aos resultados de simulação.

Figura 4.53- Sinal de entrada, sinal estimado, valor rms do sinal de entrada e valor rms do sinal estimado.



Fonte: Próprio Autor.

#### 4.5.1.3 Resultados da Análise Comparativa

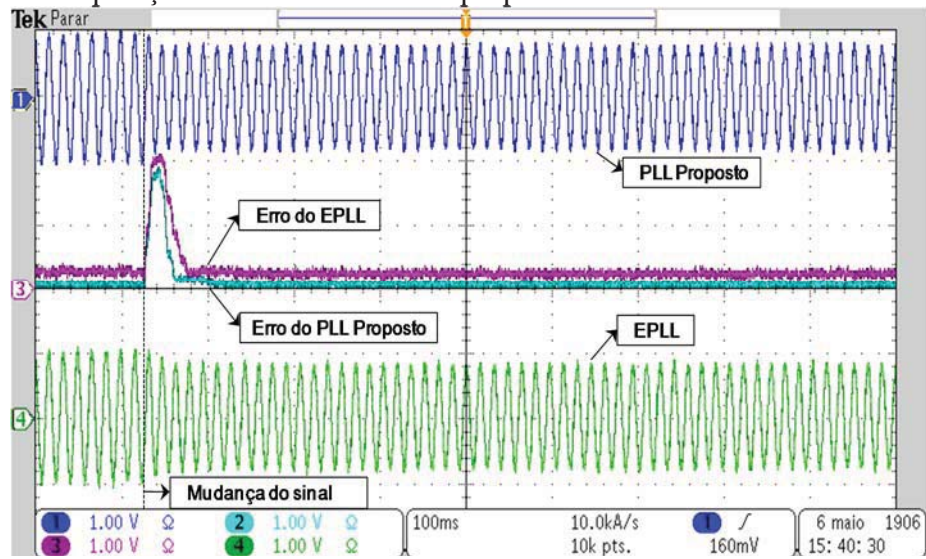
Nesta seção serão comparados ao algoritmo para sistemas monofásicos proposto outros três algoritmos utilizados na literatura, o EPLL, o SOGI-FLL e o algoritmo original.

Os valores ajustados para os ganhos dos sistemas de sincronização foram os mesmos apresentados nos resultados de simulação.

Nas Figuras 4.54, 4.55 e 4.56, pode-se verificar o desempenho do PLL para sistemas monofásicos em relação à os outros métodos de sincronização diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no tempo  $t$ . O sinal de entrada considerado foi o mesmo do caso do subtópico anterior para a presença de inter-harmônicos. No instante de tempo  $t$  ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

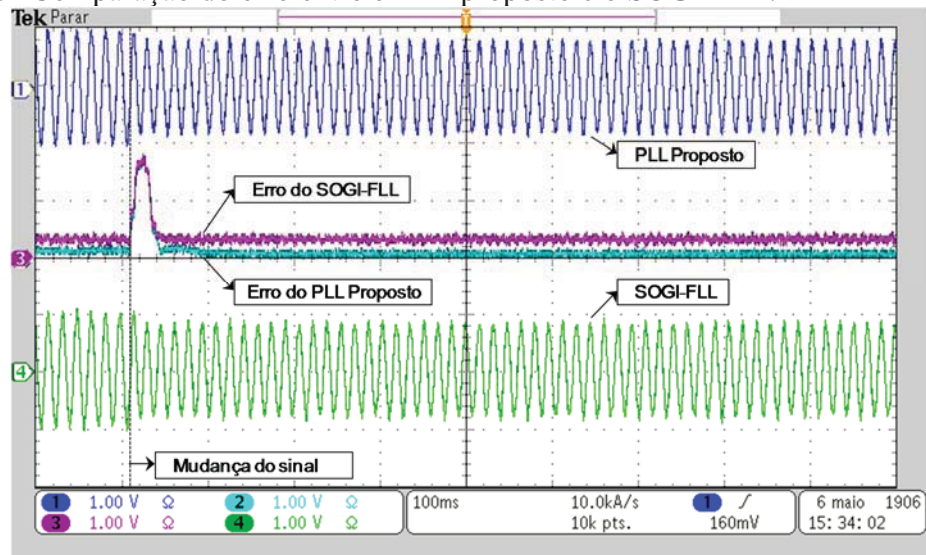


Figura 4.54- Comparação do erro entre o PLL proposto e o EPLL.



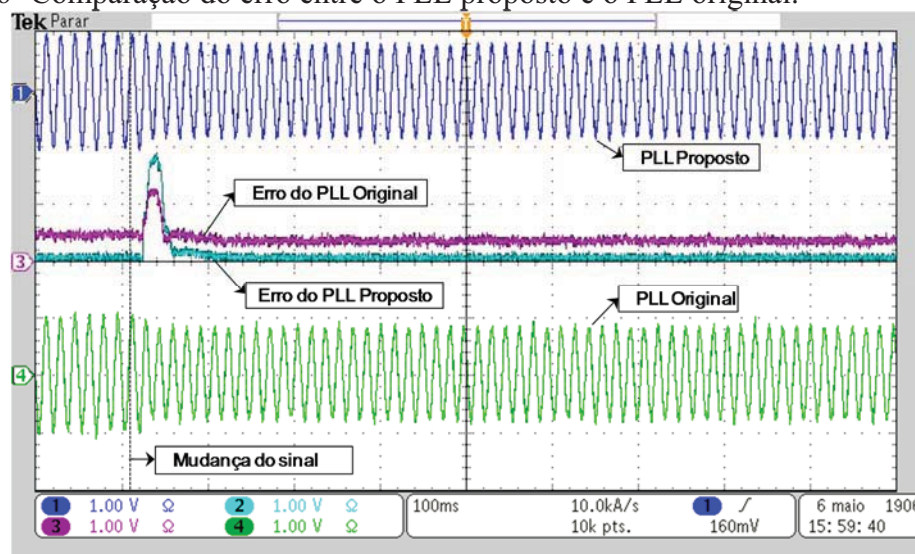
Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.55- Comparação do erro entre o PLL proposto e o SOGI-FLL.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.56- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original.



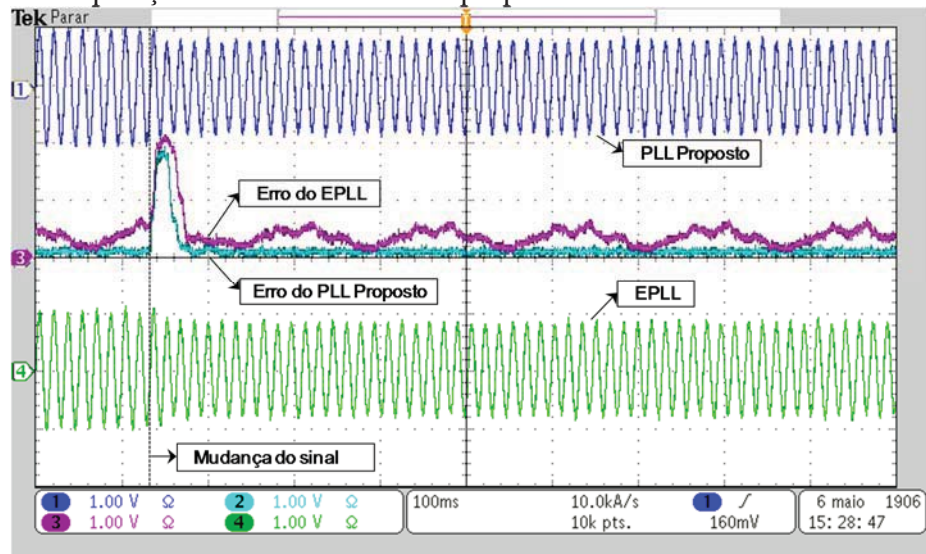
Fonte: Próprio Autor.

Analisando o comportamento do erro ( $\epsilon$ ) apresentado, pode-se observar que o valor rms do erro obtido foi semelhante aos resultados de simulação.

Visto o comportamento das estruturas diante de inter-harmônicos, pode-se observar que o PLL proposto apresenta um tempo de acomodação mais elevado, porém o valor rms do erro apresentado pelo mesmo é menor que os demais métodos. Com isso, pode-se definir o método de sincronização proposto como sendo mais uma opção de sistema de sincronização onde se deseja uma maior precisão no que diz respeito a presença de inter-harmônicos na rede.

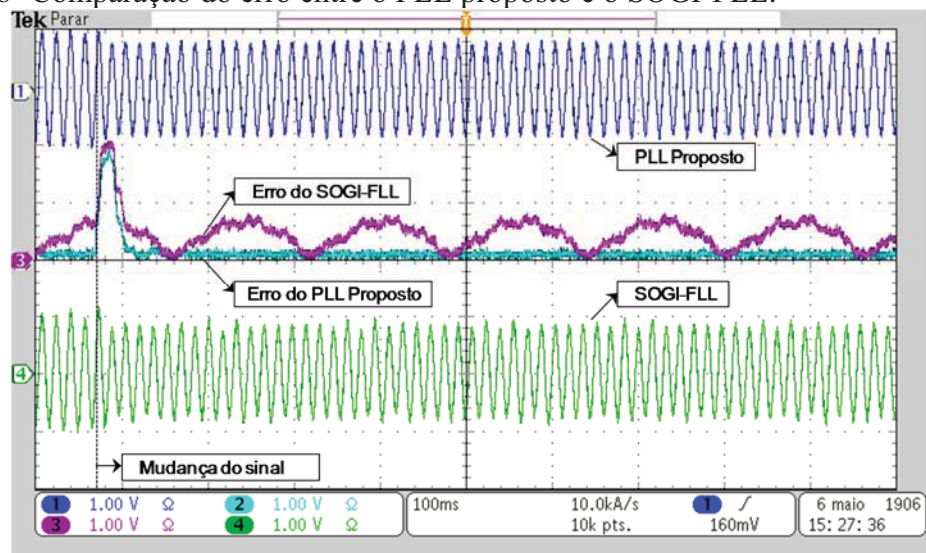
Nas Figuras 4.57, 4.58 e 4.59, pode-se verificar o desempenho do PLL para sistemas monofásicos em relação à os outros métodos de sincronização diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no tempo  $t$ . O sinal de entrada considerado foi o mesmo do caso do subtópico anterior para a presença de sub-harmônicos. No instante de tempo  $t$  ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

Figura 4.57- Comparação do erro entre o PLL proposto e o EPLL.



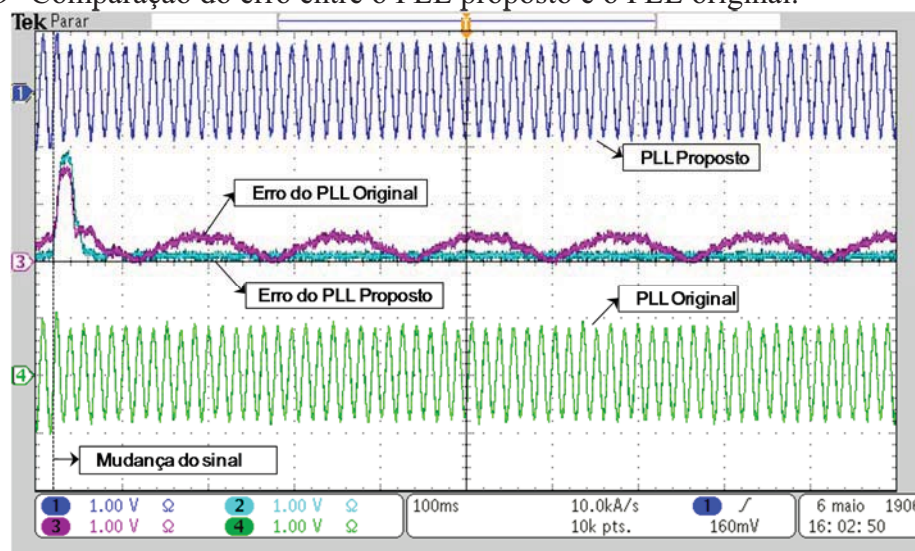
Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.58- Comparação do erro entre o PLL proposto e o SOGI-FLL.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.59- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original.



Fonte: Próprio Autor.

Analisando o comportamento do erro ( $\epsilon$ ) apresentado, pode-se observar que o valor rms do erro obtido foi semelhante aos resultados de simulação.

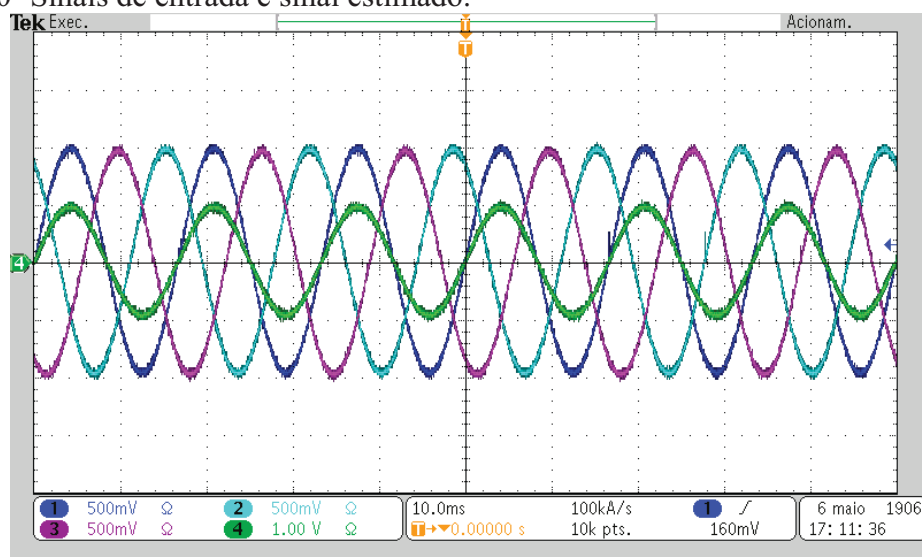
Visto o comportamento das estruturas diante de sub-harmônicos, pode-se observar que o PLL proposto apresenta um tempo de acomodação mais elevado, porém o valor rms do erro apresentado pelo mesmo é menor que os demais métodos. Com isso, pode-se definir o método de sincronização proposto como sendo mais uma opção de sistema de sincronização onde se deseja uma maior precisão no que diz respeito a presença de sub-harmônicos na rede.

## 4.5.2 Resultados Experimentais do PLL para Sistemas Trifásicos

### 4.5.2.1 Resultados em Regime Permanente

Primeiramente, fez a análise do PLL proposto na presença de um sinal de entrada sem distorção, composto somente pela componente fundamental em 60 Hz. A Figura 4.60 apresenta o resultado para esta entrada. Em verde tem-se o sinal estimado de sequência positiva, os demais sinais são referentes aos sinais na fase a, b e c.

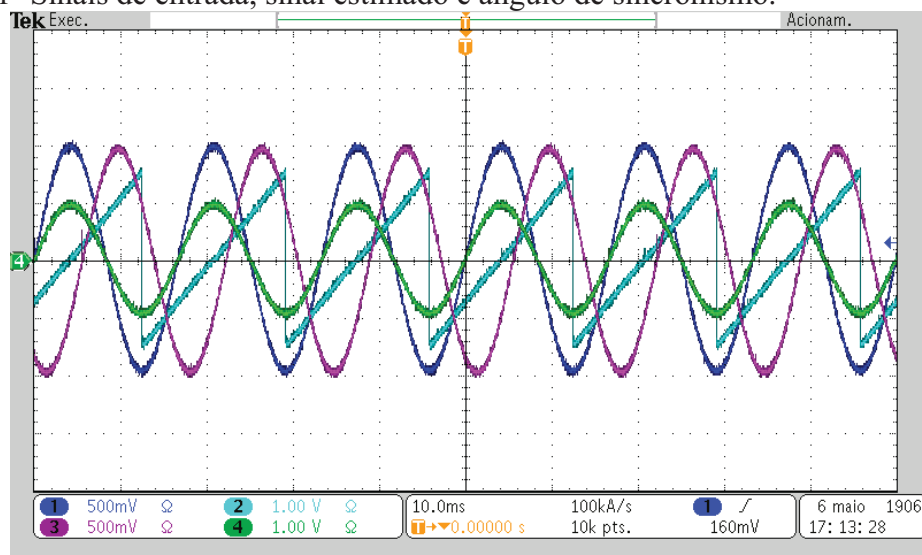
Figura 4.60- Sinais de entrada e sinal estimado.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 4.61 apresenta o resultado para a mesma entrada. Sendo em verde a sinal estimado, azul claro o ângulo de sincronismo e os demais sinais são referentes a fase a e b.

Figura 4.61- Sinais de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo.



Fonte: Próprio Autor.

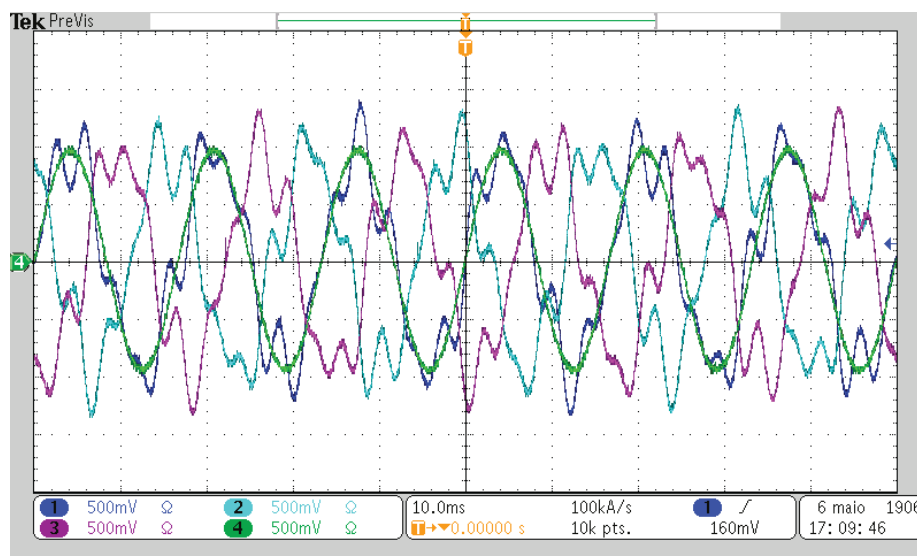
Pode-se observar neste caso que a estrutura proposta obteve resultados satisfatórios, com isso será analisado o comportamento diante de sinais fortemente distorcidos.

Para se obter os resultados experimentais da estrutura trifásica na presença de inter-harmônicos, considerou-se um sinal de entrada composto pela frequência fundamental

de 60 Hz e elevado grau de distorção harmônica. Neste caso utilizou-se uma distorção composta por inter-harmônico de 20 % na frequência de 222 Hz e 20 % na frequência de 312 Hz.

As formas de onda do sinal estimado (verde) e dos sinais de entrada estão representadas na Figura 4.62.

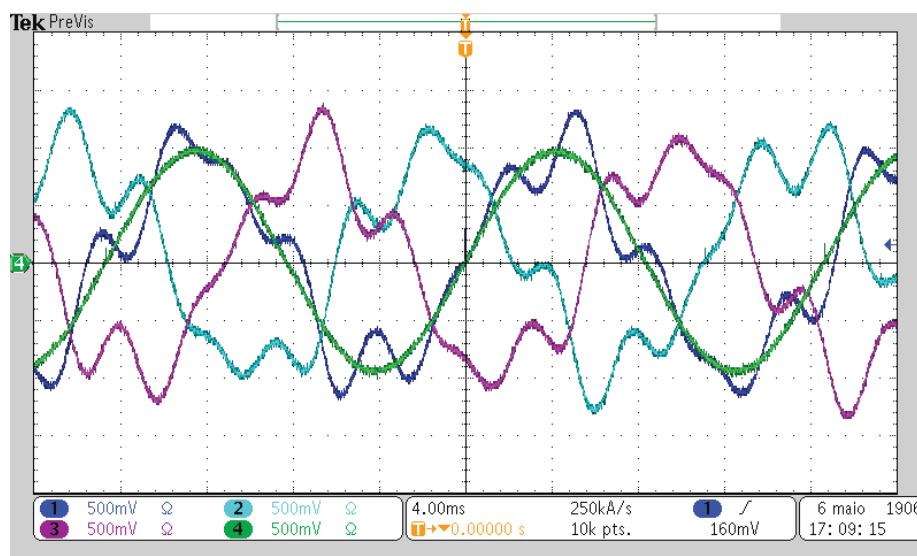
Figura 4.62- Sinais de entrada e sinal estimado.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.63 apresenta-se o detalhe da Figura 4.62.

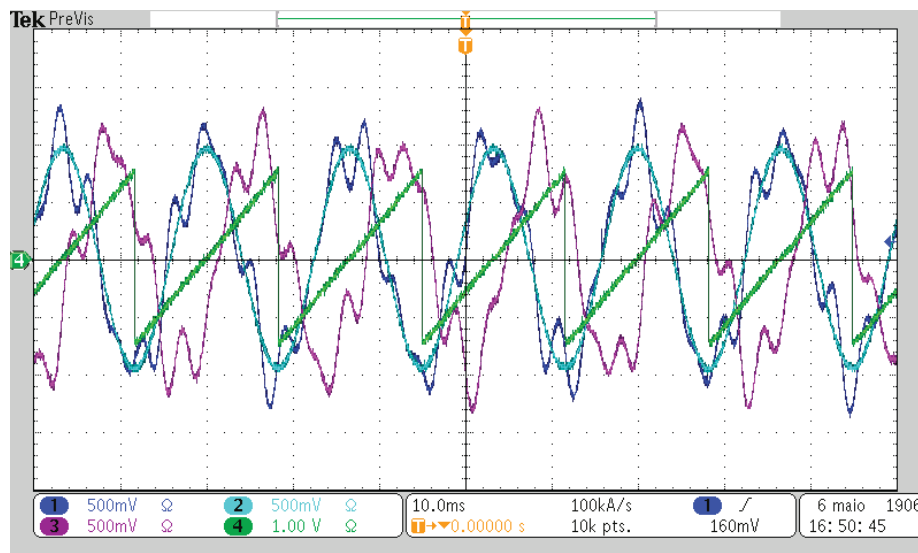
Figura 4.63- Detalhe da Figura 4.62.



Fonte: Próprio Autor.

As formas de onda do sinal estimado (azul claro), ângulo de sincronismo (verde) e dos sinais da fase a e b estão representadas na Figura 4.64.

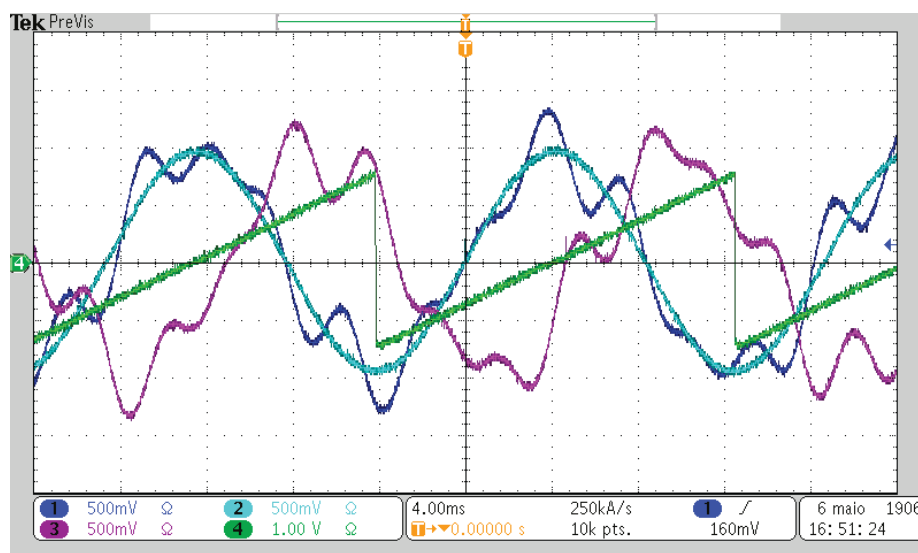
Figura 4.64- Sinais de entrada e sinal estimado.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.65 apresenta-se o detalhe da Figura 4.64.

Figura 4.65- Detalhe da Figura 4.64.



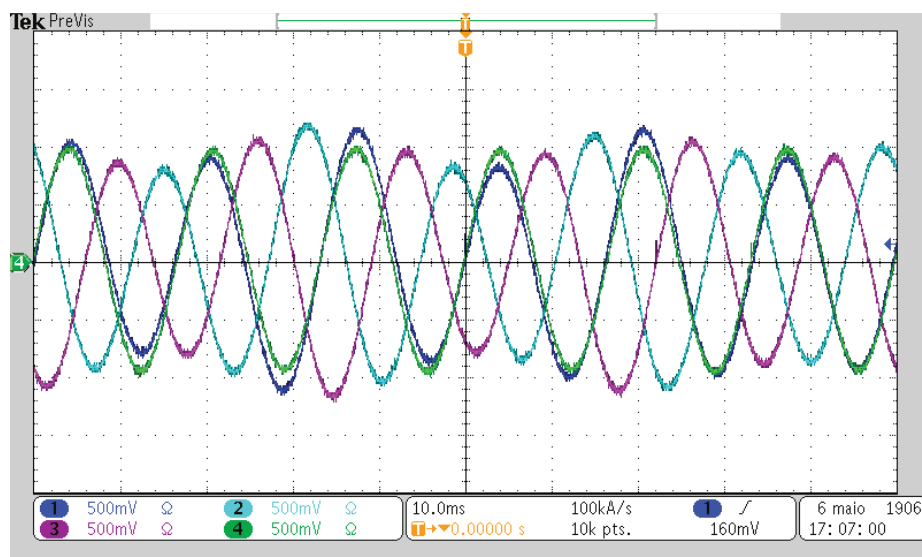
Fonte: Próprio Autor.

Para se obter os resultados experimentais da estrutura trifásica na presença de sub-harmônicos, considerou-se um sinal de entrada composto pela frequência fundamental de

60 Hz e elevado grau de distorção harmônica. Neste caso utilizou-se uma distorção composta por sub-harmônico de 10 % na frequência de 30 Hz e 10 % na frequência de 35 Hz.

As formas de onda do sinal estimado (verde) e dos sinais de entrada estão representadas na Figura 4.66.

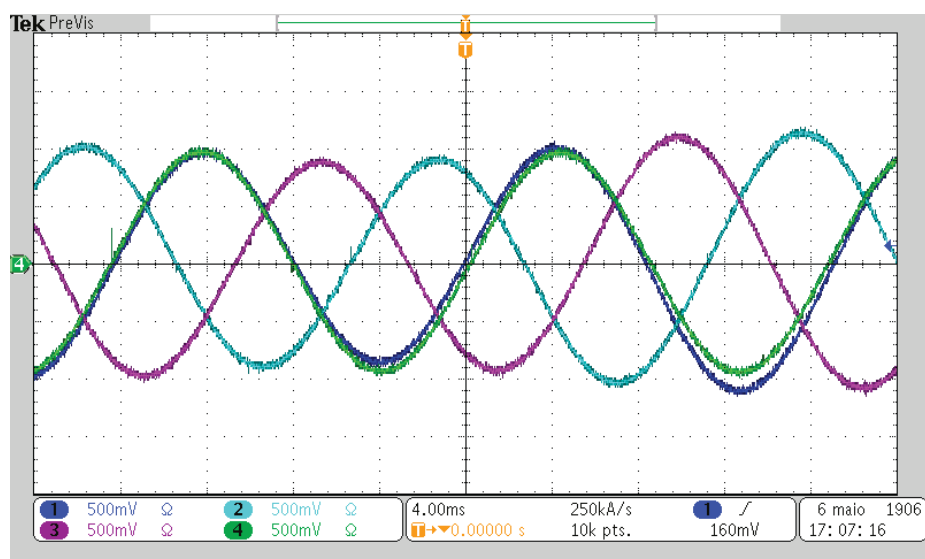
Figura 4.66- Sinais de entrada e sinal estimado.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.67 apresenta-se o detalhe da Figura 4.66.

Figura 4.67- Detalhe da Figura 4.66.

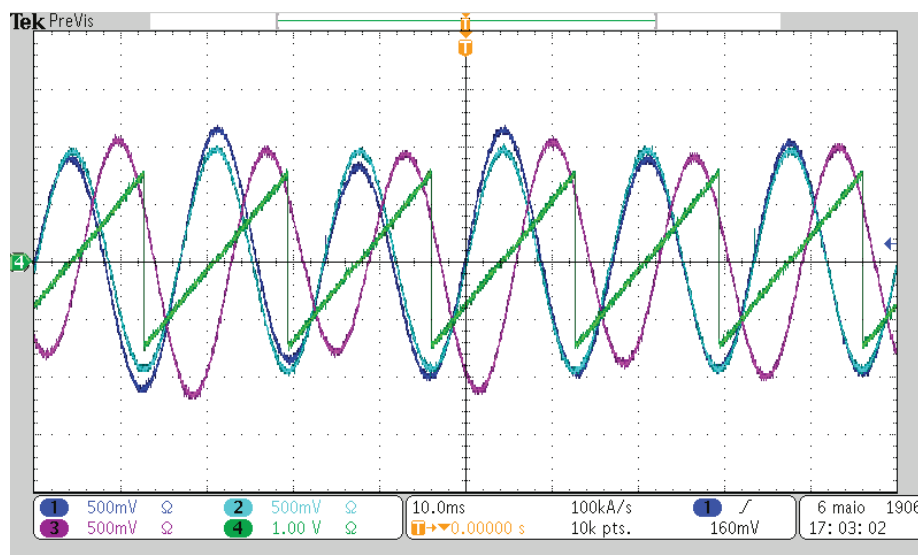


Fonte: Próprio Autor.



As formas de onda do sinal estimado (azul claro), ângulo de sincronismo (verde) e dos sinais da fase a e b estão representadas na Figura 4.68.

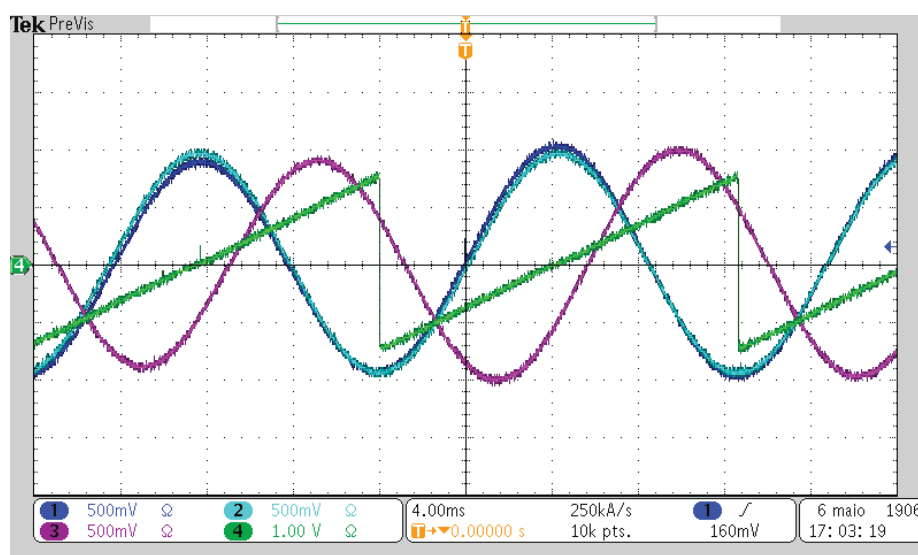
Figura 4.68- Sinais de entrada e sinal estimado.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 4.69 apresenta-se o detalhe da Figura 4.68.

Figura 4.69- Detalhe da Figura 4.68.



Fonte: Próprio Autor.

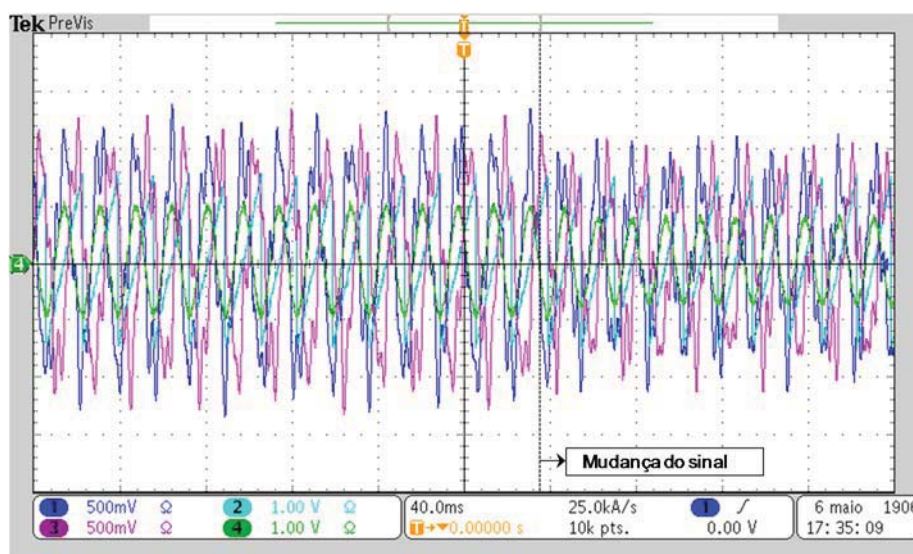
Visto que o algoritmo apresentou uma resposta adequada em regime permanente, será analisado, adiante, o comportamento do algoritmo frente a um degrau de frequência, degrau de fase e degrau de amplitude da componente fundamental.

#### 4.5.2.2 Resultados em Regime Transitório

O sinal de entrada considerado foi o mesmo do subitem anterior para a presença de inter-harmônico. No instante de tempo  $t$  ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

Nas Figuras 4.70, 4.71 e 4.72, pode-se verificar o desempenho do algoritmo para sistemas trifásicos, onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no instante de tempo  $t$ .

Figura 4.70- Sinais de entrada, sinal estimado e ângulo de sincronismo.

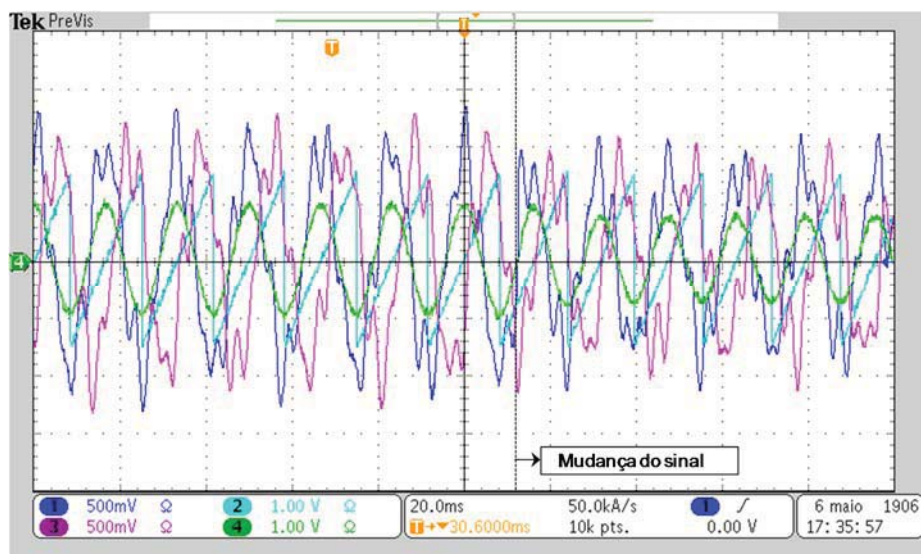


Fonte: Próprio Autor.

Nas Figura 4.70 observa-se o sinal estimado (verde), o ângulo de sincronismo (azul claro) e os sinais da fase a e b. A Figura 4.71 apresenta um detalhe da Figura 4.70. A Figura 4.72 observa-se o sinal da fase a (azul) e o sinal estimado (verde).

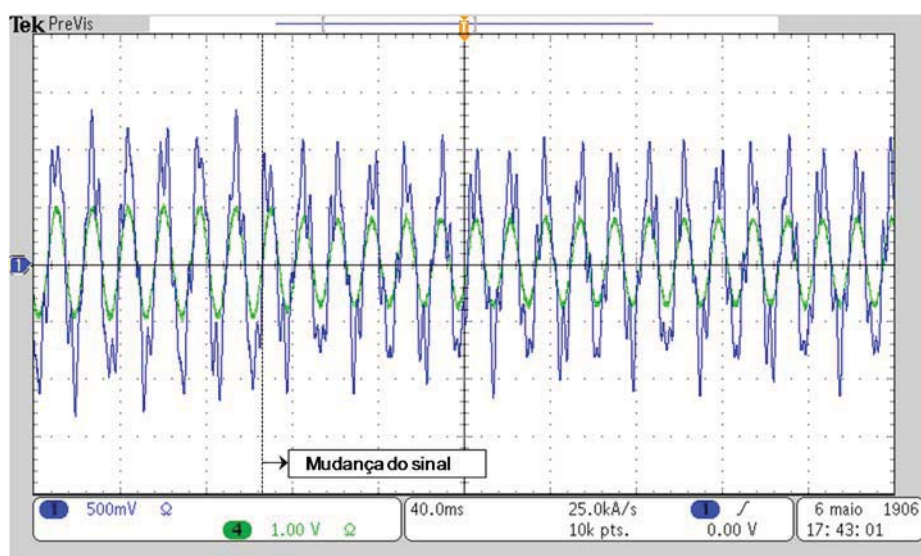
Pode-se observar que o PLL proposto apresentou resultados semelhantes aos resultados de simulação.

Figura 4.71- Detalhe da Figura 4.70.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 4.72- Sinal de entrada e sinal estimado.

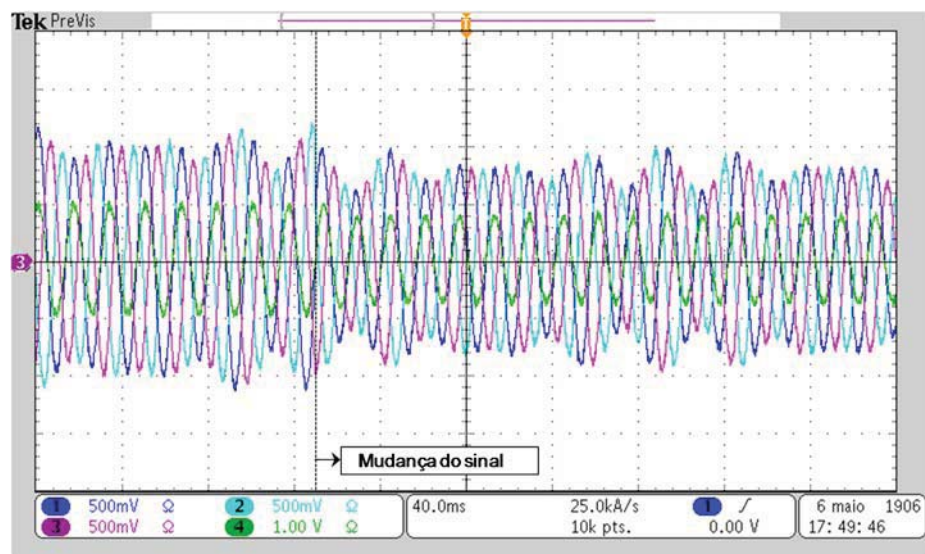


Fonte: Próprio Autor.

Nas Figuras 4.73 e 4.74, pode-se verificar o desempenho do algoritmo para sistemas trifásicos diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no instante de tempo  $t$ .

O sinal de entrada considerado foi o mesmo do subitem anterior para a presença de sub-harmônico. No instante de tempo  $t$  ocorre um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

Figura 4.73- Sinais de entrada e sinal estimado.

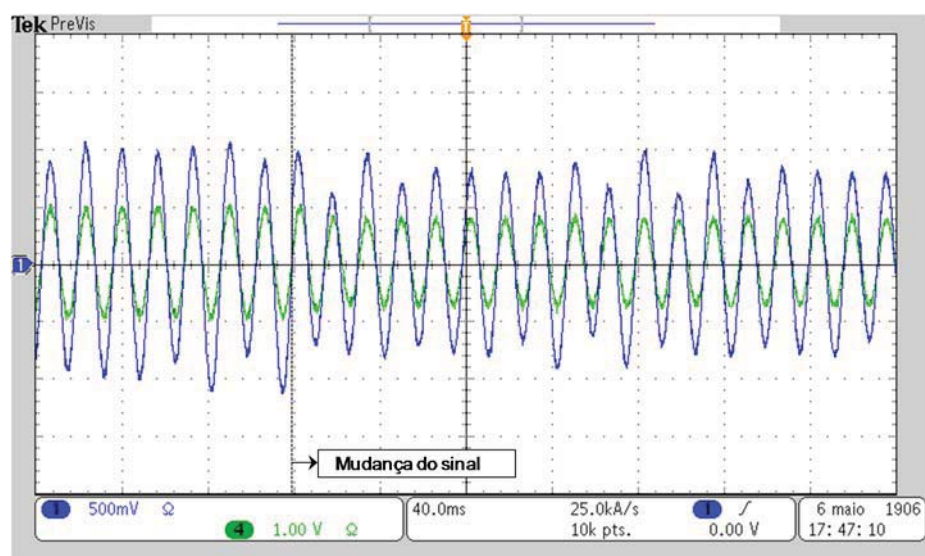


Fonte: Próprio Autor.

Nas Figura 4.73 observa-se o sinal estimado (verde) e os sinais da fase a, b e c. A Figura 4.74 observa-se o sinal da fase a (azul) e o sinal estimado (verde).

Pode-se observar que o PLL proposto apresentou resultados semelhantes aos resultados de simulação.

Figura 4.74- Sinal de entrada e sinal estimado.



Fonte: Próprio Autor.

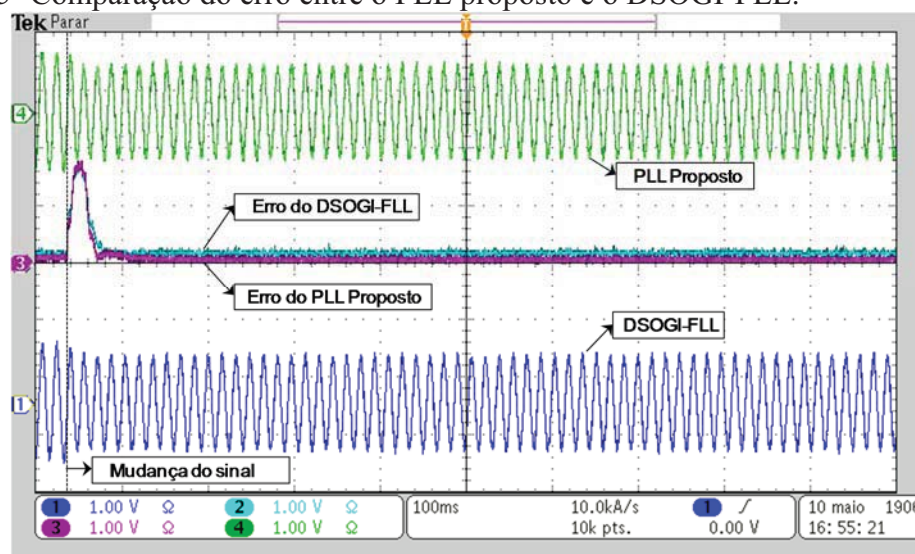
#### 4.5.2.3 Resultados da Análise Comparativa

Nesta seção serão comparados ao algoritmo para sistemas trifásicos proposto outros dois algoritmos utilizados na literatura, o DSOGI-FLL e o algoritmo original.

Os valores ajustados para os ganhos dos sistemas de sincronização foram os mesmos apresentados nos resultados de simulação.

Nas Figuras 4.75 e 4.76, pode-se verificar o desempenho do PLL para sistemas trifásicos em relação à os outros métodos de sincronização diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no tempo  $t$ . O sinal de entrada considerado foi o mesmo do caso do subtópico anterior para a presença de inter-harmônicos. No instante de tempo  $t$  ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

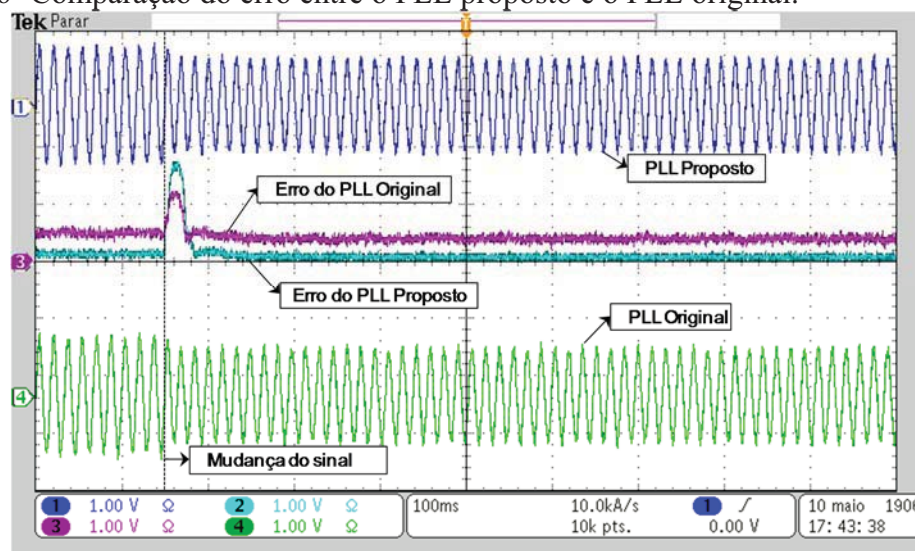
Figura 4.75- Comparação do erro entre o PLL proposto e o DSOGI-FLL.



Fonte: Próprio Autor.

Analisando o comportamento do erro apresentado, pode-se observar que o valor rms do erro obtido foi semelhante aos resultados de simulação.

Figura 4.76- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original.



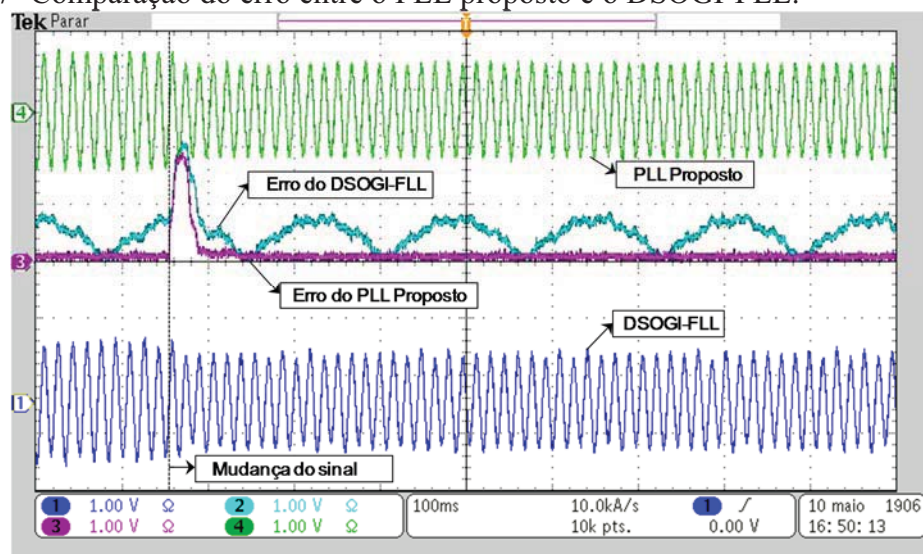
Fonte: Próprio Autor.

Analisando o comportamento do erro apresentado, pode-se observar que o valor rms do erro obtido foi semelhante aos resultados de simulação.

Visto o comportamento das estruturas diante de inter-harmônicos, pode-se observar que o PLL proposto apresenta um tempo de acomodação mais elevado, porém o valor rms do erro apresentado pelo mesmo é menor que os demais métodos. Com isso, pode-se definir o método de sincronização proposto como sendo mais uma opção de sistema de sincronização onde se deseja uma maior precisão no que diz respeito a presença de inter-harmônicos na rede.

Nas Figuras 4.77 e 4.78, pode-se verificar o desempenho do PLL para sistemas trifásicos em relação à os outros métodos de sincronização diante de uma situação extrema onde ocorre, ao mesmo tempo, três diferentes distúrbios no tempo  $t$ . O sinal de entrada considerado foi o mesmo do caso do subtópico anterior para a presença de sub-harmônicos. No instante de tempo  $t$  ocorre, ao mesmo tempo, um afundamento da componente fundamental para 0,8 p.u., uma variação de defasagem angular de  $0^\circ$  para  $30^\circ$  e uma variação de frequência de 60 Hz para 62 Hz.

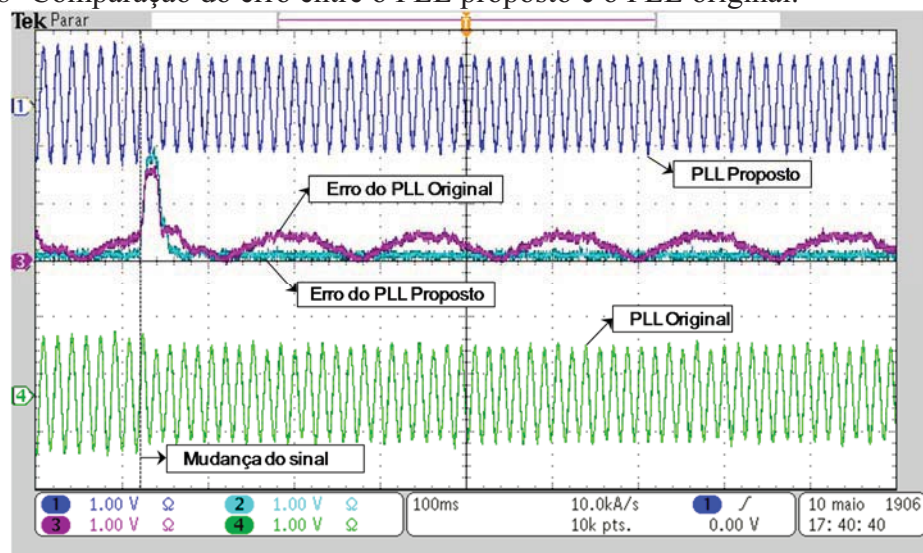
Figura 4.77- Comparação do erro entre o PLL proposto e o DSOGI-FLL.



Fonte: Próprio Autor.

Analisando o comportamento do erro apresentado, pode-se observar que o valor rms do erro obtido foi semelhante aos resultados de simulação.

Figura 4.78- Comparação do erro entre o PLL proposto e o PLL original.



Fonte: Próprio Autor.

Analisando o comportamento do erro apresentado, pode-se observar que o valor rms do erro obtido foi semelhante aos resultados de simulação.

Visto o comportamento das estruturas diante de sub-harmônicos, pode-se observar que o PLL proposto apresenta um tempo de acomodação mais elevado, porém o valor rms do

erro apresentado pelo mesmo é menor que os demais métodos. Com isso, pode-se definir o método de sincronização proposto como sendo mais uma opção de sistema de sincronização.

#### 4.6 Conclusão

Neste capítulo fez-se a análise, tanto através de simulação como por meio de resultados experimentais, das estruturas de PLL propostas. Primeiramente fez-se a análise da estrutura monofásica, observando o seu comportamento em regime permanente a partir de um sinal de entrada fortemente distorcido. Pôde-se observar que tanto para inter-harmônicos como para sub-harmônicos o algoritmo apresentou resultados satisfatórios. Já para a estrutura trifásica, observa-se que seu comportamento em regime permanente, a partir de um sinal de entrada fortemente distorcido, foi satisfatório.

Além do exposto, realizaram-se simulações do comportamento dos algoritmos diante de alguns distúrbios da rede como: degrau na magnitude da tensão, degrau de frequência e degrau de fase.

Observou-se que as estruturas possuem um tempo de acomodação em torno de 100ms. Com estes resultados, comparou-se as estruturas propostas com outras estruturas presentes na literatura.

O desempenho do algoritmo para sistemas monofásicos foi comparado ao do EPLL, SOGI-FLL e ao algoritmo original. Pôde-se observar que a estrutura proposta, apesar de possuir uma resposta dinâmica mais lenta, é altamente adequada para aplicações em sistemas onde se pressupõe o grau de exatidão do sistema de sincronização quando o sinal de entrada possui sub e inter-harmônicos.

Já o desempenho do algoritmo para sistemas trifásicos foi comparado ao DSOGI-FLL e ao algoritmo original. Pôde-se observar que a estrutura proposta, apesar de possuir uma resposta dinâmica mais lenta, é altamente adequada para aplicações em sistemas onde se pressupõe o grau de exatidão do sistema de sincronização quando o sinal de entrada possui sub e inter-harmônicos.

Pôde-se observar que os erros dos sinais estimados pelos algoritmos propostos foram menores que os erros apresentados pelos demais algoritmos.

A fim de se validar os resultados de simulação, os algoritmos propostos foram implementados em plataforma HIL (*Hardware-in-the-Loop*) e os mesmos foram submetidos a sinais de entrada distorcidos e a distúrbios da rede (degrau de magnitude da tensão, degrau de frequência e degrau de fase). Os cenários de comparação com outras estruturas também foram



implementados na plataforma HIL, podendo-se observar através dos resultados experimentais a eficácia do algoritmo proposto. Com isso, tem-se que os resultados obtidos experimentalmente foram semelhantes aos de simulação.

## 5 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Dentro da literatura, existem diversas técnicas as quais possibilitam a identificação da amplitude, da frequência e do ângulo de sincronismo da componente fundamental de tensão e/ou corrente da rede elétrica. Estas técnicas devem lidar com a rede elétrica existente no que diz respeito a variações de frequência, de amplitude e presença de harmônicos, por exemplo.

Cada técnica apresenta o seu desempenho sob determinadas condições de operação, sendo o objetivo principal a detecção precisa da frequência, da amplitude e do ângulo de sincronismo da componente fundamental da grandeza a ser sincronizada.

Na presença, em particular, de sub e inter-harmônicos determinados sistemas de sincronização não apresentam resultados satisfatórios. Com isso, foram propostas duas estruturas, uma aplicada a sistemas monofásicos e outra aplicada a sistemas trifásicos, as quais apresentam elevado nível de rejeição a inter-harmônicos e sub-harmônicos. As estruturas propostas neste trabalho, são baseadas na aplicação de um filtro adaptativo para obtenção do ângulo de sincronismo. As estruturas desenvolvidas para sistemas monofásicos e trifásicos propostas são semelhantes as estruturas base, sendo que a adição do filtro adaptativo faz com que aumente a imunidade do PLL no que diz respeito a presença de sub-harmônicos e inter-harmônicos.

A partir do exposto, fez-se a análise, tanto por meio de simulação como por meio experimental das estruturas de PLL propostas. Pode-se observar que em regime permanente, na presença de um sinal de entrada fortemente distorcido (com sub-harmônico e inter-harmônico), tanto a estrutura para sistemas monofásicos, como a estrutura para sistemas trifásicos apresentaram resultados satisfatórios. Observou-se a taxa de distorção harmônica (na presença de sub-harmônico) da componente fundamental do sinal de entrada estimado pelo algoritmo ficou em torno de 0,6% para o algoritmo utilizado em sistemas monofásicos e 0,62% para o algoritmo utilizado em sistemas trifásicos. Já a taxa de distorção harmônica (na presença de inter-harmônico) da componente fundamental do sinal de entrada estimado pelo algoritmo ficou em torno de 0,3% para o algoritmo utilizado em sistemas monofásicos e 0,28% para o algoritmo utilizado em sistemas trifásicos

Visto o comportamento adequado das estruturas, realizaram-se simulações do comportamento dos algoritmos diante de alguns distúrbios da rede como: degrau na magnitude da tensão, degrau de frequência e degrau de fase. Observou-se que as estruturas

possuem um tempo de acomodação em torno de 100ms. Pode-se observar que a inserção do filtro adaptativo proporciona rejeição a sub-harmônicos e inter-harmônicos, porém há um impacto na dinâmica do algoritmo PLL nesta situação. Este algoritmo proposto possui um *trade off* entre resposta dinâmica e rejeição a sub e inter-harmônicos. Outro ponto a se destacar é o custo computacional. No caso da estrutura proposta, quando comparada a estrutura inicial, tem-se uma redução no custo computacional já que a parte imaginária não é mais calculada a partir do produto interno e sim pelo filtro adaptativo.

As estruturas propostas foram comparadas para o caso monofásico com o EPLL, SOGI-FLL e o algoritmo original, já para o caso trifásico a estrutura foi comparada com o DSOGI-FLL e o algoritmo original. Em ambos os casos as estruturas propostas possuíam uma resposta dinâmica mais lenta, porém são altamente adequadas para aplicações em sistemas onde se presa o grau de exatidão do sistema de sincronização quando o sinal de entrada possui sub e inter-harmônicos. Para o algoritmo utilizado em sistemas monofásicos, o erro do sinal estimado em relação a componente fundamental do sinal de entrada foi em torno de 0,01 p.u. na presença de sub-harmônicos e 0,007 p.u. na presença de inter-harmônicos. Para o algoritmo utilizado em sistemas trifásicos, o erro do sinal estimado em relação a componente fundamental do sinal de entrada foi em torno de 0,01 p.u. na presença de sub-harmônicos e 0,006 p.u. na presença de inter-harmônicos.

A fim de se obter os resultados experimentais, os algoritmos propostos foram implementados em plataforma HIL (*Hardware-in-the-Loop*). Observou-se, que os resultados obtidos experimentalmente foram semelhantes aos de simulação, validando o algoritmo implementado em plataforma HIL.

A partir do exposto, tem-se que os resultados apresentados mostram que as estruturas de sincronização propostas estão habilitadas para estimar o ângulo de sincronismo, a frequência e a componente fundamental do sinal de entrada adequadamente. Podendo, as mesmas, serem utilizadas eficientemente em estratégias de controle de conversores de potência.

Como trabalhos futuros propõe-se:

- Adaptação do algoritmo desenvolvido para sistemas trifásicos a fim de se detectar também a sequência negativa do sinal de entrada, já que o mesmo, com determinadas alterações pode possuir essa capacidade;
- Análise da influência da aplicação dos métodos de sincronização propostos juntos ao sistema de controle de estruturas baseadas em eletrônica de potência;

- Análise da influência do chaveamento em alta frequência na capacidade de detecção do algoritmo, bem como o comportamento do algoritmo diante de ruído branco;
- Análise de métodos mais precisos para se ajustar os ganhos do filtro adaptativo, a fim de se obter um ganho ótimo de acordo com a aplicação do algoritmo;
- Possibilidade de melhoria na estrutura a fim de torná-la mais robusta e com uma resposta dinâmica reduzida.

## REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA: Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica. 6 ed. Brasil: Aneel, 2014. 75 p.

ARAÚJO, R. G.; LIMA, F. K. A.; NETO, J. A. M.; BRANCO, C. G. C.. A Single-Phase PLL Algorithm with Disturbances Immunity. **In the 24th IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, Búzios, Rio de Janeiro, Jun. 2015.

ARAÚJO, R. G.; LIMA, F. K. A.; BRANCO, C. G. C.. Sistema de Sincronização Baseado em PLL (Phase-Locked Loop) Monofásico e Trifásico com Imunidade a Distúrbios. **Em XXIII SNPTEE 2015 - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica**, Foz do Iguaçu, Paraná. Out. 2015.

ARAÚJO, R. G.; LIMA, F. K. A.; NETO, J. A. M.; BRANCO, C. G. C.. A Phase-Locked Loop Algorithm for Single-Phase Grid-Connected Systems with Sub and Interharmonics Immunity. **In the COBEP 2015 - Brazilian Power Electronics Conference**, Fortaleza, Ceará, Dez. 2015.

AZEVEDO, Gustavo Medeiro de Souza. **Sistema de Conversão de Energia Fotovoltaica com Compensação Baseada em Corrente e Tensão**. 2007. 135 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Centro de Tecnologia e Ciências, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2007.

BEST, Roland E. **Phase-Locked Loops: Design, Simulation, and Applications**. 6. ed. New York: Mcgraw-hill Education, 2007. 490 p.

BRASIL, Thiago Americano do. **Modelagem Matemática de Algoritmos Phase-Locked Loop Baseados em Controladores Proporcionais Integrais e Proposta de um Novo Algoritmo Baseado em Estratégia Fuzzy**. 2013. 111 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2013.

CAMARGO, Robinson Figueiredo de. **Método de Sincronização Aplicado a Conversores PWM Trifásicos**. 2006. 318 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Centro de Tecnologia, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.

CARDOSO, R. et al. Kalman Filter Based Synchronization Methods. **37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**, [s.l.], p.1-7, 2006. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/pesc.2006.1712058.

CICHOWLAS, M. et al. Active Filtering Function of Three-Phase PWM Boost Rectifier Under Different Line Voltage Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s.l.], v. 52, n. 2, p.410-419, abr. 2005. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/tie.2005.843915.

CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.. A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator. **37th IEEE Power Electronics**

**Specialists Conference**, [s.l.], p.1-6, 2006. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/pesc.2006.1711988.

FEOLA, L.; LANGELLA, R.; TESTA, A.. On the Effects of Interharmonic Distortion on Measurement Instruments Based on PLL Systems. **2012 IEEE International Workshop On Applied Measurements For Power Systems (amps) Proceedings**, [s.l.], p.1-6, set. 2012. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/amps.2012.6344003.

GUNTHER, E.w.. Interharmonics in Power Systems. **2001 Power Engineering Society Summer Meeting. Conference Proceedings (cat. No.01ch37262)**, [s.l.], p.813-817, 2001. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/pess.2001.970156.

HANZELKA, Zbigniew; BIEN, Andrzej. **Guia de Aplicação de Qualidade de Energia: Harmônicas**. Kraków: Agh University Of Science And Technology, 2004. 24 p.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC TR 61000-2-1: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2: Environment - Section 1: Description of the environment - Electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signalling in public power supply systems**. 1 ed. 1990. 48 p.

KARIMI-GHARTEMANI, M.. A distortion-free Phase-locked Loop System for FACTS and Power Electronic Controllers. **Electric Power Systems Research**, [s.l.], v. 77, n. 8, p.1095-1100, jun. 2007. Elsevier BV. DOI: 10.1016/j.epwr.2006.09.013.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; KARIMI, H.; IRAVANI, M.r.. A Magnitude/Phase-Locked Loop System Based on Estimation of Frequency and In-Phase/Quadrature-Phase Amplitudes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s.l.], v. 51, n. 2, p.511-517, abr. 2004. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/tie.2004.825282.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M.r.. A Method for Synchronization of Power Electronic Converters in Polluted and Variable-Frequency Environments. **IEEE Transactions Power Systems**, [s.l.], v. 19, n. 3, p.1263-1270, ago. 2004. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/tpwrs.2004.831280.

KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M.r.. A New Phase-locked Loop (PLL) System. **Proceedings Of The 44th IEEE 2001 Midwest Symposium On Circuits And Systems. MWSCAS 2001 (cat. No.01ch37257)**, [s.l.], p.421-424, 2001. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/mwscas.2001.986202.

LANGELLA, R. et al. On the Effects of Interharmonic Distortion on Static Converters Controlled by Means of PLL Systems. **Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP 2010**, [s.l.], p.1-6, set. 2010. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/ichqp.2010.5625392.

LEE, Kyoung-jun et al. A Novel Grid Synchronization PLL Method Based on Adaptive Low-Pass Notch Filter for Grid-Connected PCS. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**,

[s.l.], v. 61, n. 1, p.292-301, jan. 2014. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/tie.2013.2245622.

MARQUES, G.d.. A Comparison of Active Power Filter Control Methods in Unbalanced and Non-sinusoidal Conditions. **IECON '98. Proceedings Of The 24th Annual Conference Of The IEEE Industrial Electronics Society (cat. No.98ch36200)**, [s.l.], p.444-449, 1998. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/iecon.1998.724284.

MESQUITA, Leon Marcel Oliveira de. **Estudo Comparativo de Algoritmos de Sincronização com Aplicações em Eletrônica de Potência**. 2011. 93 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2011.

MOOR NETO, João Amin. **Contribuições para o Desenvolvimento do Condicionador Unificado de Energia (UPQC - Unified Power Quality Conditioner)**. 2008. 226 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2008.

PÁDUA, Marcelo Suzart de. **Técnicas Digitais para Sincronização com a Rede Elétrica, com Aplicação em Geração Distribuída**. 2006. 146 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2006.

POMILIO, José Antenor. **Curso Avaliação de Qualidade de Energia**. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/qualidade/>>. Acesso em: 04 maio 2015.

POMILIO, José Antenor. **Pré Reguladores de Fator de Potência**. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pfp.html>>. Acesso em: 04 maio 2015.

RODRIGUEZ, P. et al. New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. **37th IEEE Power Electronics Specialists Conference**, [s.l.], p.1-7, 2006. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/pesc.2006.1712059

RODRIGUEZ, P. et al. Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions. **IECON 2006 - 32nd Annual Conference On Ieee Industrial Electronics**, [s.l.], p.5173-5178, nov. 2006. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/iecon.2006.347807.

RODRIGUEZ, Pedro et al. Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control. **IEEE Transactions On Power Electronics**, [s.l.], v. 22, n. 2, p.584-592, mar. 2007. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/tpel.2006.890000.

RODRIGUEZ, P. et al. Grid Synchronization of Power Converters Using Multiple Second Order Generalized Integrators. **2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**, [s.l.], p.755-760, nov. 2008. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/iecon.2008.4758048.

- SAITOU, M. et al. A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation. **38th Ias Annual Meeting On Conference Record Of The Industry Applications Conference, 2003.**, [s.l.], p.1222-1227, 2003. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/ias.2003.1257706.
- SANTOS FILHO, Rubens Marcos; SEIXAS, Paulo F.; CORTIZO, Porfirio C. A Comparative Study of Three-Phase and Single-Phase PLL Algorithms for Grid-Connected Systems. In: **Proc. INDUSCON Conf. Rec.** 2006.
- SASSO, Evandro M et al. Investigação dos Modelos de Circuitos de Sincronismo Trifásicos Baseados na Teoria das Potências Real e Imaginária Instantâneas (p-PLL E q-PLL). **Congresso Brasileiro de Automática**, [s.l.], p.480-485, 2002. DOI: 10.13140/2.1.2663.5203.
- SHARMITHA, D.; SUNDARARAJAN, D.. Estimation of Harmonics and Interharmonics Using Phase-locked Loop. **2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)**, [s.l.], p.514-519, fev. 2013. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/icpec.2013.6527711.
- SILVA, Sergio Augusto Oliveira da; NOVOCHADLO, Rhodolfo; MODESTO, Rodrigo Augusto. Single-phase PLL Structure Using Modified p-q Theory for Utility Connected Systems. **2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference**, [s.l.], p.4706-4711, jun. 2008. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/pesc.2008.4592712.
- SILVA, S.m. et al. Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems. **Conference Record Of The 2004 Ieee Industry Applications Conference, 2004. 39th Ias Annual Meeting.**, [s.l.], p.2259-2263, 2004. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/ias.2004.1348790
- SOARES, V.. A Control Method for Active Power Filters Under Unbalanced Non-Sinusoidal Conditions. **6th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives**, [s.l.], p.120-124, 1996. Institution of Engineering and Technology (IET). DOI: 10.1049/cp:19960899.
- SOARES, V.; VERDELHO, P.; MARQUES, G.. Active Power Filter Control Circuit Based on the Instantaneous Active and Reactive Current  $i_{d/i_{q}}$  Method. **Pesc97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing And Electronic Specialists Conference 1972**, [s.l.], p.1096-1101, 1997. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/pesc.1997.616882.
- SONG, H.-s.; NAM, K.. Instantaneous Phase-angle Estimation Algorithm Under Unbalanced Voltage-sag Conditions. **IEEE Proceedings, Generation, Transmission and Distribution**, [s.l.], v. 147, n. 6, p.409-415, 2000. Institution of Engineering and Technology (IET). DOI: 10.1049/ip-gtd:20000716.



SVENSSON, J.. Synchronisation Methods for Grid-connected Voltage Source Converters. **IEEE Proceedings, Generation, Transmission and Distribution**, [s.l.], v. 148, n. 3, p.229-235, 2001. Institution of Engineering and Technology (IET). DOI: 10.1049/ip-gtd:20010101.

TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.. Flexible Control of Small Wind Turbines With Grid Failure Detection Operating in Stand-Alone and Grid-Connected Mode. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s.l.], v. 19, n. 5, p.1323-1332, set. 2004. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/tpel.2004.833452.

TEODORESCU, Remus; LISERRE, Marcus; RODRIGUÉZ, Pedro. **Grid Coconverters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. United Kingdom: John Wiley And Sons, 2011. 398 p.

TESTA, A. et al. Interharmonics: Theory and Modeling. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [s.l.], v. 22, n. 4, p.2335-2348, out. 2007. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/tpwr.2007.905505.

THACKER, Timothy et al. Phase-Locked Loops using State Variable Feedback for Single-Phase Converter Systems. **2009 Twenty-fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**, [s.l.], p.864-870, fev. 2009. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/apec.2009.4802763.

THACKER, Timothy et al. Phase-Locked Loop Noise Reduction via Phase Detector Implementation for Single-Phase Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s.l.], v. 58, n. 6, p.2482-2490, jun. 2011. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/tie.2010.2069070.

VALIVIITA, S.. Zero-crossing Detection of Distorted Line Voltages Using 1-b Measurements. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s.l.], v. 46, n. 5, p.917-922, 1999. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/41.793339.