

## TRABALHO DE GRADUAÇÃO

### MÉTODO DE SINCRONIZAÇÃO DE TENSÃO EM MALHA FECHADA PARA CONVERSORES TRIFÁSICOS

Natália Aquino de Freitas Tristão

Brasília, Dezembro de 2014

### UNIVERSIDADE DE BRASILIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASILIA Faculdade de Tecnologia

### TRABALHO DE GRADUAÇÃO

### MÉTODO DE SINCRONIZAÇÃO DE TENSÃO EM MALHA FECHADA PARA CONVERSORES TRIFÁSICOS

Natália Aquino de Freitas Tristão

Relatório submetido ao Departamento de Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheira Eletricista

Banca Examinadora

Prof. Lélio Ribeiro Soares Júnior, ENE/UnB Orientador	
Prof. Anésio de Leles Ferreira Filho, ENE/UnB Examinador	
Prof. Francisco Damasceno Freitas, ENE/UnB	

Examinador

#### FICHA CATALOGRÁFICA

TRISTÃO, NATÁLIA AQUINO DE FREITAS
MÉTODO DE SINCRONIZAÇÃO DE TENSÃO EM MALHA FECHADA PARA CONVERSO-RES TRIFÁSICOS
[Distrito Federal] 2014.
viii, 44p., 297 mm (FT/UnB, Engenheira, Eletricista, 2014). Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.
1. Método de sincronização 2. Conversores trifásicos 3. PLL 4. DSOGI-PLL
I. Engenharia Elétrica/FT/UnB

#### **REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA**

TRISTÃO, N. A. F., (2014). Método de Sincronização de Tensão em Malha Fechada para Conversores Trifásicos. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica, Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 44p.

#### CESSÃO DE DIREITOS

AUTORA: Natália Aquino de Freitas Tristão

TÍTULO DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO: Método de Sincronização de Tensão em Malha Fechada para Conversores Trifásicos.

GRAU: Engenheira

ANO: 2014

É concedida á Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias deste Trabalho de Conclusão de Curso e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. A autora reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desse Trabalho de Conclusão de Curso pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

Natália Aquino de Freitas Tristão SHIN QI 8 Conjunto 10 - Lago Norte 71.520-300 Brasília, DF, Brasil

#### Agradecimentos

Gostaria de agradecer primeiramente aos meus pais, Gerlane e Toninho, pelo amor incondicional e pelas oportunidades de crescimento pessoal e acadêmico que sempre me proporcionaram.

Ao meu irmão Neto, minha inspiração para cursar Engenharia Elétrica.

Às mulheres da minha família, Vovó Marly, Tia Vitória, Tia Beta, Tia Suely, Tia Gorette, Carla (e Olguinha), Camila e Renata, que são exemplos de superação, determinação e força que eu procuro seguir.

Às minhas amigas Luísa, Marília, Natália, Vesna e Cecília por sempre se fazerem presentes nos momentos mais importantes, pela cumplicidade e amizade.

A todos os colegas engenheiros e engenheiras que me ajudaram nas horas difíceis da graduação e que compartilharam as amarguras e felicidades da vida de estudante de engenharia. Em especial à Danielli, à Lígia Magalhães, ao Luís Felipe, ao Marcelo Baiano, ao Rodrigo Pena, ao Guilherme Anselmo, ao João Pedro Carvalho Silveira e ao Gabriel Tomé.

Ao Professor Anésio e ao Professor Lélio, pela orientação, paciência, dedicação e disponibilidade. Obrigada.

À Universidade de Brasília, por ter me proporcionado um ensino superior gratuito e de qualidade.

Natália Aquino de Freitas Tristão

#### RESUMO

O avanço e a utilização de novas tecnologias tem contribuído para um aumento de distúrbios nas tensões dos sistemas elétricos, tais como desequilíbrios, distorções harmônicas e variações de frequência, entre outros. Esses distúrbios podem trazer consequências indesejáveis para a operação de conversores trifásicos conectados à rede, comprometendo a geração de energia. Como possíveis consequências, destacam-se as distorções nos sinais de sincronização gerados pelo conversores. Com o intuito de fazer a sincronização de um conversor trifásico com a rede de energia elétrica, este trabalho faz um estudo sobre métodos de sincronização de tensão em malha fechada. Avaliam-se as técnicas mais utilizadas na literatura e seleciona-se uma para a aplicação em questão. Esta seleção é feita de acordo com critérios determinados, a saber: simplicidade estrutural do projeto e da implementação, a adaptabilidade a possíveis variações de frequência na tensão da rede e insensibilidade tanto a distorções harmônicas quanto a desequilíbrios da tenão da rede. Faz-se ainda um levantamento de estudos comparativos entre os métodos de sincronização para ratificar a escolha. Por fim, são realizadas simulações computacionais para a comprovação do bom desempenho no cálculo do ângulo de sincronização da técnica escolhida em diferentes situações de distúrbios na rede elétrica.

Palavras-chave: Método de sincronização, conversores trifásicos, PLL, DSOGI-PLL.

# SUMÁRIO

1	INTRO	DUÇÃO	1
	1.1	Aspectos Gerais	1
	1.2	Objetivos do Trabalho	2
	1.3	Estrutura do Trabalho	3
<b>2</b>	Métoi	dos de Sincronização para Conversores Trifásicos	4
	2.1	Considerações Iniciais	4
	2.2	Fenômenos de Qualidade da Energia Elétrica	4
	2.2.1	Distorções Harmônicas	4
	2.2.2	Desequilíbrio de Tensão	5
	2.2.3	Variações de Frequência	6
	2.3	Métodos de Sincronização com PLL	7
	2.3.1	Funcionamento de um PLL Básico	7
	2.3.2	SRF-PLL	9
	2.3.3	SSI-PLL	10
	2.3.4	DDSRF-PLL	10
	2.3.5	EPLL	11
	2.3.6	QPLL	12
	2.3.7	DSOGI-PLL	13
3	Matei	riais e Métodos	18
	3.1	Considerações Iniciais	18
	3.2	Método de Sincronização Selecionado	18
	3.3	Linguagem C	21
	3.4	Desenvolvimento do Algoritmo	21
	3.5	Estudo de Caso	25
	3.5.1	Sinal Perfeitamente Senoidal	25
	3.5.2	Sinal com Distorções Harmônicas de $5^a$ e $7^a$ ordens	26
	3.5.3	Sinal com Desequilíbrio de Tensão	27
	3.5.4	Sinal com Desequilíbrio de Tensão e Distorções Harmônicas	28
<b>4</b>	Resul	TADOS	30
	4.1	Considerações Iniciais	30

	4.2	Resultados das Simulações	30
	4.2.1	Sinal Perfeitamente Senoidal	30
	4.2.2	$\mathrm{DTT}\% = 15\%$ com harmônicas de $5^a$ e $7^a$ ordens	33
	4.2.3	Desequilíbrio nas amplitudes e nos ângulos com FD = $15\%$	34
	4.2.4	Desequilíbrio nas amplitudes com FD = 4%	35
	4.2.5	Sinal com Desequilíbrio de Tensão e Distorções Harmônicas	37
	4.3	Comparação entre os Estudos de Caso	39
5	Concl	USÕES	40
	5.1	Propostas Para Trabalhos Futuros	41
RI	EFERÊ	NCIAS BIBLIOGRÁFICAS	42

# LISTA DE FIGURAS

2.1	Onda distorcida decomposta [1]	5
2.2	Modelo básico de um PLL	7
2.3	SRF-PLL	9
2.4	Diagrama de blocos do SSI-PLL [2]	10
2.5	Estrutura do DDSRF-PLL [2]	11
2.6	Diagrama de blocos do EPLL monofásico [2]	12
2.7	Diagrama de blocos do EPLL trifásico.[2]	12
2.8	Diagrama de blocos do QPLL [2]	13
2.9	Diagrama de blocos do SOGI-QSG [3]	15
2.10	Resposta em frequência do SOGI-QSG	15
2.11	Cálculo da sequência positiva feito pelo DSOGI-QSG [3]	16
2.12	Diagrama de blocos do DSOGI-PLL [3]	16
3.1	Diagrama das rotinas empregadas no código computacional	22
3.2	Tensão trifásica de entrada perfeitamente senoidal	26
3.3	Tensão trifásica de entrada com harmônicas de $5^a$ e $7^a$ ordens e $DTT\%=15\%$	26
3.4	Tensão trifásica de entrada com desequilíbrio nas amplitudes e nos ângulos e FD $=$	
	15%	27
3.5	Tensão trifásica de entrada com desequilíbrio nas amplitudes e variação de frequência.	28
3.6	Tensão trifásica de entrada com desequilíbrio nas amplitudes e distorção harmônica	29
4.1	Sinais $\nu_{\alpha}^+$ e $\nu_{\beta}^+$ do caso com tensão trifásica de entrada perfeitamente senoidal	31
4.2	Sinais $\nu_q^+ \in \nu_d^+$ do caso com tensão trifásica de entrada perfeitamente senoidal	31
4.3	Frequência angular $\omega^{'}$ do caso com tensão trifásica de entrada perfeitamente senoidal.	32
4.4	Ângulo $\theta^{+'}$ do caso com tensão trifásica de entrada perfeitamente senoidal	33
4.5	Frequência angular $\omega^{'}$ do caso com tensão trifásica de entrada com distorções harmô-	
	nicas	33
4.6	Ângulo $\theta^{+'}$ do caso com tensão trifásica de entrada com distorções harmônicas	34
4.7	Frequência angular $\omega^{'}$ do caso com tensão trifásica de entrada desequilibrada com	
	FD = 15%	34
4.8	Ângulo $\theta'^+$ do caso com tensão trifásica de entrada desequilibrada com FD = 15%	35
4.9	Frequência angular $\omega^{'}$ do caso com tensão trifásica desequilibrada e variação de	
	frequência	36
4.10	Ângulo $\theta'^+$ do caso com tensão trifásica desequilibrada e variação de frequência	37

4.11	Frequência angular $\omega^{'}$ do caso com tensão trifásica desequilibrada e com distorções	
	harmônicas	38
4.12	Ângulo $\theta'^+$ do caso com tensão trifásica desequilibrada e com distorções harmônicas.	38

# LISTA DE TABELAS

3.1	Comparação dos métodos PLL [4].	20
4.1	Resultados obtidos com o DSOGI-PLL.	39

# LISTA DE SÍMBOLOS

### Símbolos Latinos

Ts	Taxa de amostragem	$[\mathbf{s}]$
$v_a, v_b \in v_c$	Tensões	[V]
$v_a^+, v_b^+$ e	Tensões de sequência positiva	[V]
$v_c^+$		
$T_{\alpha\beta}$	Matriz de Transformação de Clarke	
$T_+$	Matriz de Transformação de Fortescue	
$v_{lpha}, v_{eta}$	Tensões de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$	[V]
$v^+_{\alpha}, v^+_{\beta}$	Tensões de fase em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ na sequência	[V]
,	positiva	
$v_d^+, v_q^+$	Tensões de fase em coordenadas síncronas $dq$ na sequência	[V]
	positiva	
f	Frequência	[Hz]
$T_{dq}$	Matriz de Transformação de Park	
$K_v$	Sensibilidade de Modulação do VCO de um PLL	
T	Taxa de amostragem	$[\mathbf{s}]$

### Símbolos Gregos

$\omega^{'}$	Frequência re ressonância do SOGI-QSG	[rad/s]
ω	Frequência angular	[rad/s]
$\omega_{ref}$	Frequência angular de referência	[rad/s]
$\omega_{ff}$	Frequência fundamental da rede	[rad/s]
$ heta'^+$	Ângulo calculado pelo DSOGI-PLL	[rad]
$\theta_{ref}$	Ângulo de referência	[rad]
ε	Erro no cálculo do ângulo realizado pelo DSOGI-PLL	

### Grupos Adimensionais

n	Índice de iterações
$k_p$	Constante da ação proporcional do controlador PI
$K_i$	Constante da ação integral do controlador PI

### Subscritos

abc	Sistema de coordenadas de um sistema trifásico
lphaeta 0	Sistema de coordenadas estacionário em um sistema trifásico
dq	Sistema de coordenadas síncronas
h	Harmônica de ordem $h$
cc	<i>Off-set</i> de corrente contínua
f	Fundamental da rede
012	Sistema de componentes simétricas de Fortescue

### Siglas

LPF	Filtro Passa-Baixa - (Low-Pass Filter)
SOGI-	Second Order Generalized Integrator for Quadrature-Signals Generation
QSG	
PI	Controlador Proporcional Integral
PLL	Phase-Locked Loop
p.u.	Por unidade
GCR	Grid Connection Requirements
ISC	Instantaneous Symmetrical Components
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
$\mathrm{DITh}\%$	Percentual de distorção harmônica individual de tensão de ordem h
$\mathrm{DTT}\%$	Percentual de distorção harmônica total de tensão
FD%	Percentual de fator de desequilíbrio
PD	Detector de fase - (Phase detector)
LF	Filtro - (Loop filter)
VCO	Oscilador controlado por tensão - (voltage controlled oscilator)
SRF-PLL	Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop
SSI-PLL	Sinusoidal Signal Integrator - Phase Locked Loop
DDSRF-	Double Decoupled Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop
PLL	
EPLL	Enhanced - Phase Locked Loop
QPLL	Quadrature - Phase Locked Loop
DSOGI-	Dual Second Order Generalized Integrator - Phase Locked Loop
PLL	

## Capítulo 1

## Introdução

#### 1.1 Aspectos Gerais

A sincronização com a rede é uma das questões mais importantes na integração de conversores de potência a sistemas elétricos de potência. Em anos recentes, o rápido desenvolvimento das turbinas eólicas e o aumento de geração de energia eólica resultaram na reformulação dos requerimentos de conexão deste tipo de fonte com a rede elétrica (*Grid Connection Requirements* - GCR) [5]. De acordo com estes requisitos, as turbinas eólicas precisam passar pelos distúrbios de maneira a continuar com a geração de energia sem grandes danos. Nestas perturbações, a amplitude, a fase e a frequência das tensões podem sofrer variações significativas. Por esta razão, a rápida e precisa detecção da componente de sequência positiva das tensões se faz necessária para se manter a geração de acordo com os GCR. Para a energia eólica, os sistemas de controle do conversor conectado a rede devem garantir a rápida adaptação às condições de falta, melhorando a tolerância do sistema de geração diante destas situações e evitando um colapso pós-falta devido a danos nos geradores eólicos [3].

Os conversores trifásicos precisam ser sincronizados com a rede elétrica por meio de um método de sincronização para que a operação, o controle e a geração sejam feitos de maneira correta. Nas últimas décadas, houve um aumento significativo da presença de distúrbios nas tensões dos sistemas elétricos. Este aumento justifica-se pelos avanços da eletrônica de potência, que possibilitaram a introdução na rede de cargas com tecnologias mais econômicas e eficientes, melhorando a confiabilidade, o rendimento, o comando e controle dos processos comerciais e industriais. Entretanto, essas cargas com processamento eletrônico da energia solicitam correntes não-senoidais, levando à perda da qualidade das redes elétricas com o surgimento de vários distúrbios no sistema [6], dentre os quais destacam-se para abordagem neste trabalho: as distorções harmônicas, os desequilíbrios e as variações de frequência nas tensões do sistema de distribuição.

Grande parte dos métodos de sincronização utilizados por conversores trifásicos fazem uso das medidas das tensões da rede elétrica como referência. Dessa maneira, o aumento de distúrbios nas tensões pode causar distorções nos sinais de sincronização gerados por estes métodos e provocar o aumento de distorções nas correntes geradas ou drenadas por estes conversores [7], afetando de maneira significativa as suas operações. Diante destes fatos, é necessária a utilização de uma técnica de sincronização que possa atuar rapidamente e que reduza o impacto da presença de distúrbios nos sinais de sincronização gerados. Além disso, um método de sincronização deve apresentar como características a simplicidade estrutural do projeto e da implementação, e ainda, a adaptabilidade a possíveis variações de frequência nas tensões da rede.

Métodos de sincronização em malha fechada podem prover uma rápida captura de fase e possuir uma boa qualidade de filtragem, mas nem sempre as duas características podem ser alcançadas simultaneamente. Isso pode comprometer o processo de obtenção de uma adequada resposta transitória e de uma boa rejeição de ruídos. Nos métodos de malha aberta, o ângulo de sincronismo ou o vetor de sincronismo normalizado é obtido diretamente por meio das tensões da rede ou pela estimação das tensões da rede [8]. Existem muitos tipos de métodos e técnicas para a sincronização com a rede de energia elétrica. Cada uma delas deve ser estudada de acordo com as suas especificidades. Uma visão geral dos vários tipos de métodos de sincronização existentes na literatura pode ser vista em [9].

Quando a frequência do sistema é uma grandeza conhecida e constante, uma das soluções possíveis para a sincronização de uma fonte eólica e a rede elétrica é a implementação de um algoritmo baseado nas componentes simétricas instantâneas (*Instantaneous Symmetrical Components*-ISC). Ele permite a detecção eficiente da componente de sequência positiva, entretanto, durante uma condição de falta, a frequência do sistema pode sofrer flutuações. Nestes casos em que a frequência não é constante, empregam-se para a detecção da componente de sequência positiva, mecanismos de malha fechada, como por exemplo o *Phase-Locked Loop* (PLL), que sensibilizam a entrada a mudanças na frequência [3].

#### 1.2 Objetivos do Trabalho

O objetivo deste trabalho é selecionar dentre os métodos de sincronização de uma fonte eólica na rede elétrica disponíveis na literatura, um que possa atender aos requisitos do GCR. Uma vez selecionado, será desenvolvido um algoritmo que permite a avaliação da sua eficácia frente a sinais perfeitamente senoidais e distorcidos. Para tanto, são metas deste estudo:

- Efetuar um levantamento bibliográfico sobre os métodos de sincronização em malha fechada mais utilizados na literatura;
- Selecionar, com base em critérios, um método de sincronização para a implementação em laboratório;
- Desenvolver o algoritmo do método selecionado em linguagem C;
- Executar simulações computacionais que viabilizem a análise do algoritmo implementado, quando do emprego tanto de sinais perfeitamente senoidais como de sinais distorcidos; e
- Elaborar a documentação com os resultados obtidos.

#### 1.3 Estrutura do Trabalho

O presente trabalho encontra-se assim organizado:

Este primeiro capítulo, visa à contextualização do problema e à exposição dos objetivos do trabalho.

O Capítulo 2 apresenta a fundamentação teórica necessária para o desenvolvimento do estudo. Em função disso, inicialmente, alguns fenômenos referentes à qualidade da energia elétrica são definidos. Em seguida, faz-se uma introdução sobre PLL, mostrando-se de maneira geral seu funcionamento, e quais são suas principais aplicações. Por fim, os métodos de sincronização com PLL mais utilizados são citados e descritos.

No Capítulo 3, os critérios de escolha de um método de sincronização são citados e justificase a escolha do método DSOGI-PLL para a sincronização com a rede de um conversor trifásico. Expõem-se ainda os motivos pelos quais a linguagem C foi utilizada para a escrita do código. Em seguida, as etapas do desenvolvimento do algoritmo computacional são elencadas e descritas. Por último, os estudos de casos analisados selecionados para a simulação computacional são expostos.

O Capítulo 4 mostra os resultados das simulações computacionais realizadas para os diferentes estudos de casos escolhidos para este trabalho.

No Capítulo 5, há uma revisão do que foi desenvolvido, além das conclusões atingidas neste trabalho. Ademais, são listadas sugestões de tópicos a serem avaliados em trabalhos futuros.

## Capítulo 2

# Métodos de Sincronização para Conversores Trifásicos

#### 2.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo, são definidos alguns conceitos básicos necessários para o desenvolvimento deste estudo. Inicialmente, é feita a conceituação dos fenômenos de Qualidade da Energia Elétrica (QEE), a saber, distorções harmônicas, desequilíbrios de tensão e variações da frequência da rede. Visando-se atender aos objetivos deste trabalho, as distorções harmônicas são definidas com propriedade, bem como o método utilizado para quantificá-las. O mesmo ocorre para o desequilíbrio de tensão.

Em seguida, serão descritos os componentes de um PLL básico e as técnicas de sincronização em malha fechada existentes na literatura que utilizam PLL em sua estrutura. Posto isso, é exibida detalhadamente a técnica de sincronização que será empregada neste estudo.

#### 2.2 Fenômenos de Qualidade da Energia Elétrica

Nesta seção, são definidos distorções harmônicas, desequilíbrios de tensão e variações da frequência da rede.

#### 2.2.1 Distorções Harmônicas

As distorções harmônicas de tensão são fenômenos associados a deformações nas formas de onda das tensões e correntes em relação à onda senoidal da frequência fundamental. Uma onda distorcida com harmônicas pode ser decomposta via série de Fourier em uma onda puramente senoidal na frequência fundamental, ondas puramente senoidais de diferentes frequências e uma componente contínua. Essas diferentes frequências, quando múltiplas da fundamental, são denominadas ordens harmônicas [1]. A decomposição de uma onda com distorções harmônicas pode ser vista na Figura 2.1. Uma onda decomposta através da série de Fourier é expressa matematicamente como na equação 2.1.



Figura 2.1: Onda distorcida decomposta [1]

$$v(t) = V_{cc} + V_f sin(\omega_0 t) + \sum_{h=2}^{\infty} V_h sin(\omega_0 h t + \Phi_h)$$

$$(2.1)$$

Onde  $V_{cc}$  é a amplitude de um *off-set*,  $V_f$  é a amplitude da tensão fundamental da rede, h é a ordem da tensão harmônica,  $V_h$  é a tensão harmônica de ordem h e  $\Phi_h$  é a fase da tensão harmônica.

Existem duas grandezas que podem ser medidas com relação à distorção harmônica de tensão para quantificá-la, a saber: DITh% (Distorção harmônica individual de tensão de ordem h) calculada de acordo com a equação 2.2 e DTT% (Distorção harmônica total de tensão) de acordo com a equação 2.3.

$$DIT_h\% = \frac{V_h}{V_f} 100$$
 (2.2)

$$DTT\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{hmax} V_h^2}}{V_f} 100$$
(2.3)

onde  $V_h$  é a tensão harmônica de ordem h,  $V_f$  é a tensão fundamental medida e hmax é a ordem da máxima harmônica considerada.

#### 2.2.2 Desequilíbrio de Tensão

O desequilíbrio de tensão é um fenômeno associado a alterações dos padrões trifásicos do sistema de distribuição. Esse padrão é dado por um sistema equilibrado, constituído por tensões iguais em módulo e defasadas entre si de 120° elétricos [1]. Considerando uma sequência de fases ABC, as tensões em um sistema equilibrado podem ser expressas pelo grupo de equações 2.4.

$$\nu_a = V_a sen(2\pi ft + \theta_a)$$
  

$$\nu_b = V_b sen(2\pi ft - 120^o + \theta_b)$$
  

$$\nu_c = V_c sen(2\pi ft + 120^o + \theta_c)$$
  
(2.4)

onde  $V_A$ ,  $V_B$  e  $V_C$  são os módulos das tensões; f é a frequência em Hz; t é o tempo em segundos;  $\theta_A$ ,  $\theta_B$  e  $\theta_C$  são variações das fases em torno dos valores nominais.

Em condições ideais,  $\theta_A$ ,  $\theta_B \in \theta_C$  são iguais a zero, e  $V_A$ ,  $V_B \in V_C$  possuem o mesmo valor. Em uma condição de desequilíbrio, tanto os módulos das tensões podem ser diferentes entre si, como as variações das fases podem ser diferentes de zero.

Neste trabalho, é usado o método das componentes simétricas para quantificar um desequilíbrio de tensão. Este método é fundamentado no Teorema de Fortescue e é enunciado como:

"Qualquer grupo desequilibrado de n fasores associados, do mesmo tipo, pode ser resolvido em n grupos de fasores equilibrados, denominados componentes simétricas dos fasores originais."

Dessa maneira, um sistema trifásico desequilibrado pode ser decomposto em três sistemas equilibrados [10] listados a seguir:

- Sistema trifásico equilibrado com a mesma sequência de fases do sistema original, denominado sistema de sequência positiva ou direta;
- Sistema trifásico equilibrado com a sequência oposta a original, denominado sistema de sequência negativa ou inversa; e
- Sistema trifásico de fasores paralelos, denominado sequência zero.

Tendo as tensões de sequência, pode-se calcular o valor do fator de desequilíbrio pelo método das componentes simétricas [1] utilizando a equação 2.5.

$$FD\% = \frac{V_2}{V_1} 100 \tag{2.5}$$

onde FD é o fator de desequilíbrio de tensão,  $V_2$  é a magnitude da tensão de sequência negativa em RMS e  $V_1$  é a magnitude da tensão de sequência positiva em RMS.

#### 2.2.3 Variações de Frequência

A frequência em sistemas elétricos está diretamente relacionada com a rotação dos geradores e com o balanço entre a carga e a geração disponível. Se por qualquer motivo este equilíbrio dinâmico é alterado, tem-se variações de frequências de pequena ordem, cuja magnitude do desvio e a sua duração dependem das características da carga e da resposta dos dispositivos de controle de frequência. Variações de frequência que ultrapassam valores limites da condição de regime permanente são normalmente causadas por faltas no sistema, pelo desligamento de grandes blocos de carga ou saída de unidades geradoras. Entretanto, em condições normais de operação, variações severas de frequência são incomuns em sistemas de potência modernos e interconectados [11].

#### 2.3 Métodos de Sincronização com PLL

Nesta seção, um PLL básico é descrito, bem como seus componentes. Ademais, as técnicas SFR-PLL, SSI-PLL, DDSRF-PLL, QPLL, EPLL e DSOGI-PLL são descritas de maneira a demonstrar seus princípios de funcionamento.

#### 2.3.1 Funcionamento de um PLL Básico

O PLL é uma técnica que contribuiu significativamente para o avanço tecnológico em comunicações e sistemas de controle de servo-motores. O desenvolvimento dos circuitos integrados (CI's) nos anos 70 influenciou no aumento da utilização de PLLs nos sistemas de comunicação modernos, o que permitiu um aprimoramento na performance e confiabilidade dos sistemas eletrônicos [12]. O conceito básico do PLL foi originalmente publicado em 1923 e tinha uma utilização voltada para recepção síncrona de sinais de rádio. Depois disso, esta técnica foi muito utilizada em vários campos industriais. Recentemente, uma das aplicações mais populares do PLL é em sistemas de sincronização de conversores trifásicos com a rede. Um PLL ideal é capaz de fornecer de maneira rápida e precisa informações sobre a sincronização e com um alto grau de imunidade e insensibilidade a perturbações, harmônicas, desequilíbrios, afundamentos de tensão e outros tipos de distorções dos sinais de entrada [2].

Os dispositivos PLL rastreiam continuamente a fase do sinal de entrada [13]. Um PLL mantém um sinal de saída sincronizado em frequência e fase com um sinal de entrada de referência. Mais precisamente, o PLL controla a fase de um sinal de saída de tal maneira que o erro entre a fase deste e a fase da referência seja reduzido ao mínimo. O diagrama de blocos básico de um PLL pode ser visto na Figura 2.2.



Figura 2.2: Modelo básico de um PLL.

Da Figura 2.2 observa-se que o diagrama de blocos consiste de um detector de fase (*phase detector* - PD), de um filtro passa-baixa (*loop filter* - LF) e de um oscilador controlado por tensão (*voltage-controlled oscilator* - VCO). Estes elementos compõem o caminho direto do diagrama de

blocos.

O detector de fase compara a fase do sinal de entrada com a fase do sinal de saída do VCO e produz uma tensão proporcional à diferença de fase entre esses dois sinais. A tensão de saída do detector de fase é filtrada pelo LF e é usada como sinal de controle do VCO. A frequência de saída do VCO é ajustada com o objetivo de diminuir a diferença de fase entre o sinal de entrada e o seu próprio sinal de saída. Como o VCO produz uma frequência proporcional à sua tensão de entrada, qualquer sinal variante no tempo que aparecer no sinal de controle vai fazer uma modulação em frequência no VCO. Dizemos que o PLL está no modo de operação *locked* quando a frequência do sinal do VCO é exatamente igual à frequência média do sinal de entrada. Todo PLL é pelo menos de primeira ordem devido ao integrador inerente ao VCO. É possível construir PLLs de tipos e ordens diferentes dependendo da configuração de sua malha [14].

Existem dois tipos de detector de fase: senoidal e digital. O detector de fase seinoidal tem um intervalo de detecção de fase de  $\left(-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}\right)$  e opera como um multiplicador, que é um dispositivo sem memória. Os detectores de fase digitais, que também são chamados de detectores de fase sequenciais, possuem memória e são implementados por meio de circuitos lógicos sequenciais. O filtro do PLL é um filtro passa-baixas que é usado para filtrar ruídos e componentes de alta frequência do sinal do detector de fase e prover um sinal de controlado para o VCO. O sinal de saída do LF deve ser proporcional ao erro de fase [12].

Os osciladores controlados por tensão usados em um PLL não são diferentes dos usados em outras aplicações, como modulação e controle automático de frequência. Um VCO precisa ter os seguintes requisitos:

- Estabilidade de fase;
- Grande desvio de frequência;
- Alta sensibilidade de modulação  $K_{\nu}$ ;
- Linearidade da curva de Frequência x Controle de Tensão;
- Capacidade de aceitar modulação em banda larga.

A seguir, são apresentados os tipos PLL mais utilizados na literatura.

#### 2.3.2 SRF-PLL

O Synchronous Reference Frame PLL (SRF-PLL) tem uma tensão trifásica na referência abc como entrada que é transladada para a referência dq síncrona por meio da transformada de Clarke seguida pela transformada de Park. A posição angular da referência dq é controlada por uma malha fechada de realimentação que regula a componente q para zero[15]. A componente d traz informações sobre a amplitude da tensão. Na Figura 2.3 pode-se observar a estrutura completa do SRF-PLL e seu diagrama de blocos.



(b) Diagrama de blocos do SRF-PLL

#### Figura 2.3: SRF-PLL

Quando essa estrutura é comparada à do PLL convencional observa-se que o integrador é análogo ao VCO, o controlador PI é análogo ao LF e os blocos de transformação são análogos ao detector de fase [16]. É importante notar que  $\rho(t)$  é o ângulo de saída calculado pelo PLL e que  $v_d = \hat{V}cos(\omega t + \theta_0 - \rho(t))$  e  $v_q = \hat{V}sin(\omega t + \theta_0 - \rho(t))$ , onde  $\hat{V}$  é a amplitude do sinal de tensão de entrada,  $\omega$  é a frequência fundamental e  $\theta_0$  é a fase do ângulo da componente fundamental da rede. Quando  $\rho(t) = \omega t + \theta_0$  temos que  $v_d = \hat{V}$  e  $v_q = 0$  em regime permanente. Pode-se expressar a função de transferência H(s) da malha fechada como está na equação 2.6, e a função de transferência G(s) do PI está na equação 2.7.

$$H(s) = \frac{G(s)\widehat{V}}{s + G(s)\widehat{V}}$$
(2.6)

$$G(s) = k_p \frac{1 + s\tau_i}{s\tau_i} \tag{2.7}$$

onde  $k_p$  é o ganho proporcional e  $\tau_i$  é a constante de tempo da ação integral. Os valores dos fatores das constantes são ajustados para assegurar uma boa dinâmica de desempenho na obtenção do ângulo de referência, além de uma boa filtragem.

O SRF-PLL produz bons resultados diante de uma tensão de entrada equilibrada e sem distorções harmônicas, mas, sob condições de distorção e desequilíbrios nas tensões, a saída do PLL fica altamente influenciada por estes distúrbios. Um aumento na largura de banda do SFR-PLL piora o problema relacionado a distorções nos sinais de tensão. Para minimizar os efeitos das perturbações na rede, a largura de banda do SFR-PLL pode ser reduzida, mas isso causa um maior tempo de resposta, fazendo com que o sistema não faça o cálculo do ângulo  $\rho(t)$  rapidamente. Se as tensões de entrada estão desequilibradas, uma diminuição na largura de banda do SFR-PLL melhora o problema, mas o ângulo ainda é calculado com erro [4].

#### 2.3.3 SSI-PLL

Este método chamado de *Sinusoidal Signal Integrator PLL* faz o cálculo da sequência positiva fundamental do SRF-PLL para obter as informações das tensões da rede. Assim, é possível que ele opere de maneira satisfatória sob condições de distorções de desequilíbrios na rede. A sua estrutura está na Figura 2.4.



Figura 2.4: Diagrama de blocos do SSI-PLL [2]

Na Figura 2.4, a constante K controla a largura de banda e a rapidez da resposta do SSI-PLL. Uma estrutura em que a componente de sequência positiva  $v_{\alpha}^+$  é extraída por um único filtro SSI, e a componente  $v_{\beta}^+$  é calculada a partir de  $v_{\alpha}^+$  por meio de um atraso de 90° também é possível. O sinal da tensão  $v_{\beta}$  é escolhido pelo detector de sequência, mas se a sequência da tensão é conhecida previamente, é possível eliminar o detector de sequências [2]. Utilizar o filtro em  $v_{\alpha}$  garante que distorções não afetarão o PLL. Ao fazer o cálculo de  $v_{\beta}$  a partir de  $v_{\alpha}$  garante-se que as duas tensões terão a mesma amplitude.

As maiores vantagens desta configuração de PLL são a insensibilidade diante de distorções e desequilíbrios nas tensões e uma possível e fácil aplicação para sistemas monofásicos, bastando fazer apenas algumas modificações.

#### 2.3.4 DDSRF-PLL

No Double Decoupled Synchronous Reference Frame PLL, primeiramente, as tensões na referência natural abc são transladadas para a referência síncrona dq com a utilização da transformada de Park. Depois, uma rede de desacoplamento é utilizada com o objetivo de obter as componentes simétricas da tensão da rede e desacoplar as sequências positiva e negativa, evitando assim problemas relacionados a possíveis desequilíbrios nas tensões. O ângulo é estimado usando um SRF-PLL com a tensão na sequência positiva. Neste caso, é necessário supor que a tensão é um vetor com duas componentes genéricas rotacionando com frequências iguais a  $n\omega \ e \ m\omega$ , onde  $m \ e \ n$  podem ser tanto positivas quanto negativas e  $\omega$  é a frequência da rede. Adicionalmente, duas referências rotacionárias são consideradas,  $dq^n \ e \ dq^m$ , cujas posições angulares são  $n\hat{\theta} \ e \ m\hat{\theta}$  respectivamente, onde  $\hat{\theta}$  é o ângulo detectado pelo sistema [15]. A estrutura do DDSRF-PLL pode ser vista na Figura 2.5. Nesta figura, a equação 1 e a equação 2 são iguais a equação 2.8 e a equação 2.9 respectivamente.



Figura 2.5: Estrutura do DDSRF-PLL [2].

$$\begin{pmatrix} \nu_{d^+} \\ \nu_{q^+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \nu_{d^+}^* \\ \nu_{q^+}^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \hat{\nu_{d^+}} \\ \hat{\nu_{q^+}} \end{pmatrix}$$
(2.8)

$$\begin{pmatrix} \nu_{d^{-}} \\ \nu_{q^{-}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \nu_{d^{-}}^{*} \\ \nu_{q^{-}}^{*} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \hat{\nu_{d^{-}}} \\ \hat{\nu_{q^{-}}} \end{pmatrix}$$
(2.9)

Em uma sincronização perfeita,  $\hat{\theta} = \omega t$ . O filtro LPF da estrutura é um filtro passa-baixas. Essa técnica foi proposta com a intenção de evitar distorções causadas por tensões de entrada desequilibradas, mas se as tensões de entrada tiverem distorções harmônicas, a saída terá um erro de cálculo. Da mesma maneira que ocorre com o SRF-PLL, se a largura de banda do DDSRF-PLL for diminuída, há uma diminuição do erro estimado pelo PLL, mas o tempo de resposta aumenta significativamente [4].

#### 2.3.5 EPLL

Enhanced PLL é uma técnica de sincronização não-linear adaptável a mudanças de frequência. A maior melhoria neste PLL em relação ao PLL tradicional é o mecanismo do detector de fase, que permite uma maior flexibilidade e fornece mais informações, como amplitude e o ângulo de fase. Na Figura 2.6 está o diagrama de blocos do EPLL monofásico. A sua aplicação para tensões trifásicas é feita como no esquema da Figura 2.7.

Os parâmetros presentes nesta estrutura são independentes. O parâmetro K controla a velocidade de convergência da amplitude, e os parâmetros  $K_p K_v$  e  $K_i K_v$  controlam as taxas de



Figura 2.6: Diagrama de blocos do EPLL monofásico [2].



Figura 2.7: Diagrama de blocos do EPLL trifásico.[2].

convergência da fase e da frequência. O EPLL tem um alto grau de imunidade e insensibilidade diante de ruídos, distorções harmônicas e desequilíbrios presentes no sinal de tensão de entrada. É um método eficiente para a sincronização de conversores com a rede em ambientes com distúrbios nas tensões e variações de frequência. Adicionalmente, o EPLL fornece o sinal de entrada deslocado 90 graus, sendo assim um atrativo para aplicações em alguns sistemas monofásicos [2].

#### 2.3.6 QPLL

O princípio de operação dessa abordagem PLL é baseado na estimação das amplitudes em fase e em quadratura da componente fundamental do sinal de entrada, por isso este PLL é chamado de *Quadrature PLL*. O diagrama de blocos que mostra o funcionamento deste PLL está na Figura 2.8. A equação 2.10 descreve seu sinal de saída. O QPLL é aplicável tanto para sistemas de comunicação, quanto para geração distribuída [2].

$$y(t) = K_s(t)sin(\phi(t)) + K_c(t)cos(\phi(t))$$
(2.10)

onde  $K_s$  é a amplitude do sinal em fase e  $K_c$  é a amplitude do sinal em quadratura, e  $\phi(t)$  é a fase. O parâmetros  $\mu_s$ ,  $\mu_c$  e  $\mu_f$  controlam o comportamento do PLL.



Figura 2.8: Diagrama de blocos do QPLL [2].

#### 2.3.7 DSOGI-PLL

O método descrito a seguir é o *Dual Second Order Generalized Integrator* PLL. Este método é descrito com um maior número de detalhes, pois ele é o escolhido para as simulações presentes no Capítulo 4. Os motivos para a escolha deste método em detrimentos dos outros métodos PLL estão explicitados no Capítulo 3.

Utilizando o método das componentes simétricas de Fortescue no domínio do tempo [17], a componente de sequência positiva  $V_{abc}^+$  de uma tensão trifásica  $V_{abc}$  é dada pela equação 2.11.

$$V_{abc}^{+} = \begin{pmatrix} V_{a}^{+} & V_{b}^{+} & V_{c}^{+} \end{pmatrix}^{T} = \begin{pmatrix} T_{+} \end{pmatrix} V_{abc},$$

$$\begin{pmatrix} T_{+} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & a^{2} & a \\ a & 1 & a^{2} \\ a^{2} & a & 1 \end{pmatrix},$$

$$a = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$
(2.11)

Aplicando a transformação de *Clarke*, o vetor de tensões é transladado do referencial *abc* para a referência  $\alpha\beta$ , como está mostrado na equação 2.12.

$$V_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} V_{\alpha} & V_{\beta} \end{pmatrix}^{T} = \begin{pmatrix} T_{\alpha\beta} \end{pmatrix} V_{abc},$$
$$\begin{pmatrix} T_{\alpha\beta} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}$$
(2.12)

Agrupando as equações 2.11 e 2.12, a tensão instantânea de sequência positiva pode ser calculada como está mostrado na equação 2.13.

$$V_{\alpha\beta}^{+} = \begin{pmatrix} T_{\alpha\beta} \end{pmatrix} V_{abc}^{+} = \begin{pmatrix} T_{\alpha\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{+} \end{pmatrix} V_{abc},$$

$$V_{\alpha\beta}^{+} = \begin{pmatrix} T_{\alpha\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{+} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{\alpha\beta} \end{pmatrix}^{-1} V_{\alpha\beta}$$

$$V_{\alpha\beta}^{+} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{pmatrix} V_{\alpha\beta},$$

$$q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$$
(2.13)

onde q é um operador de deslocamento de fase no domínio do tempo que obtém a formar de onda em quadratura do sinal de tensão original (atraso de 90<sup>o</sup>).

A transformação da equação 2.13 é implementada pelo Positive-Sequence Calculator (PSC). A operação correta desta transformação depende da precisão da fase do sinal em quadratura provido para a sua entrada. O atraso no domínio do tempo introduzido ao operador q é dinamicamente configurado de acordo com a frequência fundamental da tensão de entrada. Logo, se a tensão de entrada apresentar conteúdo harmônico ou atrasos de fase, a transformação 2.13 não apresentará resultados precisos, bem como quando a frequência configurada para o operador q for diferente da frequência da rede. Apesar dos possíveis erros, os sinais são sempre ortogonais. A equação 2.14 mostra como é calculada a sequência positiva de uma tensão de entrada com harmônicas de ordem n. Nesta equação, o sinal de n representa a sequência positiva ou negativa da tensão de entrada.

$$V_{abc}^{+} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -|n|q \\ |n|q & 1 \end{pmatrix} V_{\alpha\beta}^{n}$$

$$(2.14)$$

Várias técnicas podem ser implementadas para gerar o atraso de 90° em  $V_{\alpha} e V_{\beta}$ . Um Quadrature Signals Generator (QSG) pode ser usado como um filtro passa-tudo de primeira ordem para gerar o atraso requerido, mas ele não filtra as harmônicas do sinal de entrada e não responde a possíveis mudanças na frequência da rede. Alguns métodos baseados em PLL serviriam a esse propósito de maneira eficaz, como o EPLL. Outros métodos avançados para geração sinais em quadratura adaptáveis a mudanças de frequência são citados na literutura, como o HT-PLL (*Hilbert Transformation PLL*) e o IPT-PLL (*Inverse Park Transformation PLL*) [18, 19, 20], mas estes se mostram complexos. Visando uma maior simplicidade foi empregado o SOGI-QSG, que é proposto em [21]. O SOGI-QSG atua como um filtro passa-baixas para a sequência positiva e um filtro passa-faixa para a sequência negativa. Outro aspecto importante do SOGI-QSG é a sua capacidade de atenuar harmônicas de alta ordem, o que é importante para tornar a técnica mais robusta diante de distorções harmônicas na rede. As funções de transferência do SOGI-QSG são dadas pela equação 2.15.

$$D(s) = \frac{\nu'}{\nu}(s) = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}$$
$$Q(s) = \frac{q\nu'}{\nu}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}$$
(2.15)

onde  $\omega'$  é a frequência de ressonância do SOGI-QSG e k é seu fator de amortecimento.

A Figura 2.9 representa o diagrama de blocos do SOGI-QSG e a Figura 2.10 mostra a resposta em frequência do SOGI-QSG.



Figura 2.9: Diagrama de blocos do SOGI-QSG [3].



(b) Resposta em frequência de Q(s).

Figura 2.10: Resposta em frequência do SOGI-QSG.

Na Figura 2.10 pode-se observar como o valor de k afeta a seletividade do filtro: quanto menor o valor de k, mais seletiva é a resposta do filtro e, em contrapartida, maior é o tempo de estabilização.

O SOGI-QSG tem uma resposta criticamente amortecida quando  $k = \sqrt{2}$ . É importante salientar que quando a frequência de ressonância  $\omega'$  não é igual a frequência  $\omega$  da rede, os sinais de saída do SOGI-QSG apresentam erros na fase e magnitude. Para o caso deste trabalho temos que, idealmente,  $\omega = \omega' = 376.9911$ .

O esquema para a detecção da sequência positiva dos sinais de tensão de entrada é mostrado na Figura 2.11.



Figura 2.11: Cálculo da sequência positiva feito pelo DSOGI-QSG [3].

O DSOGI-QSG envia sinais de entrada, que estão na referência  $\alpha\beta$ , para o PSC. No caso, a saída do PLL empregado modifica dinamicamente a frequência de ressonância do DSGOI-QSG para que o sistema alcance a funcionalidade de adaptabilidade à frequência da rede no detector de sequência positiva proposto. A Figura 2.12 apresenta o diagrama de blocos completo do DSOGI-PLL. Nesta figura, pode-se observar a malha fechada de realimentação da frequência  $\omega$  nos filtros SOGI. Quando a frequência da rede é diferente da frequência de ressonância do DSOGI-QSG, os sinais de entrada do PSC apresentam erros de amplitude e fase, mas os sinais  $V_{\alpha} \in V_{\beta}$  são sempre ortogonais.



Figura 2.12: Diagrama de blocos do DSOGI-PLL [3].

Para garantir que o detector de sequência positiva ofereça sempre resultados precisos mesmo sob variações de frequência da rede é necessário implementar um sistema em malha fechada que permita a adaptação da frequência de ressonância do DSOGI-QSG para as condições da frequência da rede. O EPLL poderia ser utilizado para esta função, porém ele possui as mesmas características de filtragem que o SOGI-QSG. Embora a utilização conjunta dos dois filtros melhore a resposta em regime permanente do sistema de detecção na presença de níveis altos de distorções harmônicas, ela também aumenta oscilações na resposta e prolonga o tempo de estabilização quando a rede passa por afundamentos de tensão.

O PLL utilizado no sistema da Figura 2.12 é o SFR-PLL. Sob condições ideais, ou seja, sem desequilíbrios de tensão nem distorções harmônicas, o SRF-PLL fornece bons resultados. No entanto, quando na presença de distúrbios na rede, tal método não apresenta uma boa performance, por isso é necessário filtrar a tensão e efetuar a extração da sua sequência positiva. Dessa maneira, os sinais de entrada do SRF-PLL garantem o bom funcionamento do mesmo. O vetor de tensão de sequência positiva é transladado do referencial estacionário  $\alpha\beta$  para o referencial rotacionário dq utilizando a transformada de Park. Esta transformada está descrita na equação 2.16. A malha de realimentação regula a componente q em zero, controlando a posição angular da referência dq e estimando a frequência da rede. A frequência estimada  $\omega'$  é utilizada por outra malha para atualizar dinamicamente a frequência de ressonância do DSOGI-QSG.

$$v_{dq}^{+} = \begin{pmatrix} v_{d}^{+} \\ v_{q}^{+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{dq} \end{pmatrix} v_{\alpha\beta}^{+},$$
  
$$\begin{pmatrix} T_{dq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta^{+}) & \sin(\theta^{+}) \\ -\sin(\theta^{+}) & \cos(\theta^{+}) \end{pmatrix}$$
(2.16)

A função de transferência do controlador PI é dada pela equação 2.17. Em [3], os parâmetros do PI foram calculados de acordo com [22] e são iguais a  $k_p = 2.22$  e  $k_i = 61.69$ , o que implica em um fator de amortecimento igual a  $\xi = \sqrt{2}$ .

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \tag{2.17}$$

Considerando-se que um dos objetivos deste trabalho é a identificação de um método de sincronização que será avaliado por meio de simulações computacionais, encontram-se no próximo capítulo as justificativas para a seleção do método PLL empregado neste trabalho.

## Capítulo 3

## Materiais e Métodos

#### 3.1 Considerações Iniciais

Este capítulo tem como objetivo esclarecer os motivos pelos quais o método DSOGI-PLL foi selecionado e utilizado nas simulações computacionais presentes no Capítulo 4. Em seguida, são esclarecidas as razões que motivaram a escrita do código na Linguagem C.

As etapas do desenvolvimento do algoritmo são listadas e explicadas de maneira objetiva. Ademais, são definidos os casos que serão simulados e analisados.

#### 3.2 Método de Sincronização Selecionado

Em sistemas trifásicos, os PLLs geralmente são baseados no SRF-PLL. Porém, já foi citado anteriormente, no Capítulo 2, que este não funciona de maneira adequada sob condições de desequilíbrios e distorções harmônicas. A presença de distúrbios na tensão da rede causa o surgimento de erros no ângulo de saída e aumenta o tempo de resposta do sistema. Por isso, o SRF-PLL foi aprimorado e várias versões melhoradas desta técnica são apresentadas na literatura. De maneira geral, estas versões usam técnicas específicas de filtragem para enviar sinais não distorcidos ao SRF-PLL. No SSI-PLL, este problema é superado com a extração da sequência positiva dos sinais de tensão de entrada. No DDSRF-PLL, uma rede de desacoplamento é utilizada para permitir um isolamento adequado das sequências positiva e negativa. Uma outra alternativa é o EPLL, que é aplicado em cada fase separadamente e calcula a sequência positiva do sistema trifásico usando as tensões das fases e suas versões deslocadas de 90 graus. A técnica QPLL, que é uma variação do EPLL, baseia-se na estimação da fase e da fase em quadratura da componente fundamental do sinal de entrada. Por útlimo, há o DSGOI-PLL, selecionado para as simulações deste trabalho.

O DSOGI-PLL é proposto em [3]. Ele faz a extração da sequência positiva das tensões, minimiza a influência das distorções harmônicas sobre os sinais de sincronismo e leva em consideração possíveis variações na frequência fundamental da rede elétrica. Este método translada a tensão trifásica da referência *abc* para a referência  $\alpha\beta$ . Um filtro DSOGI é utilizado com um QSG para filtrar as tensões e obter as versões deslocadas em 90° das mesmas. Estas tensões são utilizadas como entradas no PSC, que faz a extração da sequência positiva, baseado no método ISC, na referência  $\alpha\beta$ . Depois elas são transladadas para o eixo de referência síncrona dq. O SFR-PLL é empregado para que o sistema seja adaptável a possíveis variações de frequência da rede.

Todos os métodos apresentados neste estudo apresentam características diferentes e que são desejáveis em diversas aplicações distintas. Por isso, a escolha deve ser feita baseada em necessidades específicas e o conhecimento da aplicação para a qual o método será utilizado é indispensável. Geralmente, para aplicações monofásicas, o requerimentos básico é que a amplitude, a fase e a frequência do sinal de entrada sejam estimadas precisamente mesmo em condições de distúrbios. Existem mais especificidades para aplicações trifásicas, como a estimação das sequências positiva e negativa [2].

No caso deste trabalho, deve-se selecionar um método PLL para efetuar o controle de um conversor trifásico aplicado a um sistema de geração de energia eólica conectado à rede. A informação correta do ângulo de fase é muito importante em sistemas de geração de energia eólica [16]. Por isso, avalia-se a solução correta para esta aplicação a partir da capacidade que um determinado PLL possui em encontrar o ângulo de fase com precisão, mesmo na presença de distúrbios na tensão trifásica da rede. Desta maneira, os critérios de escolha empregados neste estudo para a seleção de uma técnica PLL estão listados a seguir.

- Capacidade de rejeição a distorções harmônicas;
- Capacidade de rejeição a desequilíbrios de tensão;
- Adaptabilidade a variações na frequência da rede;
- Precisão no ângulo calculado; e
- Simplicidade estrutural e facilidade de implementação.

Baseando-se nos critérios especificados, realizou-se um levantamento de estudos comparativos entre as diversas técnicas PLL conhecidas. Os estudos analisados possuem abordagens distintas e avaliam diversas técnicas PLL. A escolha do DSOGI-PLL para as simulações deste trabalho foi fundamentada nestes estudos, cujas conclusões são citadas nesta seção.

Em [4], é feita uma comparação entre diferentes métodos PLL descritos no Capítulo 2. O objetivo final é indicar o método mais adequado para uma aplicação específica. A comparação foi efetuada de acordo com os seguintes parâmetros: rejeição de distorções, robustez frente a desequilíbrios, detecção da amplitude da sequência positiva e simplicidade estrutural. A possibilidade de operar em sistemas monofásicos também é avaliada. A síntese de todas as características avaliadas está na Tabela 3.1.

Os sinais "+"e "-"presentes na Tabela 3.1 denotam a presença ou não de uma determinada característica. O SRF-PLL e o DDSRF-PLL possuem um "-"em "Rejeição de Distorções"devido à necessidade de diminuição da largura de banda para a obtenção de resultados satisfatórios quando

	SRF	DDSRF	SSI	DSOGI
Rejeição de Distorções	-	-	+	+
Robustez Frente a Desequilíbrios	-	+	+	+
Detecção da Sequência Positiva	-	+	-	+
Simplicidade Estrutural	+	-	+	+
Utilização em Sistemas Monofásicos	-	-	+	-

Tabela 3.1: Comparação dos métodos PLL [4].

a tensão da rede apresenta distorções harmônicas. O SSI-PLL e o DSOGI-PLL foram considerados menos complexos devido a facilidade da implementação destes com processadores industriais. Analisando a Tabela 3.1, é possível concluir que o DSOGI-PLL é uma alternativa satisfatória para a sincronização de conversores trifásicos.

Um estudo comparativo entre métodos PLL também é feito em [15]. O SRF-PLL, DDSRF-PLL, DSOGI-PLL e um modelo PLL do Simulink são comparados através de uma avaliação de seus comportamentos quando aplicados a conversores de energia eólica de um parque de geração de energia eólica. Uma das análises feitas avaliou a influência do PLL na resposta dinâmica do parque eólico em um afundamento na tensão da rede. Concluiu-se que o PLL utilizado possui de fato uma influência na resposta dinâmica do parque eólico e que, nesta situação, o DSOGI-PLL e o DDSRF-PLL apresentaram um tempo de estabilização mais longo, mas reduziram o pico de distorções harmônicas durante o afundamento.

Uma análise da performance dos métodos DSOGI-PLL, SRF-PLL e do DDSRF-PLL na sincronização de turbinas eólicas é realizada em [23]. Este estudo investiga como métodos diferentes geram, na presença de distúrbios, as correntes de sequência positiva na frequência fundamental para a rede. Comparam-se as técnicas e analisam-se os impactos dos parâmetros de sintonização na operação da sincronização. Os resultados da simulação comprovam a superioridade da performance do DSOGI-PLL em comparação ao DDSRF-PLL e ao SRF-PLL.

Em [24], avaliam-se as técnicas de filtragem e de geração de sistemas de tensões ortogonais. Este artigo mostra que a filtragem de distorções harmônicas é eficaz com a utilização do DSOGI-PLL, EPLL e QPLL, mas não é eficaz quando o SRF-PLL é empregado. Destaca-se ainda o bom funcionamento do DSOGI-PLL, que é capaz de filtrar as perturbações da rede antes que estas entrem no PLL e causem distorções no sinal de saída. Neste estudo, o EPLL mostra-se o método mais eficaz na filtragem de distorções harmônicas. O bom funcionamento do EPLL também é destacado em [25] e [26], onde ele é comparado a outras tipologias PLL na presença de distúrbios na rede.

Considerando as análises e comparações feitas, o método escolhido para este trabalho foi o DSOGI-PLL. Avaliou-se que esta metodologia PLL melhor atende aos critérios de escolha, sendo eles a simplicidade estrutural e facilidade de implementação, rejeição de distorções harmônicas e desequilíbrios, precisão na extração da sequência positiva, adaptabilidade a possíveis variações de

frequência nas tensões da rede e precisão no ângulo calculado. Além de o estudo feito em [3] ter concluído que o DSOGI-PLL é uma solução eficiente para sincronização de conversores de potência com a rede sob condições de falta, os estudos comparativos utilizados como referência deste trabalho ratificam a boa performance do DSOGI-PLL em relação aos outros métodos avaliados.

#### 3.3 Linguagem C

O algoritmo computacional utilizado nas simulações foi desenvolvido na Linguagem C. Esta linguagem de programação foi inventada e implementada primeiramente por Dennis Ritchie em um DEC PDP-11 com o sistema operacional UNIX. O C é o resultado de um processo de desenvolvimento que começou com uma linguagem mais antiga, a BCPL. Em 1983, o American National Standards Institute - ANSI estabeleceu um comitê para criar um padrão e definir esta linguagem. Por combinar elementos de linguagem de alto nível com funcionalidades da Linguagem Assembly, o C é caracterizado como sendo de nível médio, ou seja, permite a manipulação de bits, bytes e endereços. Outra importante característica do C é a sua portabilidade e alta compatibilidade com diversos softwares e hardwares [27].

A capacidade de uma linguagem de programação de seccionar um dado programa em subrotinas para a realização de uma tarefa específica é chamada de *compartimentalização* do código e dos dados contidos neste código. Essa habilidade caracteriza uma linguagem como sendo estruturada. O uso de sub-rotinas isoladas em C admite que diferentes tarefas de um programa sejam definidas e codificadas separadamente, facilitando a programação de códigos mais longos e complexos [27].

Visando uma maior facilidade na estruturação e escrita do código e ainda a possibilidade de portabilidade deste para outros ambientes, o código computacional utilizado nas simulações do Capítulo foi desenvolvido na Linguagem C. Dessa maneira, caso seja necessário, ele poderá ser utilizado em diversos processadores digitais e compiladores, necessitando apenas de poucas e simples adaptações.

#### 3.4 Desenvolvimento do Algoritmo

O código em desenvolvido em Linguagem C foi separado em rotinas. Dessa maneira, tanto a sua estruturação, como a compreensão do mesmo é facilitada. A Figura 3.1 representa um diagrama das rotinas empregadas.

Da figura 3.1, percebe-se que cada rotina possui uma função bem definida. O código tem início com um sinal trifásico  $V_{abc}$ , que é amostrado. Para isso, utiliza-se uma taxa de amostragem T com um valor igual a 0.00002 s e um número de iterações n diferente para cada caso. A equação 3.1 exemplifica como a amostragem de uma função genérica f(t) pode ser feita.

$$f(t) \Longrightarrow f(nT), n = 0, 1, 2, 3... \tag{3.1}$$



Figura 3.1: Diagrama das rotinas empregadas no código computacional.

Onde n é a variável utilizada para definir o índice da iteração e T é a taxa de amostragem.

Cada amostra atua primeiramente como entrada do bloco  $[T_{\alpha\beta}]$ , que efetua a Transformação de Clarke utilizando operações simples de multiplicações e somas. Após essa transformação, as tensões  $V_{\alpha} \in V_{\beta}$  resultantes passam cada uma por um filtro SOGI-QSG separadamente. A implementação dos filtros foi feita de maneira discreta para que eles pudessem atuar com as entradas amostradas.

A discretização dos filtros foi efetuada por meio de equações de diferenças. Primeiramente, foram obtidas as equações dos filtros no domínio do tempo a partir das funções de transferência destes, apresentadas na seção 2.3.7. Em seguida, utilizando a taxa de amostragem T, as funções no domínio do tempo foram amostradas. A equação 3.2 apresenta este processo para o filtro passa-faixas e a equação 3.3 para o filtro passa-baixas.

$$D(s) = \frac{\nu'}{\nu}(s) = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}$$
$$\nu'(s)s^2 + \nu'(s)k\omega's + \nu'(s)\omega'^2 = \nu(s)k\omega's$$
$$\ddot{\nu}(t) + \dot{\nu}'(t)k\omega' + \nu'(t)\omega'^2 = \dot{\nu}(t)k\omega'$$
$$\ddot{\nu}'(nT) + \dot{\nu}'(nT)k\omega' + \nu'(nT)\omega'^2 = \dot{\nu}(nT)k\omega'$$
(3.2)

$$Q(s) = \frac{q\nu'}{\nu}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}$$
$$q\nu'(s)s^2 + q\nu'(s)k\omega's + q\nu'(s)\omega'^2 = \nu(s)k\omega'^2$$
$$q\ddot{\nu}'(t) + q\dot{\nu}'(t)k\omega' + q\nu'(t)\omega'^2 = \nu(t)k\omega'^2$$
$$q\ddot{\nu}'(nT) + q\dot{\nu}'(nT)k\omega' + q\nu'(nT)\omega'^2 = \nu(nT)k\omega'^2$$
(3.3)

De acordo com o método de Euler, pode-se amostrar as derivadas de uma função em relação ao tempo utilizando uma estimativa dos valores das derivadas de iterações anteriores [28]. As derivadas discretas de primeira ordem e de segunda ordem em relação ao tempo de uma função f(t) são dadas pelas equações 3.4 e 3.5, respectivamente.

$$\dot{f}(nT) = \frac{f(nT) - f((n-1)T)}{T}$$
(3.4)

$$\ddot{f}(nT) = \frac{f(nT) - 2f((n-1)T) + f((n-2)T)}{T^2}$$
(3.5)

Onde f((n-1)T) é o valor da sequência f(nT) calculado na iteração imediatamente anterior e f((n-2)T) é o valor da sequência f(nT) calculado há duas iterações atrás.

Utilizando as equações 3.4 e 3.5, pode-se desenvolver as equações 3.2 e 3.3 em equações de diferenças [28]. As equações de diferenças fornecem o valor atual da função por meio de uma média de seus valores em iterações anteriores. As equações 3.6 e 3.7 apresentam as equações discretas dos filtros D(s) e Q(s), respectivamente.

$$\nu'(nT) = \frac{\frac{k\omega'}{T}}{\omega'^2 + \frac{k\omega'}{T} + \frac{1}{T^2}} [\nu(nT) - \nu((n-1)T)] + \frac{\frac{k\omega'}{T} + \frac{2}{T^2}}{\omega'^2 + \frac{k\omega'}{T} + \frac{1}{T^2}} [\nu'((n-1)T)] - \frac{\frac{1}{T^s}}{\omega'^2 + \frac{k\omega'}{T} + \frac{1}{T^2}} [\nu'((n-2)T)]$$

$$(3.6)$$

$$q\nu'(nT) = \frac{k\omega'^2}{\omega'^2 + \frac{k\omega'}{T} + \frac{1}{T^2}} [\nu(nT)] + \frac{\frac{k\omega'}{Ts} + \frac{2}{T^2}}{\omega'^2 + \frac{k\omega'}{T} + \frac{1}{T^2}} [q\nu'((n-1)T)] - \frac{\frac{1}{Ts}}{\omega'^2 + \frac{k\omega'}{T} + \frac{1}{T^2}} [q\nu'((n-2)T)]$$

$$(3.7)$$

As equações discretas obtidas são implementadas sem dificuldades no código. Uma simples rotina resolve a questão dos filtros. Deve-se fazer o armazenamento dos valores de  $\nu(nT)$ ,  $\nu'((n-1)T)$ ,  $\nu'((n-1)T)$ ,  $\nu'((n-2)T)$ ,  $q\nu'(nT)$ ,  $q\nu'((n-1)T)$  e  $q\nu'((n-2)T)$ , bem como a atualização destes valores para a próxima iteração. As condições iniciais adotadas foram:

$$\begin{split} \nu((n-1)T) &= 0; \\ \nu'((n-1)T) &= 0; \\ \nu'((n-2)T) &= 0; \\ q\nu'((n-1)T) &= 0; \\ e \end{split}$$

 $q\nu'((n-2)T) = 0.$ 

Também foi adotada uma condição inicial para  $\omega'$  igual a 376.992 [rad/s].

É importante ressaltar que, a cada iteração, o valor de  $\omega'$  é atualizado em ambos filtros SOGI-QSG. Dessa maneira, os cálculos das equações 3.6 e 3.7 são feitos com o último valor de  $\omega'$  calculado pelo PLL.

A saída dos filtros fornece as tensões  $\nu'_{\alpha} \in \nu'_{\beta}$ , bem como suas versões deslocadas de 90°, a saber  $q\nu'_{\alpha} \in q\nu'_{\beta}$ . A rotina que efetua o cálculo da sequência positiva das tensões possui um comportamento exatamente igual ao PSC, que faz uma combinação destes sinais de saída.

A rotina denominada PLL, além de efetuar a Transformação de Park, faz a implementação do controlador Proporcional-Integral (PI). Esta transformação é aplicada aos sinais  $\nu_{\alpha}^+ e \nu_{\beta}^+$ . O sinal  $\nu_q^+$ , uma das saídas da Transformação de Park, excita o controlador PI. Este sinal diz respeito ao erro no ângulo  $\theta'^+$  calculado pelo PLL. Ou seja, ele é, idealmente, igual a zero. O outro sinal de saída da Transformação de Park é  $\nu_d^+$ . O comportamento deste sinal depende da amplitude da tensão de entrada. Se a amplitude da tensão trifásica de entrada for constante durante todo o tempo de simulação,  $\nu_d^+$  também se mantém constante com valor igual a 1 p.u., se a amplitude da tensão tive o mesmo valor da base utilizada para a tensão. Caso existam mudanças na amplitude da tensão, o valor de  $\nu_d^+$  se adequa a essas possíveis variações de valor.

Quando o sinal  $\nu_q^+$  entra no PI, ele sofre uma ação integral e uma ação proporcional. Para a implementação da ação integral, foi utilizado o conceito da Integral de Riemann. Neste trabalho, os valores dos parâmetros  $k_p \in k_i$  do PI utilizados em [3] resultaram em uma resposta transitória muito longa e oscilatória. Então, os valores destes parâmetros foram ajustados por sintonia de maneira a melhorar o tempo de resposta do DSOGI-PLL e diminuir as amplitudes das oscilações durante a resposta transitória. Os parâmetros utilizados foram:  $k_p = 22.2 \text{ e } k_i = 123.38$ .

Ainda na rotina PLL, a saída do PI é somada a frequência da rede de referência, obtendo-se o valor de  $\omega'$ . O valor do ângulo  $\theta'^+$  é obtido integrando-se  $\omega'$ , em seguida ele é armazenado. Este valor de ângulo atualiza a operação da Transformação de Park a cada iteração.

Para realizar o cálculo do erro no ângulo encontrado pelo DSOGI-PLL, utilizou-se um ângulo ideal de referência  $\theta_{ref}$ . Este ângulo é calculado a cada iteração de acordo com a equação 3.8.

$$\theta_{ref} = \omega_{ref} nT, n = 0, 1, 2, 3... \tag{3.8}$$

Onde  $\omega_{ref}$  é a frequência angular de referência da rede. O valor padrão de  $\omega_{ref}$  é igual a 376.992 [rad/s]. Quando for utilizado um valor diferente, será explicitado. Com a equação 3.8, percebe-se que  $\theta_{ref}$  é uma sequência. O erro  $\varepsilon$  em radianos no cálculo do ângulo é feito de acordo com a equação 3.9.

$$\varepsilon = |\theta_{ref} - \theta'^+| [rad] \tag{3.9}$$

Utiliza-se para o cálculo do erro apresentado na equação 3.9 valores de regime permanente, no

qual o erro é constante e estável.

#### 3.5 Estudo de Caso

Para a efetuar uma avaliação do DSOGI-PLL, uma simulação computacional foi empregada. Dessa maneira, pode-se observar o comportamento deste método diante de diferentes entradas trifásicas. Os casos estudados são definidos nesta seção. Para testar a eficácia e robustez do DSOGI-PLL, foram escolhidos diferentes casos de desequilíbrios de tensão, distorções harmônicas e variações da frequência da rede, além de um caso com o sinal de entrada perfeitamente senoidal. Os sinais de tensão estão todos em p.u.. A amplitude considerada como base é igual a 220V. A faixa de variação possível para as tensão foi admitida como sendo de 201V até 231V.

Nas imagens que apresentam o sinal trifásico de entrada em cada caso, o tempo de simulação foi reduzido com o objetivo de melhorar a visualização do mesmo. Em um tempo muito longo de simulação a grande quantidade de ciclos pode invibializar uma boa análise das três tensões  $V_a, V_b$ e  $V_c$ . O tempo de simulação empregado para gerar as imagens da tensão trifásica de entrada foi de 0.1s. Todas as imagens foram geradas com o software MATLAB. Para isso, armazenaram-se os dados da simulação em linguagem C em arquivos do tipo .txt. Estes arquivos foram abertos no MATLAB para leitura, e assim, foi possível gerar as imagens apresentadas.

#### 3.5.1 Sinal Perfeitamente Senoidal

Neste caso, o sinal de entrada trifásico é perfeitamente senoidal e as fases possuem uma defasagem de 120° entre si. O objetivo deste caso é demonstrar como o DSOGI-PLL atua na sincronização em condições ideais. A equação 3.10 apresenta esta tensão trifásica. A Figura 3.2 ilustra a tensão trifásica de entrada em função do tempo.

$$V_a = cos(2\pi 60t);$$
  
 $V_b = cos(2\pi 60t - 120^o); e$   
 $V_c = cos(2\pi 60t + 120^o).$ 

(3.10)



Figura 3.2: Tensão trifásica de entrada perfeitamente senoidal.

#### **3.5.2** Sinal com Distorções Harmônicas de $5^a$ e $7^a$ ordens

Neste caso, é a avaliada a robustez do DSOGI-PLL frente a distorções harmônicas. A tensão trifásica de entrada com distorções harmônicas está evidenciada na equação 3.11. A Figura 3.3 mostra a tensão com harmônicas de  $5^a$  e  $7^a$  ordens e DTT% = 15%.

$$V_{a} = \cos(2\pi 60t) + 0.102\cos(2\pi 300t) + 0.11\cos(2\pi 420t);$$
  

$$V_{b} = \cos(2\pi 60t - 120^{o}) + 0.102\cos(2\pi 300t + 120^{o}) + 0.11\cos(2\pi 420t - 120^{o}); e$$
  

$$V_{c} = \cos(2\pi 60t + 120^{o}) + 0.102\cos(2\pi 300t - 120^{o}) + 0.11\cos(2\pi 420t + 120^{o}).$$
  
(3.11)



Figura 3.3: Tensão trifásica de entrada com harmônicas de  $5^a$  e  $7^a$  ordens e DTT% = 15%.

#### 3.5.3 Sinal com Desequilíbrio de Tensão

Para avaliar o comportamento do DSOGI-PLL sob desequilíbrios de tensão, foram selecionados os casos a seguir.

#### 3.5.3.1 Desequilíbrio nas amplitudes e nos ângulos com FD = 15%

Neste caso, há um desequilíbrio nas amplitudes e nos ângulos das tensões. A tensão trifásica desequilibrada é mostrada na equação 3.12. A Figura 3.4 ilustra esta tensão trifásica.

$$V_{a} = 1.2879cos(2\pi 60t - 7^{o});$$
  

$$V_{b} = 1.3636cos(2\pi 60t - 127^{o}); e$$
  

$$V_{c} = 1.0606cos(2\pi 60t + 116.1111^{o}).$$
  
(3.12)



Figura 3.4: Tensão trifásica de entrada com desequilíbrio nas amplitudes e nos ângulos e FD = 15%.

#### 3.5.3.2 Desequilíbrio nas amplitudes com FD = 4%

Este caso, inicia-se com uma tensão trifásica equilibrada na entrada. Em um dado momento, um desequilíbrio apenas nas amplitudes das tensões foi imposto, além de uma variação na frequência da rede. A frequência da rede, que é idealmente igual a 60 Hz, varia para 55 Hz no momento do desequilíbrio. A tensão trifásica desequilibrada é mostrada na equação 3.13. A Figura 3.5 apresenta o sinal trifásico de entrada para este caso.

$$V_{a} = 0.8905cos(2\pi55t);$$

$$V_{b} = 1.0019cos(2\pi55t - 120^{o}); e$$

$$V_{c} = 0.8905cos(2\pi55t + 120^{o}).$$
(3.13)



Figura 3.5: Tensão trifásica de entrada com desequilíbrio nas amplitudes e variação de frequência.

#### 3.5.4 Sinal com Desequilíbrio de Tensão e Distorções Harmônicas

Este caso apresenta uma tensão trifásica de entrada com os dois distúrbios distintos ao mesmo tempo. A tensão apresenta um desequilíbrio nas amplitudes com FD = 4%, além de distorções harmônicas de 5<sup>a</sup> ordem com DTT = 10%. A equação 3.14 representa essa tensão de entrada e a Figura 3.6 mostra seu comportamento.

$$V_{a} = 0.9832cos(2\pi60t) + 0.1063cos(2\pi300t);$$
  

$$V_{b} = 1.1283cos(2\pi60t - 120^{o}) + 0.1063cos(2\pi300t + 120); e$$
  

$$V_{c} = 1.0778cos(2\pi60t + 120^{o}) + 0.1063cos(2\pi300t - 120).$$
  
(3.14)



Figura 3.6: Tensão trifásica de entrada com desequilíbrio nas amplitudes e distorção harmônica.

## Capítulo 4

## Resultados

#### 4.1 Considerações Iniciais

Este capítulo tem como objetivo apresentar e analisar os resultados obtidos nas simulações computacionais realizadas. Todas as imagens apresentadas foram produzidas empregando-se o *software* MATLAB.

#### 4.2 Resultados das Simulações

#### 4.2.1 Sinal Perfeitamente Senoidal

Este caso se presta a exemplificar o comportamento do DSOGI-PLL em condições ideais e, ainda, mostrar como os principais sinais são controlados. Ressalta-se que o sinal trifásico perfeitamente senoidal com amplitude igual a 1 p.u. passa pela Transformação de Clarke, pelos filtros SOGI-QSG, e pelo PSC. Os sinais  $\nu_{\alpha}^+$  e  $\nu_{\beta}^+$ , obtidos após estas três etapas, são exemplificados na Figura 4.1. O tempo total de simulação empregado foi de 0.1 s, para possibilitar uma boa visualização destes sinais.

Da Figura 4.1, percebe-se que  $\nu_{\alpha}^+ \in \nu_{\beta}^+$  possuem a mesma amplitude que a tensão trifásica de entrada, e são ortogonais entre si. Estes sinais passam pela Transformação de Park, e o resultado, que são os sinais  $\nu_q^+ \in \nu_d^+$ , pode ser observado na Figura 4.2. Esta Figura apresenta um *zoom* na resposta transitória para facilitar a análise dos sinais.

É possível notar que  $\nu_q^+$  é controlado para zero e  $\nu_d^+$  para 1. A máxima amplitude que  $\nu_d^+$  assume durante as oscilações é igual a 1.002 e, em menos de 0.1 s, este sinal já apresenta seu valor final. O sinal  $\nu_q^+$  possui uma amplitude máxima de oscilação igual a 1.1769, e seu tempo de acomodação é ligeiramente maior em comparação ao tempo de acomodação do sinal  $\nu_d^+$ . Entretanto, em 0.07s, ele apresenta um erro apenas da ordem de  $10^{-3}$  em relação ao seu valor final.

A Figura 4.3 apresenta a frequência angular  $\omega'$  em função do tempo. Foi colocada na figura uma frequência angular de referência com valor igual a 376.992 [rad/s] para comparação. Um *zoom* 



Figura 4.1: Sinais  $\nu_{\alpha}^+$  e  $\nu_{\beta}^+$  do caso com tensão trifásica de entrada perfeitamente senoidal.



(b) Zoom na resposta transitória

Figura 4.2: Sinais  $\nu_q^+$  e  $\nu_d^+$  do caso com tensão trifásica de entrada perfeitamente senoidal.

na imagem é feito para uma melhor análise do sinal.



(b) Zoom na resposta transitória

Figura 4.3: Frequência angular  $\omega'$  do caso com tensão trifásica de entrada perfeitamente senoidal.

A frequência  $\omega'$  tem um valor inicial igual a 376.992 [rad/s], dado que esta era sua condição inicial. Ela oscila até um valor máximo de 381 [rad/s] e chega ao seu valor final em 0.17s. Esta frequência é integrada, e o resultado é o ângulo  $\theta^{+'}$  apresentado na Figura 4.4. Nesta figura, foi introduzido um ângulo de referência para comparação.

Percebe-se da Figura 4.4, que o erro no ângulo calculado pelo PLL é muito pequeno, praticamente inexistente. Após quatro ciclos, o ângulo  $\theta^{+'}$  se sobrepõe completamente ao ângulo de referência. O erro percentual  $\varepsilon$  calculado foi igual a 0.0011 [rad]. Este erro não possui influência significativa no sinal de controle gerado pelo DSOGI-PLL.



Figura 4.4: Ângulo  $\theta^{+'}$  do caso com tensão trifásica de entrada perfeitamente senoidal.

#### 4.2.2 DTT% = 15% com harmônicas de $5^a$ e $7^a$ ordens

Para este caso, faz-se a análise apenas de  $\omega' \in \theta^{+'}$ , que são as saídas de maior importância do DSOGI-PLL. A Figura 4.5 mostra a evolução de  $\omega'$  com o tempo, e a Figura 4.6 mostra o ângulo  $\theta^{+'}$ . As duas imagens apresentam valores de referência para futuras avaliações comparativas.



Figura 4.5: Frequência angular  $\omega^{'}$  do caso com tensão trifásica de entrada com distorções harmônicas.

Observando a Figura 4.5, nota-se que a presença de distorções harmônicas provocou uma resposta mais oscilatória no regime permanente. A amplitude máxima de oscilação da resposta transitória é igual a 380.9 [rad/s]. O sinal se estabiliza em 0.2 s. Em regime permanente, a variação no valor de  $\omega'$  é da ordem de 10<sup>-3</sup> [rad/s], o que equivale a uma variação da ordem de 10<sup>-4</sup> em Hz.

Com a Figura 4.6, é possível perceber que a variação em  $\omega'$  praticamente não se propaga para o sinal de  $\theta^{+'}$ . Este sinal apresenta um erro muito pequeno em relação à referência. O erro  $\varepsilon$ 



Figura 4.6: Ângulo  $\theta^{+'}$  do caso com tensão trifásica de entrada com distorções harmônicas. calculado foi igual a 0.0015 [rad].

#### 4.2.3 Desequilíbrio nas amplitudes e nos ângulos com FD = 15%

Os sinais de saída  $\omega^{'}$  e  $\theta^{+'}$  podem ser observados na Figura 4.7 e 4.8, respectivamente.



Figura 4.7: Frequência angular  $\omega'$  do caso com tensão trifásica de entrada desequilibrada com FD = 15%.

Ao analisar a Figura 4.7, destacam-se dois picos de oscilação que ocorrem durante regime transitório: um de 379.7 [rad/s], e outro de 374.3 [rad/s]. O tempo de acomodação da frequência angular é longo e igual a 0.5 s, porém, em 0.2 s,  $\omega'$  já assume um valor de 377.1, que é próximo ao seu valor final.

A Figura 4.8 mostra que o cálculo feito de  $\theta^{+'}$  pelo DSOGI-PLL apresenta um erro constante a partir do segundo ciclo. Este erro é de 0.1059 [rad] em relação ao ângulo de referência  $\theta_{ref}$ . Este



Figura 4.8: Ângulo  $\theta'^+$  do caso com tensão trifásica de entrada desequilibrada com FD = 15%.

caso demonstra uma falha no DSOGI-PLL para lidar com desequilíbrios nos ângulos da tensão trifásica.

#### 4.2.4 Desequilíbrio nas amplitudes com FD = 4%

Nesta situação, a simulação apresenta um tempo total de 2 s. De 0 s até 0.8 s, a tensão de entrada é perfeitamente senoidal. No instante 0.8 s, um desequilíbrio tem início e se faz presente até o fim da simulação. A Figura 4.9 apresenta a resposta de  $\omega'$  para este caso. Esta figura possui duas referências para a frequência angular,  $\omega_1 = 376.992$  [rad/s], que é a frequência angular até o instante 0.8 s, e  $\omega_2 = 345.576$  [rad/s], que é a frequência angular a partir do instante 0.8s até fim da simulação. Para uma melhor análise, fez-se um *zoom* na resposta de  $\omega'$  a partir do momento em que o desequilíbrio ocorre.

Na Figura 4.9, é possível observar que o DSOGI-PLL se adapta a variações de frequência sem dificuldades. Quando a frequência angular muda para 345.576 [rad/s], o período transitório é de aproximadamente 0.6 s. O valor da oscilação máxima da resposta é de 338.2 [rad/s].



(b) Zoom da resposta transitória

Figura 4.9: Frequência angular $\omega'$ do caso com tensão trifásica desequilibrada e variação de frequência.

A Figura 4.10 apresenta o resultado para a saída  $\theta'^+$  em dois momentos distintos, a saber: de 0.8 a 0.92 s, e de 1.31 a 1.41 s. Dessa maneira, foram feitas análises da resposta transitória e no início do regime permanente.

Pode-se observar que, no momento em que o desequilíbrio ocorre, há uma discrepância entre o ângulo de referência e o ângulo calculado pelo DSOGI-PLL. Este erro é corrigido ao longo das iterações, e em 1.345 s, ele é muito nulo. O tempo de duração da resposta transitória é longo e é igual a 0.545 s. Em regime permanente, o erro no ângulo  $\theta'^+$  em relação à referência é de 0.0012 [rad].



(b) Início do regime permanente de  $\theta^{'+}$ 

Figura 4.10: Ângulo  $\theta'^+$ do caso com tensão trifásica desequilibrada e variação de frequência.

#### 4.2.5 Sinal com Desequilíbrio de Tensão e Distorções Harmônicas

O último caso analisado possui, além de um desequilíbrio nas amplitudes, distorções harmônicas de 5<sup>a</sup> ordem. A resposta de  $\omega'$  pode ser vista na Figura 4.11.

É possível observar na Figura 4.11 que a amplitude máxima de oscilação da resposta de  $\omega'$  é igual a 381.6 [rad/s], e que o regime permanente é atingido em 0.16 s. Neste caso, a resposta de  $\omega'$  mostrou-se mais oscilatória. Ela varia em torno da referência entre os valores de 377.2 e 376.7 [rad/s]. Isso corresponde a uma variação na frequência entre 60.033 e 59.954 [Hz].

A Figura 4.12 apresenta a resposta de  $\theta'^+.$ 

A resposta em regime permanente de  $\theta'^+$  não apresenta erros aparentes a partir do 0.09 s. Mesmo durante o período de resposta transitória, o erro no ângulo  $\theta'^+$  calculado pelo PLL é muito pequeno e tem valor igual a 0.0012 [rad] em relação à referência.



(b) Zoom da resposta transitória

Figura 4.11: Frequência angular $\omega^{'}$ do caso com tensão trifásica desequilibrada e com distorções harmônicas.



(b) Início do regime permanente de  $\boldsymbol{\theta}^{'+}$ 

Figura 4.12: Ângulo  $\theta'^+$  do caso com tensão trifásica desequilibrada e com distorções harmônicas.

#### 4.3 Comparação entre os Estudos de Caso

A Tabela 4.1 apresenta um resumo da performance obtida com o DSOGI-PLL nos diferentes casos estudados. Na Tabela 4.1, a variável analisada é  $\theta'^+$ . O Caso 1 é o com tensão trifásica de entrada perfeitamente senoidal. O caso 2 é o caso com uma tensão trifásica de entrada com distorções harmônicas de 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> ordens e DTT = 15%. O caso 3 é o caso com tensão trifásica de entrada desequilibrada com FD = 15%. O caso 4 é o caso com tensão trifásica de entrada desequilibrada com FD = 4% e uma variação de frequência de 60 [Hz] para 55[Hz]. O caso 5 é o caso com tensão trifásica de entrada desequilibrada com FD = 4% e distorção harmônica de 5<sup>a</sup> com DTT = 10%.O erro foi calculado de acordo com a fórmula 3.9 apresentada no Capítulo 3.

Tabela 4.1: Resultados obtidos com o DSOGI-PLL.

	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Caso 5
Tempo para atingir o Regime Permanente [s]	0.07	0.07	0.05	0.6	0.09
Erro $\varepsilon$ no cálculo do ângulo [rad]	0.0011	0.0015	0.1059	0.0012	0.0012

Com a Tabela 4.1 é possível analisar que um desequilíbrio nos ângulos da tensão trifásica de entrada causa um erro muito grande no ângulo de saída do DSOGI-PLL  $\theta'^+$ . Ou seja, o método não é completamente eficaz ao lidar com desquilíbrios nos ângulos. Entretando, nas outras situações, o DSOGI-PLL calculou  $\theta'^+$  com um erro muito pequeno e que não causa problemas significativos nos sinais de sincronização gerados pelo conversor trifásico. O valor do erro para o Caso 1 foi o menor encontrado. No Caso 4, o erro foi muito próximo àquele encontrado no Caso 1, o que ratifica a robustez do DSOGI-PLL frente a mudanças drásticas na frequência da rede. Os erros calculados no Caso 2 e no Caso 5 também são muito próximos àquele encontrado no Caso 1, o que comprova que o método é bastante robusto a desequilíbrios nas amplitudes e distorções harmônicas na tensão trifásica de entrada.

## Capítulo 5

## Conclusões

Este capítulo faz uma síntese das principais conclusões obtidas com os estudos feitos ao longo deste trabalho. Adicionalmente, algumas propostas para trabalhos futuros são apresentadas.

No Capítulo 1, o contexto, os objetivos e a estrutura do trabalho foram apresentados. No Capítulo 2, fez-se uma fundamentação teórica necessária para o desenvolvimento dos estudos presentes no trabalho. Os conceitos de distorções harmômicas, desequilíbrio de tensão e variação de frequência da rede foram apresentados. Em seguida, fez-se um levantamento de vários estudos sobre métodos de sincronização de tensão em malha fechada. A dinâmica de um PLL básico foi explicada, bem como seus componentes. Dentre os métodos analisados, os mais utilizados na literatura foram descritos no Capítulo 2, com o intuito de melhor entender o funcionamento destes para efetuar a seleção do método mais adequado para a sincronização com a rede de energia elétrica de um conversor eólico trifásico.

Os critérios utilizados neste trabalho para a escolha de um método PLL foram listados no Capítulo 3. Neste Capítulo, ainda foram explicitados os motivos para a escolha da Linguagem C para a escrita do código. Em seguida, os procedimentos utilizados para o desenvolvimento do algoritmo em C foram explicados e os casos simulados foram citados.

Os resultados das simulações foram apresentados no Capítulo 4. Os casos analisados no Capítulo 4 demonstraram a boa performance do DSOGI-PLL frente a diferentes situações de perturbações na rede. Mesmo diante de uma tensão trifásica de entrada bastante desequilibrada ou com altos níveis de distorções harmônicas, o cálculo do ângulo realizado pelo DSOGI-PLL mostrou-se eficiente. Entretanto, em todos os casos analisados, o regime permanente foi atingido apenas depois de vários ciclos. Isto pode prejudicar o controle e a conexão de um conversor trifásico com a rede. Por isso, deve-se ajustar os parâmetros de controle do controlador PI,  $k_p e k_i$ , para atingir um tempo de resposta bastante inferior ao obtido neste trabalho, bem como oscilações menores durante o regime transitório.

Em regime permanente, o DSOGI-PLL apenas apresentou erro significativo no ângulo calculado na presença de um severo desequilíbrio de tensão nas amplitudes e nos ângulos. No caso 4, o tempo de duração da resposta transitória foi bastante superior aos outros, devido à mudança na frequência da rede, mas, quando o regime permanente é atingido, o erro no cálculo do ângulo  $\theta'^+$  não é significativo. No caso 5, o erro é muito pequeno no regime permanente, o que demonstra que o DSOGI-PLL é robusto diante de desequilíbrios nas amplitudes, mas não o é diante de desequilíbrios nos ângulos da tensão trifásica de entrada. Em todos os casos em que houve presença de distorções harmônicas, o DSOGI-PLL foi capaz de filtrá-las e de realizar o cálculo de  $\theta'^+$  com erro mínimo.

Com os estudos realizados neste trabalho, pode-se concluir que a escolha do DSOGI-PLL é satisfatória e preenche todos os critérios citados no Capítulo 3. O método em questão foi implementado em linguagem C de maneira simples e as simulações ratificaram de maneira simples e objetiva a sua eficiência.

O DSOGI é baseado no uso sistemático de diversas técnicas. O SOGI é o bloco construtor do QSG. Ele oferece capacidade de filtrar distorções harmônicas das tensões, o método ISC na referência  $\alpha\beta$  calcula de maneira simples a componente de sequência positiva da tensão e o SRF-PLL faz o sistema se adaptar a mudanças de frequência. A ação conjunta destas técnicas torna o DSOGI-PLL um sistema de alta performance que permite uma rápida e precisa caracterização da componente de sequência positiva das tensões mesmo sob situações extremas de desequilíbrio e distorções harmônicas.

### 5.1 Propostas Para Trabalhos Futuros

Para dar continuidade a essa linha de pesquisa e com o intuito de aprimorar este trabalho, os seguintes trabalhos futuros são propostos:

- Uma otimização do código computacional, para que seu tempo de compilação seja reduzido e ainda para diminuir a capacidade de processamento necessária para o funcionamento deste;
- Um estudo dos parâmetros do controlador PI do DSOGI-PLL para diminuir tanto o tempo de resposta, quanto as oscilações da resposta transitória;
- A utilização de dados reais provenientes da rede de energia elétrica na entrada do DSOGI-PLL. Dessa maneira, uma análise mais confiável do comportamento deste PLL poderá ser feita;
- A aplicação do método para a sincronização de um conversor trifásico com a rede;

# **REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- NEVES, A. B. F. Análise dos Efeitos do Desequilíbrio e da Distorção Harmônica de Tensão no Conjugado e no Rendimento de um Motor de Indução Trifásico. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Brasília, outubro 2014.
- [2] GUO, X.-Q.; WU, W.-Y.; GU, H.-R. Phase-locked loop and synchronization methods for gridinterfaced converters: a review. *Przeglad Elektrotechniczny (Electrical Review)*, p. 182–187, Abril 2011.
- [3] RODRÍGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. *Power Electronics Specialists Conference*, 2006.
- [4] LIMONGI, L. R. et al. Analysis and comparison of phase locked loop techniques for grid utility applications. *Power Conversion Conference - Nagoya*, p. 674–681, 2006.
- [5] ACKERMANN, T. In: Wind Power in Power Systems. [S.I.]: Ed. Wiley, Inglaterra, 2005.
- [6] PINTO, M. G. da S. Uma Contribuição para o Estudo do Desequilíbrio de Tensão no Sistema Elétrico de Potência. Agosto 2007.
- [7] CAMARGO, R. F. Método de Sincronização Aplicado a Conversores PWM Trifásicos. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2006.
- [8] GRIGOLETTO, F. Estudo de Métodos de Sincronização de Tensão Aplicados a Conversores PWM Trifásicos. Março 2007. Universidade Federal de Santa Maria.
- [9] BOYRA, M.; THOMAS, J.-L. A review on synchronization methods for grid-connected threephase vsc under unbalanced and distorted conditions. In: POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE 2011), PROCEEDINGS OF THE 2011-14TH EUROPEAN CONFE-RENCE ON. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 1 – 10.
- [10] FORTESCUE, C. L. Method of symetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 37, p. 1027–1140, Junho 1918.
- [11] DUGAN, R.; MCGRANAGHAN, M.; BEATY, H. Electrical Power Systems Quality. [S.1.]: Editora McGraw-Hill, 1996.

- [12] HSIEH, G.-C.; HUNG, J. C. Phase-locked loop techniques a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 43, p. 609–615, Dezembro 1996.
- [13] GUPTA, S. C. Phase-locked loops. Proceedings of the IEEE, v. 63, p. 291–306, Fevereiro 1975.
- [14] NASH, G. Phase-locked loop design fundamentals. Motorola, AN-535, 1970.
- [15] PEREIRA, H. A. et al. Influence of pll in wind parks harmonic emissions. IEEE PES Conference On Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LA), p. 1–8, Abril 2013.
- [16] FILHO, R. M. dos S.; SEIXAS, P. F.; CORTIZO, P. C. A comparative study of three-phase and single-phase pll algorithms for grid-connected systems. In: . Recife: In Proc. INDUSCON Conf. Rec., 2006.
- [17] LYON, W. V. In: Application of the Method of Symmetrical Components. [S.l.]: New York: Mcgraw-Hill, 1937.
- [18] KARIMI-GHARTEMANI, M.; IRAVANI, M. R. A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments. *IEEE Trans. Power Systems*, v. 19, p. 1263–1270, Agosto 2004.
- [19] SAITOU, M.; MATSUI, N.; SHIMIZU, T. A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation. in Proc. IEEE Ind. Applicat. Conf. (IAS'03), v. 2, p. 1222–1227, 2003.
- [20] SILVA, S. M. et al. Performance evaluation of pll algorithms for single-phase grid-connected systems. in Proc. IEEE Ind. Applicat. Conf. (IAS'04), v. 4, p. 2259–2263, 2004.
- [21] TEODORESCU, R. et al. Control structure for grid-connected lcl pv inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation. in Proc. IEEE App. Power Electron. Conf. and Exp. (APEC'04), v. 1, p. 580–586, 2004.
- [22] CHUNG, S. A phase tracking system for three phase utility interface inverters. *IEEE Trans. Power Electron*, v. 15, p. 431–438, Maio 2000.
- [23] MAKINEN, A.; TUUSA, H. Analysis, comparison and performance evaluation of wind turbine grid synchronizing methods. In: . Zagreb: EUROCON, 2013 IEEE, 2013. p. 1108 – 1115.
- [24] A.NICASTRI; NAGLIERO, A. Comparison and evaluation of the pll techniques for the design of the grid-connected inverter systems. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS (ISIE), 2010 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON. [S.l.]: IEEE, 2010. p. 3865 – 3870.
- [25] CACCIATO, M. et al. Robustness evaluation of phase-locked loop algorithms for single-phase distributed generation systems. In: POWER ELECTRONICS ELECTRICAL DRIVES AU-TOMATION AND MOTION (SPEEDAM), 2010 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON. [S.I.]: IEEE, 2010. p. 914 – 919.

- [26] NAGLIERO, A. et al. Synchronization techniques for grid connected wind turbines. In: IN-DUSTRIAL ELECTRONICS, 2009. IECON '09. 35TH ANNUAL CONFERENCE OF IEEE.
   [S.l.]: IEEE, 2009. p. 4606 4613.
- [27] SCHILDT, H. C, completo e total. Terceira. [S.l.: s.n.], 1995.
- [28] HAYES, M. H. Digital Signal Processing. [S.l.: s.n.], 1999.