

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**JOSUÉ PEREIRA DE ARRUDA**

**MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO DE  
CONVERSORES EM SISTEMAS DE  
GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

**VIRTUS IMPAVIDA**

RECIFE, SETEMBRO DE 2008.

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO DE**  
**CONVERSORES EM SISTEMAS DE**  
**GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

**JOSUÉ PEREIRA DE ARRUDA**

**Dissertação** submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica**

**ORIENTADOR: PROF. FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DOUTOR.**

Recife, Setembro de 2008.

**A779m**     **Arruda, Josué Pereira de.**

Métodos de sincronização de conversores em sistemas de geração distribuída / Josué Pereira de Arruda. – Recife: O Autor, 2008.  
xv, 97 folhas, il : grafs., tabs., figs.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco.  
CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2009.

Inclui Referências Bibliográficas e Apêndice.

1. Engenharia Elétrica. 2. Geração distribuída. 3. Métodos de Sincronização. 4. Phase locked loop. 5. Eletrônica de potência. I. Título.

**UFPE**

**621.3**

**CDD (22. ed.)**

**BCTG/2009-114**



Universidade Federal de Pernambuco

*Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE  
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

**JOSUÉ PEREIRA DE ARRUDA**

TÍTULO

**“MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO DE CONVERSOR EM  
SISTEMAS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA”**

A comissão examinadora composta pelos professores: MARCELO CABRAL CAVALCANTI, DEESP/UFPE, PEDRO ANDRÉ CARVALHO ROSAS, DEESP/UFPE, e LOURENÇO MATAKAS JR, Escola Politécnica/USP sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **JOSUÉ PEREIRA DE ARRUDA APROVADO.**

Recife, 22 de setembro de 2008.

**EDUARDO FONTANA**  
Coordenador do PPGEE

**MARCELO CABRAL CAVALCANTI**  
Membro Titular Interno

**PEDRO ANDRÉ CARVALHO ROSAS**  
Membro Titular Externo

**LOURENÇO MATAKAS JR**  
Membro Titular Externo

Aos meus pais.  
À Joyce.

# AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por tornar possível a realização deste trabalho.

Aos meus pais e à minha irmã, pelo apoio, confiança e amor que sempre me dedicaram.

Ao Professor e Orientador Francisco Neves pela orientação e pela amizade.

Ao Professor Pedro Rosas, cuja prestatividade foi determinante para a conclusão deste trabalho.

Ao Professor Marcelo Cabral, sempre disposto a dar sugestões e apoio.

Aos amigos do grupo de eólica, Sílvio e Tiba, pelos bons momentos de convivência.

Ao amigo Helber, pelos inúmeros debates, sempre produtivos.

Aos amigos do GEPAE, Fabrício, Arineu, Kleber, Gustavo, Fernando e Caroline e aos demais colegas de mestrado.

À todos da DOGQ, em especial à Mitre e à Glauênio, pela flexibilização no horário e pelo apoio nas ilustrações.

À CAPES pelo apoio financeiro.

À todos que, embora não citados nominalmente, contribuíram de alguma forma para a concretização deste trabalho.

JOSUÉ PEREIRA DE ARRUDA

*Universidade Federal de Pernambuco*

*25 de Setembro de 2008*

*“Olho para o escultor martelando  
uma rocha, cem vezes talvez, sem  
produzir uma única rachadura. No  
centésimo primeiro golpe, porém,  
ela se divide em duas e eu sei que  
não foi por causa da última  
martelada, mas por todas as que a  
antecederam.”*

**Jacob Riis**

Resumo da Dissertação apresentada à UFPE como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

## **MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO DE CONVERSORES EM SISTEMAS DE GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

**Josué Pereira de Arruda**

Setembro/2008

**Orientador:** Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves, Doutor.

**Área de Concentração:** Processamento de Energia.

**Palavras-chaves:** geração distribuída, métodos de sincronização, phase locked loop , eletrônica de potência.

**Número de páginas:** 95

O uso de conversores de frequência CC/CA para integrar a energia renovável como uma fonte de geração distribuída tem se tornado cada vez mais comum. Em tais aplicações, a sincronização com o vetor tensão da rede é fundamental para o controle do conversor, particularmente considerando os novos requisitos de suportabilidade a afundamentos de tensão demandados das gerações distribuídas atualmente.

Este trabalho propõe um novo método de sincronização aplicado ao controle de conversores de frequência apresentado-se imune a condições anormais de operação da rede. Quatro outros métodos de sincronização encontrados na literatura são apresentados enfatizando-se suas capacidades de fornecerem respostas corretas diante de tensões desequilibradas e distorcidas. O método proposto é simulado computacionalmente e comparado às demais técnicas. Os resultados experimentais também são mostrados, com o qual o novo método consegue eliminar a influência de desequilíbrios e harmônicos na estimação da fase, da frequência e da magnitude do vetor tensão da rede.

O método proposto é modelado como aplicado ao controle do conversor de uma turbina eólica conectada ao sistema elétrico. São implementadas duas estratégias de controle do conversor do lado da rede para avaliar a independência dos resultados em relação a técnica de controle de corrente. Afundamentos momentâneos de tensão no ponto de conexão são simulados e os resultados obtidos com o método proposto mostraram que a turbina eólica não perdeu a estabilidade.



Abstract of Dissertation presented to UFPE as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering

## **CONVERTER SYNCHRONIZATION METHODS FOR DISTRIBUTED GENERATORS SYSTEMS**

**Josué Pereira de Arruda**

September/2008

**Supervisor:** Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves, Doutor.

**Area of Concentration:** Energy Processing.

**Keywords:** distributed generation, synchronization methods, phase locked loop, power electronics.

**Number of pages:** 95

The use of frequency converters DC/AC to integrate renewable energy as distributed generation is becoming more common. In such applications, the synchronization with the voltage vector is fundamental to control the converters, particularly considering the new requirements on Low Voltage Ride Through demanded from the distributed generation.

This work proposes a new synchronization method applied to frequency converters that is immune to anomalous grid conditions. Four other synchronization methods found in literature are presented with emphasis on their capacity to respond correctly to voltage unbalance and harmonic distortion. The experimental results are also presented, in which the new method cancelled the influence of the distorted and unbalanced voltages in the phase angle estimation for the grid voltage vector.

As an example, the proposed method is then modelled as applied to a wind turbine frequency converter. Two strategy of grid side converter current control are modelled in order to verify the immunity regardless of current control used. Voltage dips in point of common coupling are simulated and the results showed that using the method the turbine remained stable.

# CONTEÚDO

<b>NOMENCLATURAS E SÍMBOLOS</b>	<b>ix</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b>	<b>xii</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b>	<b>xv</b>
<b>1 INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
<b>1.1 Introdução</b> . . . . .	1
<b>1.2 Objetivo e organização textual</b> . . . . .	5
<b>2 MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO</b>	<b>7</b>
<b>2.1 Introdução</b> . . . . .	7
<b>2.2 PLL em Referencial Síncrono</b> . . . . .	8
<b>2.3 PLL em Referencial Síncrono Duplo</b> . . . . .	15
<b>2.4 Cálculo da Componente de Tensão de Seqüência Positiva</b> . . . . .	22
<b>2.5 PLL em Referencial Síncrono Estendido</b> . . . . .	24
<b>2.6 PLL com Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo</b> . . . . .	26
<b>3 EXTRAÇÃO DA TENSÃO DE SEQÜÊNCIA POSITIVA BASEADA EM OPERAÇÕES ARITMÉTICAS SIMPLES</b>	<b>30</b>
<b>3.1 Introdução</b> . . . . .	30
<b>3.2 Extração da Tensão de Seqüência Positiva Através de Componentes Simétricas: Novos Desenvolvimentos</b> . . . . .	31
<b>3.3 Método Proposto</b> . . . . .	34
3.3.1 Transformações Matemáticas em um Sistema de Referência dq Arbitrário . . . . .	34
3.3.2 Implementação do Método Proposto . . . . .	38
<b>3.4 Simulações e Resultados Experimentais</b> . . . . .	40

3.4.1	Simulações em MATLAB . . . . .	40
3.4.2	Resultados Experimentais . . . . .	45
3.4.3	Simulações em ATP . . . . .	48
<b>4</b>	<b>APLICAÇÃO DO MÉTODO DE SINCRONIZAÇÃO</b>	<b>57</b>
<b>4.1</b>	<b>Introdução . . . . .</b>	<b>57</b>
<b>4.2</b>	<b>Afundamentos Momentâneos de Tensão . . . . .</b>	<b>58</b>
<b>4.3</b>	<b>Requisitos de Suportabilidade Propostos para o Brasil . . . . .</b>	<b>62</b>
<b>4.4</b>	<b>Descrição do Sistema Simulado . . . . .</b>	<b>62</b>
<b>4.5</b>	<b>Estruturas Implementadas para o Controle do Conversor do Lado da Rede</b>	<b>64</b>
4.5.1	Controle em Referencial Síncrono . . . . .	65
4.5.2	Controle em Referencial Estacionário . . . . .	68
<b>4.6</b>	<b>Descrição dos Casos Simulados . . . . .</b>	<b>69</b>
4.6.1	Caso 1: curto-circuito tipo A com duração de $250ms$ . . . . .	70
4.6.2	Caso 2: curto-circuito tipo B com duração de $250ms$ . . . . .	75
4.6.3	Caso 3: curto-circuito tipo A com duração de $500ms$ . . . . .	80
4.6.4	Caso 4: curto-circuito tipo B com duração de $500ms$ . . . . .	84
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b>	<b>88</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>91</b>
	<b>Apêndice A PARÂMETROS DO GERADOR SÍNCRONO A ÍMÃ PERMANENTE E DA TURBINA</b>	<b>96</b>
	<b>Apêndice B PARÂMETROS DOS PLLS</b>	<b>97</b>

# Nomenclatura

$[G_{PI}^{dq}(s)]$  Matriz de ganho do controlador PI em referencial dq orientado

$[G_{PR}^{\alpha\beta}(s)]$  Matriz de ganho do controlador PR em referencial estacionário

$[M^{+1}]$  Matriz de componentes simétricas para extração da seqüência positiva

$[M^{-1}]$  Matriz de componentes simétricas para extração da seqüência negativa

$\theta'$  Ângulo de fase do vetor tensão da rede estimado pelo PLL

*AMT* Afundamento Momentâneo de Tensão

*APF* All Pass Filter

*ATP* Alternative Transient Program

*ATT* Afundamento Temporário de Tensão

*CA* Corrente Alternada

*CC* Corrente Contínua

*CHESF* Companhia Hidroelétrica do São Francisco

*CLG* Conversor do Lado do Gerador

*CLR* Conversor do Lado da Rede

*CO<sub>2</sub>* Dióxido de Carbono

*DFIG* Double Fed Induction Generator

*DFT* Discrete Fourier Transform

*DPC* Direct Power Control

$dq^{+1}$  Sistema de referencia dq girante à freqüência da componente de tensão fundamental de seqüência positiva

$dq^{-1}$  Sistema de referencia dq girante à freqüência da componente de tensão fundamental de seqüência negativa

*DSOGI* Dual Second Order Generalized Integrator

*DSP* Digital Signal Processor

*DSRF* Double Synchronous Reference Frame

*EMT* Elevação Momentânea de tensão

*EMTP* The Electromagnetic Transient Program

*EPLL* Enhanced Phase Locked Loop

*ESRF* Expanded Synchronous Reference Frame

*ETT* Elevação Temporário de tensão

*G<sub>HC</sub>* Função de transferência do bloco compensador de harmônicos

*GD* Geração Distribuída

*GEPAE* Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos

*IEA* International Energy Agency

*IGBT* Insulated Gate Bipolar Transistor

*IMT* Interrupção Momentânea de Tensão

*ISC* Instantaneous Symmetrical Components

*ITT* Interrupção Temporária de Tensão

*K<sub>i</sub>* Ganho integral

*K<sub>p</sub>* Ganho proporcional

*LPF* Low Pass Filter

*MSRF* Multiple Synchronous Reference Frame

*NO<sub>x</sub>* Óxidos de Nitrogênio

*PCC* Ponto de Conexão Comum

*PCH* Pequena Central Hidrelétrica

*PI* Proportional Integral

*PLL* Phase Locked Loop

*PR* Proportional Ressonant

*PROINFA* Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia

*PSC* Positive Sequence Calculator

*PWM* Pulse Width Modulation

*QSG* Quadrature Signal Generator

*RMS* Root Mean Square

*RTFC* Ride Through Fault Capability

$SO_2$	Dióxido de Enxofre
$SOGI$	Second Order Generalized Integrator
$SRF$	Synchronous Reference Frame
$TACS$	Transients Analysis of Control Systems
$THD$	Total Harmonic Distortion
$v_{Sa}$	Tensão do sistema, fase A
$v_{Sb}$	Tensão do sistema, fase B
$v_{Sc}$	Tensão do sistema, fase C
$v_{Sd}^+$	Tensão de eixo direto de seqüência positiva
$v_{Sq}^+$	Tensão de eixo em quadratura de seqüência positiva
$V_S$	Tensão remanescente
$VSC$	Voltage Source Converter
$VTCD$	Varição de Tensão de Curta Duração
$Z_F$	Impedância de falta
$Z_S$	Impedância de equivalente de Thévenin do sistema

# LISTA DE FIGURAS

1.1	Potência eólica total instalada no período de 1990 a 2007[1]. . . . .	2
1.2	Diagrama de um sistema de potência com a inclusão de GDs. . . . .	3
1.3	GD com interface plena de eletrônica de potência. . . . .	4
2.1	SRF-PLL. . . . .	8
2.2	Vetor tensão de seqüência positiva expresso sobre um SRF. . . . .	9
2.3	Modelo linearizado do SRF-PLL. . . . .	11
2.4	Vetor tensão composto expresso sobre um SRF. . . . .	12
2.5	Novo diagrama linearizado do SRF-PLL. . . . .	14
2.6	Tensões de eixo direto e de quadratura. . . . .	15
2.7	Vetor tensão composto expresso sobre um SRF que gira no sentido positivo. . . . .	16
2.8	Vetor tensão composto expresso sobre um SRF que gira no sentido negativo. . . . .	17
2.9	Sistema de desacoplamento. . . . .	19
2.10	Diagrama de controle do DSRF-PLL. . . . .	20
2.11	Diagrama de controle do MSRF-PLL projetado para eliminar terceiro harmônico. . . . .	22
2.12	QSG baseado em filtros passa-tudo e PSC. . . . .	25
2.13	ESRF-PLL. . . . .	25
2.14	EPLL. . . . .	26
2.15	SOGI-QSG. . . . .	28
2.16	Estrutura do DSOGI-PLL. . . . .	29
3.1	Estrutura do método proposto. . . . .	39
3.2	Resultados de simulação do método proposto para tensões de entrada do Caso1. . . . .	42
3.3	Resultados de simulação do método proposto para tensões de entrada do Caso2. . . . .	43
3.4	Resultados de simulação do método proposto para tensões de entrada do Caso3. . . . .	44

3.5	Resultados experimentais do Caso 1. . . . .	46
3.6	Resultados experimentais do Caso 2. . . . .	47
3.7	Resultados experimentais do Caso 3. . . . .	48
3.8	Tensões de entrada. . . . .	49
3.9	Tensões recuperadas pelo método proposto. . . . .	50
3.10	Tensões de eixo direto e de quadratura. . . . .	50
3.11	Frequência angular estimada. . . . .	51
3.12	Erro do ângulo de fase estimado. . . . .	51
3.13	Resultados obtidos para as demais técnicas expostas. . . . .	52
3.14	Tensões de entrada (Caso 4). . . . .	54
3.15	Tensões recuperadas pelo método proposto (Caso 4). . . . .	54
3.16	Tensões de eixo direto e eixo em quadratura (Caso 4). . . . .	55
3.17	Frequência angular estimada (Caso 4). . . . .	55
3.18	Erro do ângulo de fase estimado (Caso 4). . . . .	56
4.1	Classificação das VTCD segundo o ONS. . . . .	59
4.2	Diagrama unifilar de um sistema radial. . . . .	60
4.3	Classificação dos afundamentos de tensão. . . . .	61
4.4	Curva de suportabilidade adotada pelo Brasil. . . . .	62
4.5	Sistema elétrico unifilar da conexão da turbina eólica. . . . .	63
4.6	Controle de corrente em referencial síncrono. . . . .	66
4.7	Controle de corrente em referencial estacionário. . . . .	69
4.8	Tensões no PCC para o Caso 1. . . . .	70
4.9	Tensões recuperadas pelo PLL (Caso 1). . . . .	71
4.10	Tensões de eixo direto e de quadratura do PLL (Caso 1). . . . .	72
4.11	Frequência angular (Caso 1). . . . .	73
4.12	Tensão no barramento CC e correntes do controle das duas estratégias simuladas para o Caso 1. . . . .	74
4.13	Tensões no PCC para o Caso 2. . . . .	75
4.14	Tensões no secundário do transformador $\Delta Y$ para o Caso 2. . . . .	76
4.15	Tensões recuperadas pelo PLL (Caso 2). . . . .	76
4.16	Tensões de eixo direto e de quadratura do PLL (Caso 2). . . . .	77
4.17	Frequência angular (Caso 2). . . . .	77



4.18 Tensão no barramento CC e correntes do controle das duas estratégias simuladas para o Caso 2. . . . .	78
4.19 Tensão no barramento CC e correntes do controle das duas estratégias simuladas para o Caso 2, utilizando-se o SRF-PLL. . . . .	79
4.20 Tensões na barra 3 para o Caso 3. . . . .	80
4.21 Tensões RMS na barra 3 para o Caso 3. . . . .	81
4.22 Tensões recuperadas pelo PLL (Caso 3). . . . .	81
4.23 Tensões de eixo direto e de quadratura do PLL (Caso 3). . . . .	82
4.24 Freqüência angular (Caso 3). . . . .	82
4.25 Tensão no barramento CC e correntes do controle das duas estratégias simuladas para o Caso 3. . . . .	83
4.26 Tensões no PCC para o Caso 4. . . . .	84
4.27 Tensões recuperadas pelo PLL (Caso 4). . . . .	85
4.28 Tensões de eixo direto e de quadratura do PLL (Caso 4). . . . .	85
4.29 Freqüência angular (Caso 4). . . . .	86
4.30 Tensão no barramento CC e correntes do controle das duas estratégias simuladas para o Caso 4. . . . .	87

# LISTA DE TABELAS

2.1	Capacidade de rejeição à harmônicos no PSC em $\alpha\beta$ . . . . .	27
3.1	Ganhos das operações matemáticas para harmônicos ímpares. . . . .	33
3.2	Ganhos das operações matemáticas para harmônicos pares. . . . .	33
3.3	Comparação entre os métodos de sincronização. . . . .	45
4.1	Tipos de afundamentos de tensão nos terminais de um transformador $\Delta Y$ . . . . .	61
A.1	Parâmetros do gerador síncrono a ímã permanente. . . . .	96
A.2	Parâmetros da turbina eólica. . . . .	96
B.1	Parâmetros do SRF-PLL, DSRF-PLL e ESRF-PLL. . . . .	97
B.2	Parâmetros do DSOGI-PLL. . . . .	97
B.3	Parâmetros do método de sincronização proposto. . . . .	97

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Introdução

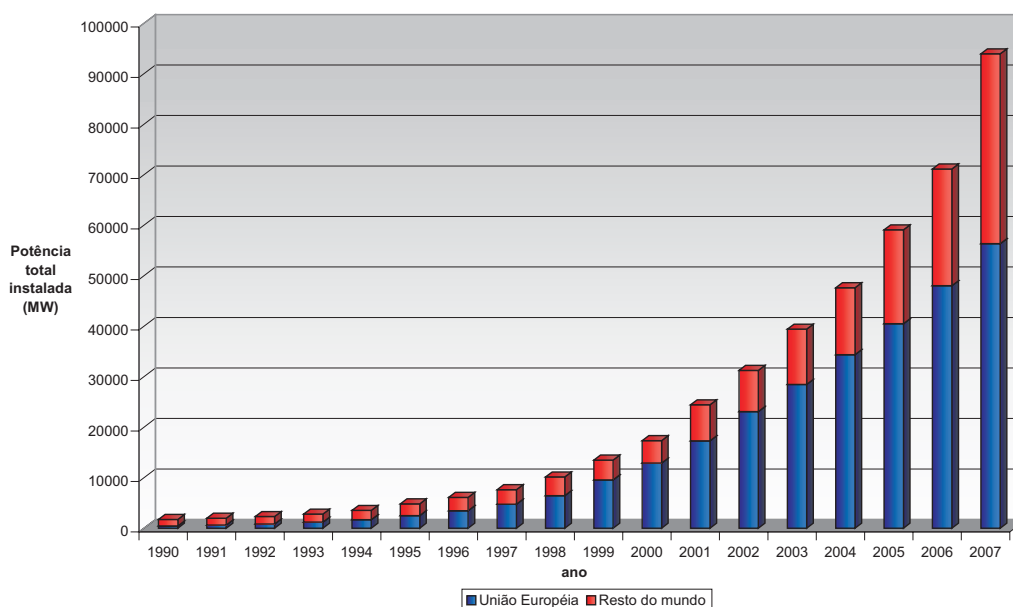
O crescente consumo mundial de energia aliado à preocupação com questões ambientais, tais como a emissão de gases e o aumento do efeito estufa, o aquecimento global e a diminuição das reservas de combustíveis fósseis, têm levado à busca de alternativas para suprir a crescente demanda por eletricidade.

Os combustíveis fósseis ainda representam a principal fonte utilizada para geração de energia elétrica, que em termos mundiais é responsável pela emissão de 26 bilhões de toneladas de  $CO_2$  a cada ano, 41% dessas emissões são decorrentes da geração de energia elétrica [1]. Segundo estimativas da IEA - *International Energy Agency*, espera-se que as emissões de  $CO_2$  aumentem 55% até 2030, chegando a 40 bilhões de toneladas de  $CO_2$ . A parcela proveniente da geração de energia elétrica deve aumentar 44% no mesmo período, alcançando o valor de 18 bilhões de toneladas de  $CO_2/ano$  [1].

A emissão de gases poluentes originários da queima de combustíveis fósseis representam um perigo à saúde, ao meio-ambiente e ao crescimento sustentável. Além disso, não só a emissão de  $CO_2$ , mas também  $SO_2$ ,  $NO_x$  e outros poluentes originários dos processos convencionais de geração de energia elétrica causam sérios prejuízos a saúde humana e ao meio-ambiente [2].

Nesse cenário, cresce o interesse mundial pelo uso de fontes de energia renováveis. Entre essas fontes, a energia eólica é a que apresenta maior crescimento. A participação da geração eólica na matriz energética de alguns países como Dinamarca, Alemanha, Espanha e EUA

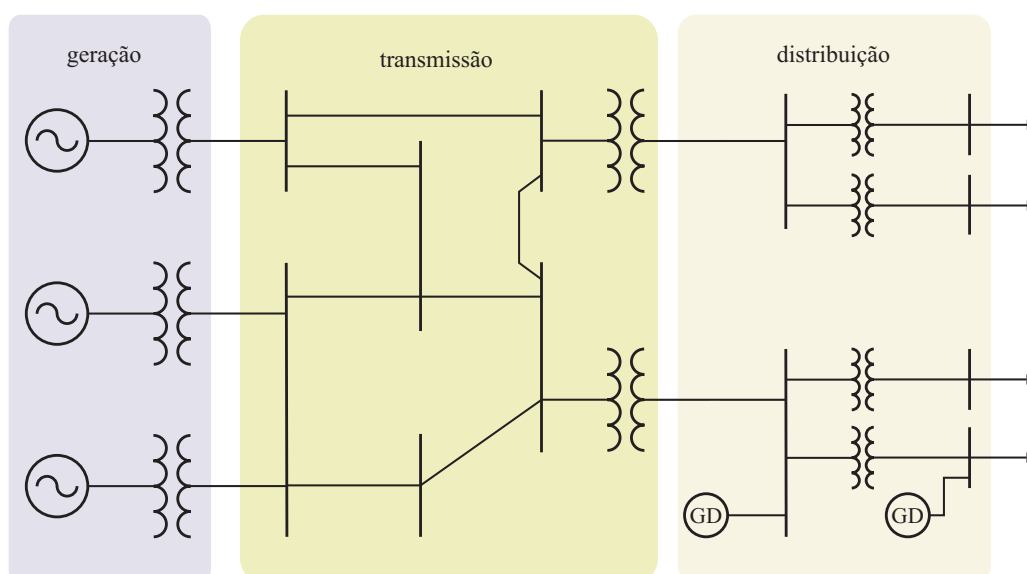
levaram a um rápido desenvolvimento da tecnologia de turbinas eólicas na última década [3]. A Figura 1.1 mostra a potência eólica total instalada mundialmente no período de 1990 a 2007.



**Figura 1.1:** Potência eólica total instalada no período de 1990 a 2007[1].

Outra fonte de energia renovável que vem experimentando grande crescimento é a tecnologia de geração solar fotovoltaica, principalmente nas aplicações em que é conectada à rede elétrica, crescimento esse que é sustentado pelos avanços contínuos na tecnologia das células fotovoltaicas.

A inclusão dessas novas fontes tem levado a uma mudança na configuração dos sistemas de potência tradicionais. Estes normalmente são compostos por grandes centrais geradoras, sejam elas térmicas ou, no caso do Brasil, grandes usinas hidroelétricas, cuja energia é transmitida aos grandes centros de carga através de extensas linhas de transmissão. Essa configuração passa a incluir as fontes de geração distribuídas (GD). Nesse caso as fontes são conectadas em pontos distintos do sistema de potência, normalmente no nível da distribuição. A Figura 1.2 mostra o diagrama unifilar de um sistema de potência hipotético, indicando a conexão das GDs.



**Figura 1.2:** Diagrama de um sistema de potência com a inclusão de GDs.

Um grande percentual de participação de GD já é uma realidade em alguns países, como por exemplo a Dinamarca, onde mais de 20% da energia produzida é proveniente dos ventos e supre 14% da energia consumida no país [4].

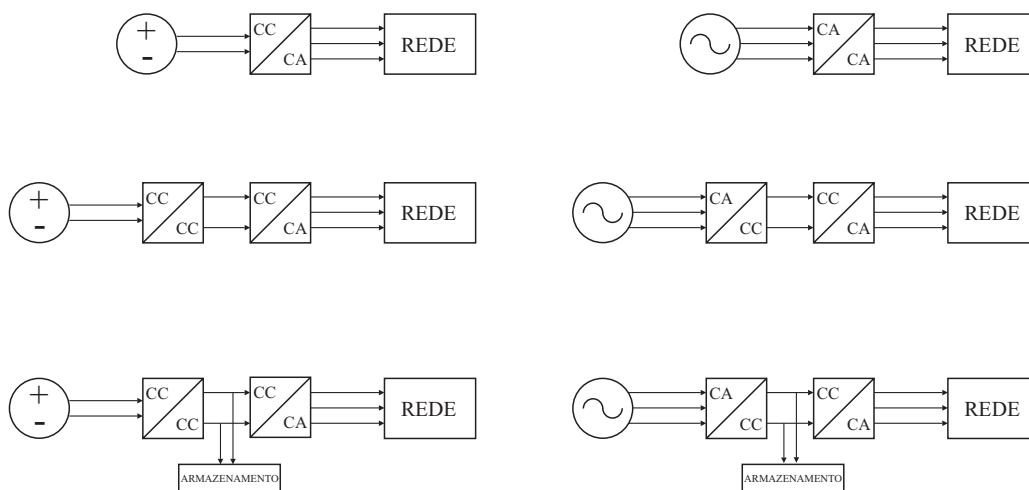
O Brasil tem despontado entre os países sul-americanos como o mercado mais promissor para o desenvolvimento da GD. Em 2002 foi criado o PROINFA - Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia, com o objetivo de diversificar a matriz energética nacional. O programa previa em uma primeira etapa a inserção de 3300MW de capacidade de geração distribuídos igualmente entre eólica, pequenas centrais hidroelétricas e biomassa.

Junto com os benefícios, a inserção em larga escala da GD traz diversos desafios, entre eles a conexão dessas fontes com o sistema de potência, que pode ser considerada de duas perspectivas principais: a perspectiva da operação do sistema de potência e a da tecnologia das fontes distribuídas [5].

A conversão da energia na GD varia de acordo com a natureza da fonte primária e muitas vezes esses sistemas de geração não podem ser diretamente conectados à rede elétrica, como no caso de alguns tipos de turbinas eólicas, dos painéis fotovoltaicos, das células combustíveis, etc. Nesses casos, a eletrônica de potência desempenha um papel fundamental e possibilita, além de uma geração mais eficiente, a capacidade de fornecer serviços ancilares tais como a compensação de reativos e a melhoria da qualidade de energia [4], [6].

A interface de eletrônica de potência entre a fonte e o sistema pode se dar de forma parcial,

como no caso das turbinas eólicas com geradores de indução duplamente alimentados (DFIG), ou plena como é o caso da maioria das topologias de turbinas eólicas, da geração fotovoltaica e das células combustível. A Figura 1.3 apresenta de modo esquemático as várias possibilidades de emprego de interface plena.



**Figura 1.3:** GD com interface plena de eletrônica de potência.

Como ilustrado, esta interface pode ser realizada em um único estágio, seja através do uso de conversores matriciais caso a fonte primária seja CA, seja do uso de um conversor CC/CA. No entanto, as topologias que empregam dois estágios de conversão são predominantes nas aplicações com fontes renováveis. Traço comum às topologias em dois estágios é possuírem um conversor CC/CC ou CA/CC do lado do gerador (CLG) e um conversor CC/CA do lado da rede (CLR) [5].

As configurações que empregam a conversão CC/CA no CLR e nas quais o barramento CC é controlável ou constante são o foco principal deste trabalho. No CLR normalmente se utilizam conversores tipo fonte de tensão (VSC), cujos IGBTs são comandados por modulação por largura de pulso (PWM), devido à sua controlabilidade e baixas perdas [7]. Porém uma desvantagem no seu uso, nas aplicações em que seja conectado à rede, é a sua sensibilidade a afundamentos de tensão.

Os códigos de rede de diversos países têm exigido a capacidade da GD em geral, mas principalmente das fontes de geração eólicas, permanecerem conectadas ao sistema durante afundamentos momentâneos de tensão ou pequenas variações de frequência. Portanto, o controle do VSC deve ser capaz de controlar a tensão no barramento CC, mantendo seu valor aproximadamente constante e também controlar as correntes injetadas na rede, minimizando

suas amplitudes e harmônicos durante faltas.

Considerando que apenas uma ou duas das tensões do sistema sofram afundamentos, o sistema se tornará desbalanceado e a maioria dos controles convencionais terá desempenho insatisfatório, uma vez que, em sua maioria, foram concebidos considerando-se tensões balanceadas [5]. Este comportamento insatisfatório deve-se principalmente à distorção nas correntes de referência do controle devido à tensão de seqüência negativa, que ao passar para um sistema de referência dq sincronizado com a componente fundamental de seqüência positiva do vetor tensão da rede transforma-se em um sinal senoidal com o dobro da freqüência fundamental.

Então, para o bom desempenho do controle do CLR, a determinação correta do ângulo do vetor tensão de seqüência positiva é imprescindível. Daí surge a necessidade de algoritmos de sincronização capazes de detectar com precisão o ângulo e a magnitude do vetor tensão de seqüência positiva, eliminando ou atenuando o efeito de desbalanços ou harmônicos nas tensões da rede.

## **1.2 Objetivo e organização textual**

O objetivo deste trabalho de dissertação é o estudo dos métodos de sincronização aplicados ao controle do CLR da GD.

O Capítulo 2 descreve a importância da detecção do ângulo e da magnitude do vetor tensão de seqüência positiva para o bom desempenho do controle do VSC e são apresentados em detalhes alguns dos algoritmos de sincronização mais comuns, destacando-se seus comportamentos perante distúrbios na rede.

O Capítulo 3 apresenta um novo algoritmo de detecção do vetor de seqüência positiva baseado na teoria de componentes simétricas instantâneas que, através de operações matemáticas simples, é capaz de eliminar as componentes harmônicas contidas nas tensões da rede. Também são apresentados os resultados de simulação do método proposto, sua comparação com os demais métodos apresentados e os resultados experimentais obtidos.

A aplicação do método proposto na sincronização de conversores de sistemas de geração distribuída é analisada no Capítulo 4. Para tal, é realizada a simulação de um pequeno sistema em que é conectada uma turbina eólica. O sistema é submetido a diversos tipos de afundamentos de tensão causados por faltas balanceadas e desbalanceadas no PCC (Ponto

de Conexão Comum). O impacto do método de sincronização sobre o controle do conversor é observado, sendo duas as estratégias de controle implementadas. Os resultados obtidos são apresentados.

No Capítulo 5, as principais conclusões relacionadas aos capítulos anteriores e as possibilidades de trabalhos futuros são comentadas.



# 2 MÉTODOS DE SINCRONIZAÇÃO

## 2.1 Introdução

A função principal dos algoritmos de sincronização é a detecção do ângulo de fase do vetor tensão de seqüência positiva da rede. A determinação precisa deste ângulo é fundamental para o controle do conversor conectado ao sistema. Seu valor é utilizado para sincronizar suas variáveis de saída com a tensão de seqüência positiva, para calcular o fluxo de potência ativa e reativa, ou para expressar as variáveis internas do controle em eixos de referência mais adequados ao mesmo [8], [9], [10].

São muitos os métodos propostos para a detecção do módulo e da fase do vetor tensão. Entre eles, podem-se citar os detectores de valor de pico e passagem por zero, os métodos baseados em componentes simétricas instantâneas [11] ou algoritmos que utilizam métodos numéricos iterativos [12]. Porém, esses métodos apresentam bom desempenho apenas nas situações em que se assume conhecida a magnitude da tensão da rede e com frequência constante [3].

No entanto, as tensões (utilizadas para a sincronização) podem estar distorcidas devido a presença de componentes harmônicas de tensão, afundamentos e mudanças de fase provenientes de faltas e condições de operação desequilibradas. Essa questão torna-se ainda mais importante com a reformulação dos códigos de rede exigindo da GD a capacidade de operação durante afundamentos momentâneos de tensão (do inglês *Ride Through Fault Capability - RTFC*). Durante tais faltas a amplitude, a fase e a frequência elétrica das tensões da rede podem apresentar variações significativas. Portanto, a detecção rápida e

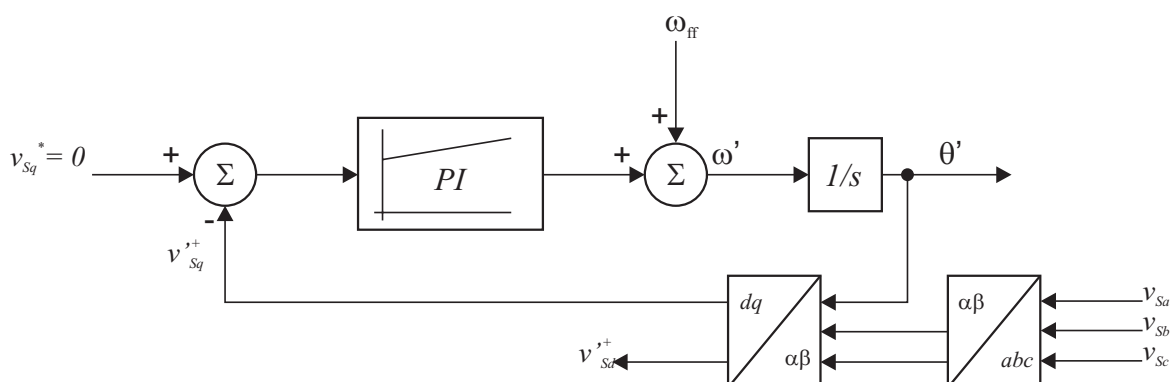
precisa do ângulo do vetor tensão é essencial para manter os conversores em operação e conseqüentemente atender a esses requisitos [13], [14],[15].

Nas situações em que as GDs têm que permanecer conectadas a redes que operam em condições desequilibradas ou com pequenas variações de frequência é comum o emprego de PLLs (*Phase Locked Loop*) para a determinação do ângulo do vetor tensão de seqüência positiva.

Neste capítulo são apresentados alguns dos principais PLLs trifásicos utilizados para a conexão de GD e seu comportamento diante de tensões trifásicas desbalanceadas.

## 2.2 PLL em Referencial Síncrono

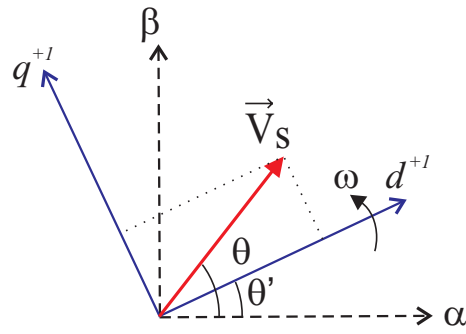
A maioria dos PLLs trifásicos baseia-se no PLL em referencial síncrono (*SRF-PLL - Synchronous Reference Frame PLL*), cuja estrutura básica é mostrada na Figura 2.1 [8], [16].



**Figura 2.1:** SRF-PLL.

No SRF-PLL as tensões  $v_{Sa}$ ,  $v_{Sb}$  e  $v_{Sc}$  medidas da rede são primeiramente transformadas para um referencial  $\alpha\beta$  estacionário e, em uma segunda etapa, para um referencial  $dq^{+1}$ , onde o sobrescrito  $+1$  indica que o sistema de referência gira na frequência da componente de tensão fundamental de seqüência positiva. O ângulo  $\theta'$  utilizado na transformação para o referencial síncrono é obtido da integração da frequência angular  $\omega'$ , que se for idêntica à frequência angular das tensões rede, fará com que as tensões  $v_{Sd}^{'+}$  e  $v_{Sq}^{'+}$  apareçam como sinais CC.

Nessa estrutura, fazendo o sinal de referência  $v_q^* = 0$ , o controlador PI modificará a posição angular do SRF para que o eixo  $d$  fique alinhado com o vetor tensão, conforme mostra a Figura 2.2.



**Figura 2.2:** Vetor tensão de seqüência positiva expresso sobre um SRF.

Desta forma, a projeção do vetor tensão no eixo em quadratura será nula e o módulo da componente de tensão de eixo direto será igual ao módulo do vetor tensão da rede. Conseqüentemente, a posição angular do sistema de referência corresponderá ao ângulo de fase do vetor tensão. A freqüência angular  $\omega_{ff}$  é introduzida para tornar mais rápida a sincronização com a freqüência da rede. A estabilidade desse sistema não linear em malha fechada pode ser demonstrada através do critério de *Lyapunov* e será omitida deste texto. No entanto, a fim de facilitar o projeto dos ganhos do controlador PI, é obtido um modelo linearizado da planta, em torno do ponto de operação em que o erro de ângulo é nulo.

Para a realização do estudo analítico do sistema de controle mostrado na Figura 2.1, é necessário, primeiramente, definir as tensões da rede  $v_{Sa}$ ,  $v_{Sb}$  e  $v_{Sc}$ . Seguindo o desenvolvimento apresentado em [17], o conjunto de tensões da rede pode ser definido, de modo geral, como o somatório de componentes harmônicas de seqüência positiva, negativa e zero:

$$\vec{V}_{Sabc} = \begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{bmatrix} = \sum_{n=1}^{\infty} (\vec{V}_{Sabc}^{+n} + \vec{V}_{Sabc}^{-n} + \vec{V}_{Sabc}^{0n}), \quad (2.1)$$

em que:

$$\vec{V}_{Sabc}^{+n} = V_S^{+n} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^{+n}) \\ \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi^{+n}) \\ \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi^{+n}) \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

$$\vec{V}_{Sabc}^{-n} = V_S^{-n} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^{-n}) \\ \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi^{-n}) \\ \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi^{-n}) \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

$$\vec{V}_{Sabc}^0 = V_S^{0n} \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^{0n}) \\ \cos(n\omega t + \phi^{0n}) \\ \cos(n\omega t + \phi^{0n}) \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

onde os sobrescritos  $+n$ ,  $-n$ , e  $0n$  indicam respectivamente as componentes de seqüência positiva, negativa e zero do enésimo harmônico.

Em uma primeira análise, consideremos o conjunto de tensões trifásicas equilibradas:

$$\vec{V}_{Sabc} = \begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{bmatrix} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Para simplificar a análise, considerou-se nulo o ângulo de fase inicial  $\phi^{+1}$ . Expressando o vetor de tensões de (2.5) em um referencial estacionário, através da transformação de *Clarke*, teremos:

$$\vec{V}_{S\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} \\ v_{S\beta} \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}] \vec{V}_{Sabc} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t) \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

onde:

$$[T_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Passando-se agora as tensões em  $\alpha\beta$  para um SRF que gire em sentido positivo à frequência fundamental e esteja em uma posição angular arbitrária  $\theta'$  com relação ao sistema  $\alpha\beta$ , teremos:

$$\vec{V}_{Sdq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{+1}} \\ v_{Sq^{+1}} \end{bmatrix} = [T_{dq^{+1}}] \vec{V}_{S\alpha\beta} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \text{sen}(\omega t - \theta') \end{bmatrix} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) \\ \text{sen}(\Delta\theta) \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

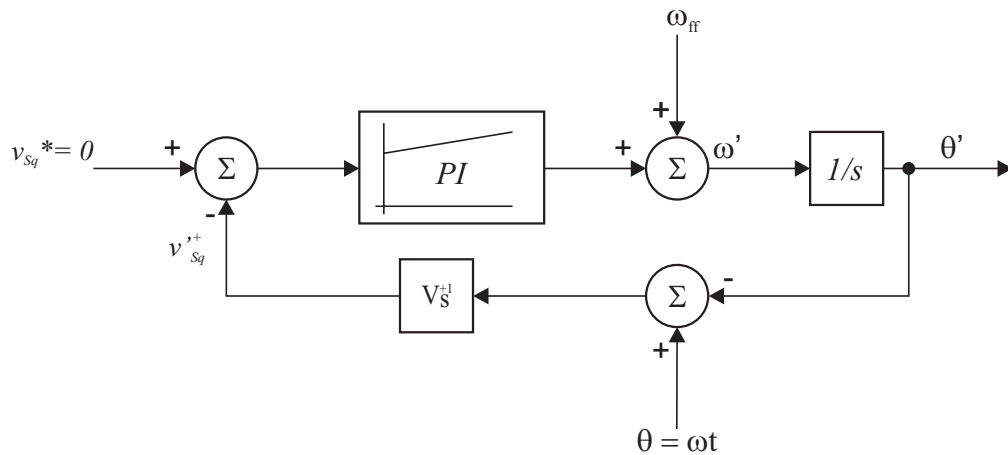
em que a matriz de transformação  $[T_{dq^{+1}}]$  é definida como segue:

$$[T_{dq^{+1}}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & \text{sen}(\theta') \\ -\text{sen}(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Supondo-se que o eixo direto do SRF gira acoplado ao vetor tensão implica  $\Delta\theta = 0$ , o que significa dizer que  $\theta' \approx \omega t$  e:

$$\vec{V}_{Sdq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{+1}} \\ v_{Sq^{+1}} \end{bmatrix} = V_S^+ \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Na Equação (2.8), para pequenos valores de  $\Delta\theta$ , o termo  $\text{sen}(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$  e o SRF-PLL pode então ser tratado como um sistema de controle linear, no qual a magnitude do vetor tensão  $V_S^{+1}$  aparece como um ganho na malha de realimentação como mostra a Fig. 2.3. A planta torna-se, então, um integrador simples [8].



**Figura 2.3:** Modelo linearizado do SRF-PLL.

Passe-se agora à análise do comportamento do SRF-PLL diante de tensões trifásicas desbalanceadas. No desenvolvimento que se segue, as tensões da rede são consideradas como sendo compostas pela componente de seqüência fundamental acrescida de uma segunda componente harmônica, podendo esta ser de seqüência positiva ou negativa, em que  $n > 0$  indica uma componente de seqüência positiva, enquanto  $n < 0$  indica seqüência negativa. Foram desprezadas as componentes harmônicas de seqüência zero uma vez que estas são diretamente anuladas na transformação de *Clarke* e os ângulos de fase iniciais foram considerados nulos. Então, as tensões consideradas podem ser escritas como:

$$\vec{V}_{Sabc} = \begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{bmatrix} = V_S^{+1} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + V_S^n \cdot \begin{bmatrix} \cos(n\omega t) \\ \cos(n\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(n\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

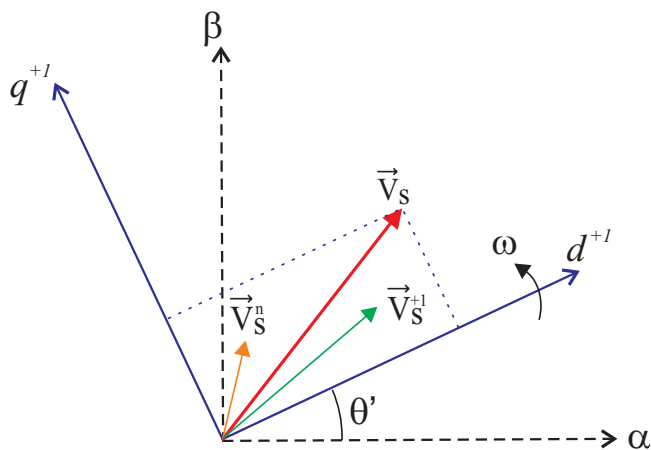
Procedendo-se de forma análoga ao procedimento anterior, aplicando a transformação de *Clarke* ao conjunto de tensões, tem-se:

$$\vec{V}_{S\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta}] \cdot \vec{V}_{Sabc} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t) \end{bmatrix} + V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t) \\ \text{sen}(n\omega t) \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

Transformando o vetor tensão para um SRF que gira em sentido positivo à frequência fundamental, através da transformação de *Park* [18], pode-se escrever:

$$\vec{V}_{Sdq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{+1}} \\ v_{Sq^{+1}} \end{bmatrix} = [T_{dq^{+1}}] \vec{V}_{S\alpha\beta} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \text{sen}(\omega t - \theta') \end{bmatrix} + V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - \theta') \\ \text{sen}(n\omega t - \theta') \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Nesse caso o SRF tenderá a se acoplar não ao vetor tensão composto e sim à componente de tensão de seqüência positiva, porém sujeito a perturbações decorrentes das componentes harmônicas (de seqüência positiva ou negativa), como ilustra a Figura 2.4 abaixo.



**Figura 2.4:** Vetor tensão composto expresso sobre um SRF.

Assumindo-se, na Equação (2.13), que o eixo direto do SRF gira acoplado ao vetor tensão de seqüência positiva, ou seja, assumindo-se que  $\theta' \approx \omega t$ , obtém-se:

$$\vec{V}_{Sdq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{+1}} \\ v_{Sq^{+1}} \end{bmatrix} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + V_S^n \begin{bmatrix} \cos[(n-1)\omega t] \\ \text{sen}[(n-1)\omega t] \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

Comparando-se as Equações (2.10) e (2.14) verifica-se que as componentes de tensão referidas ao SRF não se comportarão mais como sinais CC, devido à presença das componentes harmônicas. Calculando-se o módulo e a fase do vetor tensão da rede, chega-se às Equações (2.15) e (2.16), onde se verifica que são funções de termos cossenoidais:

$$|\vec{V}_S| = \sqrt{(v_{Sd+1})^2 + v_{Sq+1}^2} = \sqrt{(V_S^{+1})^2 + (V_S^n)^2 + 2V_S^{+1}V_S^n \cos[(n-1)\omega t]}, \quad (2.15)$$

$$\theta' = \omega t + \tan^{-1} \left\{ \frac{V_S^n \sin[(n-1)\omega t]}{V_S^{+1} + V_S^n \cos[(n-1)\omega t]} \right\}. \quad (2.16)$$

Da equação (2.16) observa-se que, quanto maior for a amplitude das componentes harmônicas, maior será a oscilação no ângulo  $\theta'$  obtido do SRF-PLL, ou seja, maior será o erro da posição angular do SRF em relação ao vetor tensão de seqüência positiva [17].

Uma solução para se atenuar essa oscilação, principalmente quando esta é causada por harmônicos de ordem elevada, é reduzir a banda do SRF-PLL de tal forma que o sistema de controle não seja capaz de seguir a dinâmica imposta pelo termo oscilante do vetor tensão. Nessa situação, a posição angular do SRF será aproximadamente igual a posição angular do vetor tensão de seqüência positiva.

No entanto, quanto menor for a ordem dos harmônicos de tensão, maior terá de ser a redução na banda do sistema de controle. A situação mais desfavorável é quando, devido a faltas assimétricas, surgem componentes de tensão de seqüência negativa e freqüência fundamental. Essas tensões de seqüência negativa, quando transformadas para um referencial síncrono, transformam-se em componentes harmônicas com o dobro da freqüência fundamental e dão origem a erros significativos na determinação da magnitude e da fase do vetor tensão de seqüência positiva. Nesse caso particular, a redução da banda do SRF-PLL pode levar a uma resposta excessivamente lenta e, ainda assim, as oscilações não serão eliminadas por completo.

Para ilustrar o que foi exposto no parágrafo anterior, considera-se que em (2.13),  $n = -1$  e  $\theta' \approx \omega t$ , e então:

$$\vec{V}_{Sdq+1} = \begin{bmatrix} v_{Sd+1} \\ v_{Sq+1} \end{bmatrix} \approx V_S^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ \omega t - \theta' \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t) \\ \sin(-2\omega t) \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

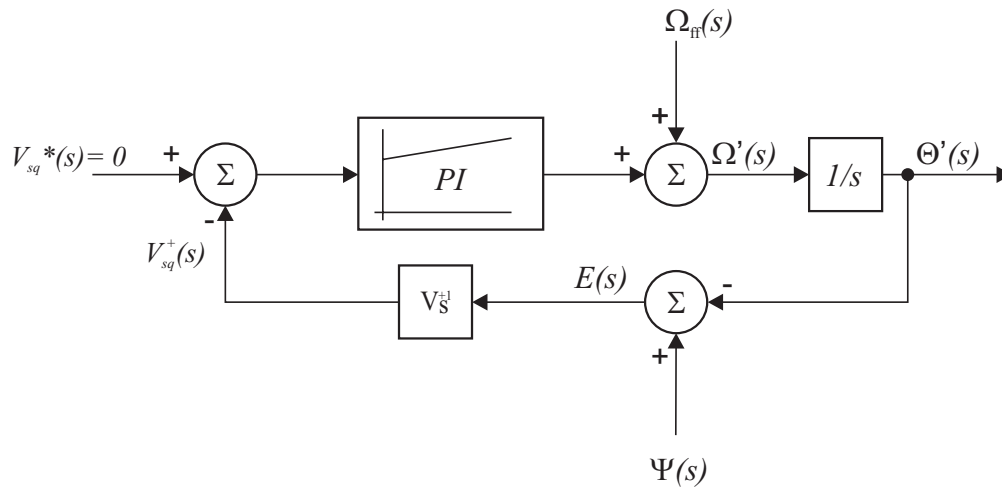
Reordenando os termos da componente de eixo em quadratura, obtém-se:

$$v_{Sq}^{+1} \approx V_S^{+1} \left[ \omega t - \frac{V_S^{-1}}{V_S^{+1}} \sin(2\omega t) - \theta' \right] = V_S^{+1} [\psi - \theta'], \quad (2.18)$$

onde:

$$\psi = \omega t - \frac{V_S^{-1}}{V_S^{+1}} \sin(2\omega t). \quad (2.19)$$

A partir das Equações (2.18) e (2.19), pode-se apresentar o novo diagrama de controle linearizado da Figura 2.5:



**Figura 2.5:** Novo diagrama linearizado do SRF-PLL.

de onde se obtém as seguintes funções de transferência:

$$\frac{\Theta'(s)}{\Psi(s)} = \frac{2\xi\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (2.20)$$

e

$$\frac{E(s)}{\Psi(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (2.21)$$

nas quais:

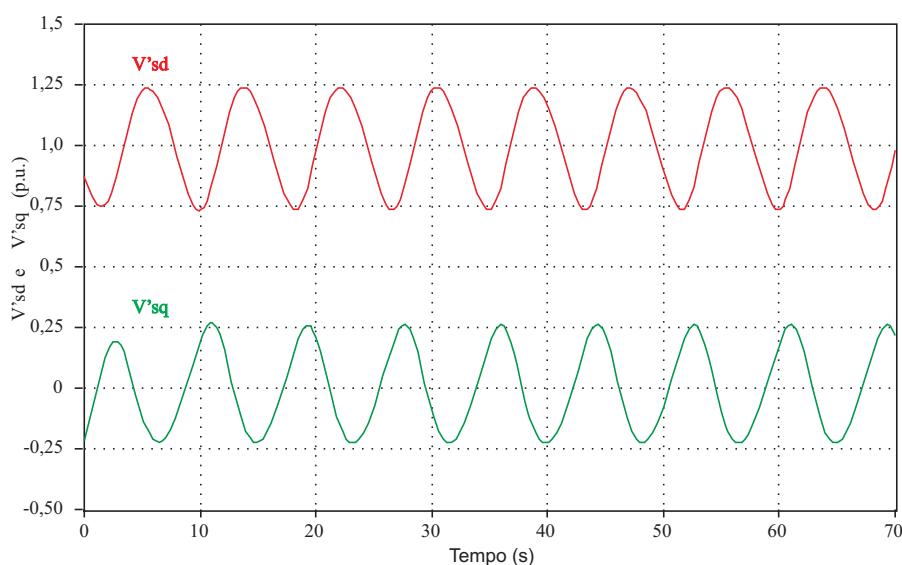
$$\omega_c = \sqrt{k_i V_S^{+1}}, \quad (2.22)$$

e

$$\xi = \frac{k_p}{2} \sqrt{\frac{V_S^{+1}}{k_i}}. \quad (2.23)$$

A Figura 2.6 mostra a resposta do SRF-PLL quando submetido a uma tensão cuja componente de seqüência positiva  $V_S^{+1} = 1p.u.$  e a seqüência negativa  $V_S^{-1} = 0,25p.u.$ . Foi escolhida uma banda de passagem estreita para a malha de controle do SRF-PLL, em que  $\omega_c = \omega/2,5 = 150,79rad/s$  e  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ . As projeções sobre os eixos  $d$  e  $q$  da componente de seqüência negativa oscilam no tempo com frequência dupla.





**Figura 2.6:** Tensões de eixo direto e de quadratura.

Uma estratégia de filtragem para as oscilações de frequência dupla foi proposta em [13] onde foi empregado um controlador repetitivo baseado em DFT (Discrete Fourier Transform)[19], conseguindo-se manter uma dinâmica rápida para o sistema de controle. Também foram propostas melhorias adicionais a estes filtros de modo a torná-los adaptáveis em frequência.

No entanto, uma melhor performance sob condições desbalanceadas pode ser obtida separando-se a seqüência positiva e negativa do vetor tensão. Isto é realizado através do uso de um duplo sistema de referência síncrono, como é melhor explicado na próxima seção.

### 2.3 PLL em Referencial Síncrono Duplo

Com o objetivo de eliminar a influência das oscilações de frequência dupla sobre o ângulo obtido do SRF-PLL foi proposto em [17] e [20] um PLL em referencial síncrono duplo (*DSRF-PLL - Double Synchronous Reference Frame PLL*).

A idéia básica do DSRF-PLL é representar o vetor tensão em dois sistemas de referência síncronos, um girando em sentido positivo,  $dq^{+1}$  e o outro em sentido negativo,  $dq^{-1}$ .

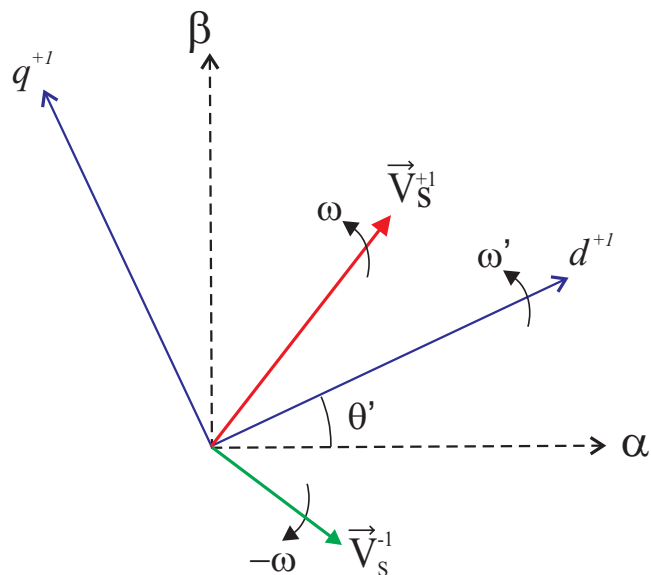
Para compreendermos melhor o princípio do DSRF-PLL, é necessário visualizar a equação do vetor tensão quando referido a esses dois sistemas de coordenadas. Para isso, partindo da Equação (2.12), considera-se o seguinte vetor tensão composto por seqüência

positiva e negativa de frequência fundamental, já transformadas para um referencial estacionário:

$$\vec{V}_{S\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta}] \vec{V}_{Sabc} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \text{sen}(\omega t) \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t) \\ \text{sen}(-\omega t) \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

Este conjunto de tensões corresponde, como foi citado na seção anterior, ao caso mais desfavorável ao SRF-PLL.

Considera-se, primeiramente, o vetor tensão de (2.24) transformado para um referencial  $dq^{+1}$ , ou seja, para um referencial síncrono que gira no sentido positivo na frequência fundamental  $\omega$  e que ocupa uma posição angular  $\theta'$ , como ilustra a Figura 2.7.



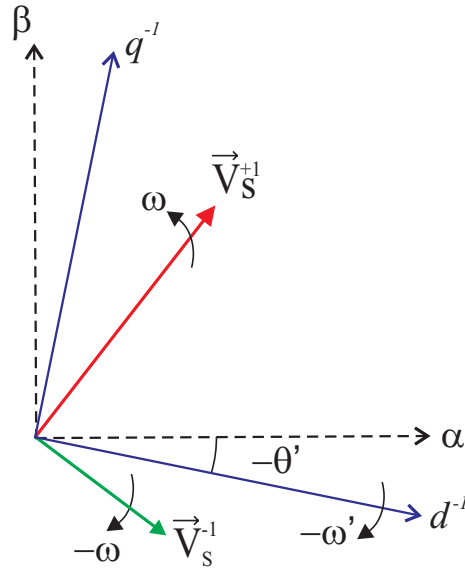
**Figura 2.7:** Vetor tensão composto expresso sobre um SRF que gira no sentido positivo.

Através da referida transformação, chega-se à equação do vetor tensão no referencial  $dq^{+1}$ :

$$\vec{V}_{Sdq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{+1}} \\ v_{Sq^{+1}} \end{bmatrix} = [T_{dq^{+1}}] \vec{V}_{S\alpha\beta} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta') \\ \text{sen}(\omega t - \theta') \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t - \theta') \\ \text{sen}(-\omega t - \theta') \end{bmatrix}. \quad (2.25)$$

Considera-se, agora, a transformação do vetor tensão de (2.24) para um referencial  $dq^{-1}$ ,

que gira em sentido negativo na frequência fundamental  $-\omega$  e com posição angular  $-\theta'$ , como mostrado abaixo:



**Figura 2.8:** Vetor tensão composto expresso sobre um SRF que gira no sentido negativo.

Chega-se à seguinte equação:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{Sdq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{-1}} \\ v_{Sq^{-1}} \end{bmatrix} &= [T_{dq^{-1}}] \vec{V}_{S\alpha\beta} = V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta') \\ \text{sen}(\omega t + \theta') \end{bmatrix} \\ &+ V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \theta') \\ \text{sen}(-\omega t + \theta') \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2.26)$$

onde:  $[T_{dq^{+1}}] = [T_{dq^{-1}}]^T$ .

O sistema de detecção do ângulo  $\theta'$  do DSRF-PLL é igual ao mostrado na Figura 2.1. Assumindo que a banda passante do controlador PI do PLL é suficientemente estreita, pode-se considerar que  $\theta' \approx \omega t$  nas Equações (2.25) e (2.26), que são reescritas como:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{Sdq^{+1}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{+1}} \\ v_{Sq^{+1}} \end{bmatrix} &\approx V_S^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ \omega t - \theta' \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t) \\ \text{sen}(-2\omega t) \end{bmatrix}, \\ \vec{V}_{Sdq^{-1}} = \begin{bmatrix} v_{Sd^{-1}} \\ v_{Sq^{-1}} \end{bmatrix} &\approx V_S^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \text{sen}(2\omega t) \end{bmatrix} + V_S^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ -\omega t + \theta' \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.27)$$

Da Equação (2.27) observa-se que quando o vetor tensão composto é expresso no referencial  $dq^{+1}$ , a projeção da componente de seqüência positiva aparece como um termo constante enquanto a componente de seqüência negativa como um termo oscilante na frequência  $2\omega$ , como era esperado. De forma análoga, quando o vetor tensão composto é expresso no referencial  $dq^{-1}$ , a componente de seqüência negativa aparece como termo constante e o termo oscilante de frequência dupla depende da componente de seqüência positiva.

Partindo dessa observação, Rodriguez propôs um sistema de desacoplamento para as senóides da Equação (2.27). O desenvolvimento desse sistema de desacoplamento parte da consideração de um vetor tensão genérico:

$$\vec{V}_{S\alpha\beta} = V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n) \\ \text{sen}(n\omega t + \phi^n) \end{bmatrix} + V_S^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \phi^m) \\ \text{sen}(m\omega t + \phi^m) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Nesse vetor tensão, as componentes têm frequência angular  $n\omega$  e  $m\omega$ , em que  $n$  e  $m$  podem ser positivos ou negativos, indicando se são componentes de seqüência positiva ou negativa.

Representando o vetor tensão nos dois sistemas de referência citados anteriormente, considerando que eles ocupam as posições angulares  $n\theta'$  e  $m\theta'$ , obtém-se:

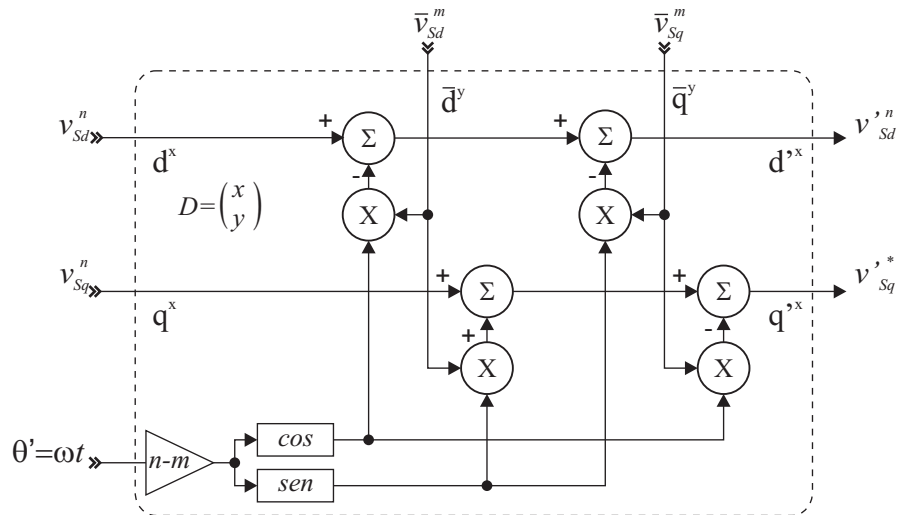
$$\begin{aligned} \vec{V}_{Sdq^n} &= \begin{bmatrix} v_{Sd^n} \\ v_{Sq^n} \end{bmatrix} = V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n(\omega t - \theta') + \phi^n) \\ \text{sen}(n(\omega t - \theta') + \phi^n) \end{bmatrix} \\ &\quad + V_S^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t - n\theta' + \phi^m) \\ \text{sen}(m\omega t - n\theta' + \phi^m) \end{bmatrix} \\ \vec{V}_{Sdq^m} &= \begin{bmatrix} v_{Sd^m} \\ v_{Sq^m} \end{bmatrix} = V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t - m\theta' + \phi^n) \\ \text{sen}(n\omega t - m\theta' + \phi^n) \end{bmatrix} \\ &\quad + V_S^m \begin{bmatrix} \cos(m(\omega t - \theta') + \phi^m) \\ \text{sen}(m(\omega t - \theta') + \phi^m) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Considerando novamente que  $\theta' \approx \omega t$ , ou seja, que o PLL está precisamente acoplado ao vetor tensão, pode-se reescrever o conjunto de Equações (2.29) como:

$$\begin{aligned}
\vec{V}_{Sdq^n} = \begin{bmatrix} v_{Sd^n} \\ v_{Sq^n} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_S^n \cos(\phi^n) \\ V_S^n \text{sen}(\phi^n) \end{bmatrix} + V_S^m \cos(\phi^m) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega t) \\ -\text{sen}((n-m)\omega t) \end{bmatrix} \\
&\quad + V_S^m \text{sen}(\phi^m) \begin{bmatrix} \text{sen}((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) \end{bmatrix} \\
\vec{V}_{Sdq^m} = \begin{bmatrix} v_{Sd^m} \\ v_{Sq^m} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_S^m \cos(\phi^m) \\ V_S^m \text{sen}(\phi^m) \end{bmatrix} + V_S^n \cos(\phi^n) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega t) \\ \text{sen}((n-m)\omega t) \end{bmatrix} \\
&\quad + V_S^n \text{sen}(\phi^n) \begin{bmatrix} -\text{sen}((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) \end{bmatrix}
\end{aligned} \quad (2.30)$$

Nas Equações (2.30), a amplitude das oscilações nas senóides no eixo de referência  $dq^n$  coincide com o valor médio das senóides no eixo de referência  $dq^m$  e vice-versa.

A partir dessa observação, foi proposto o sistema de desacoplamento mostrado na Figura 2.9, onde  $\bar{v}_{Sd^m}$  e  $\bar{v}_{Sq^m}$  representam o valor médio das senóides do sistema de referência  $dq^m$ .



**Figura 2.9:** Sistema de desacoplamento.

Para a obtenção dos valores médios das senóides, necessários para o desacoplamento, emprega-se quatro filtros passa-baixa (*LPF - Low Pass Filter*) com a seguinte função de transferência:

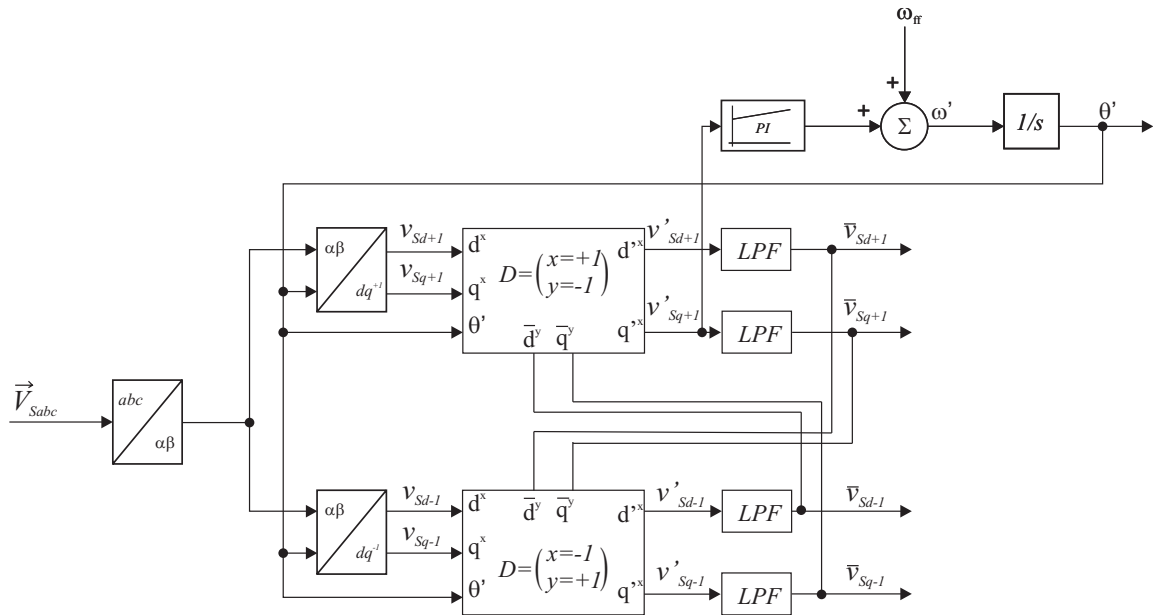
$$LPF(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f}, \quad (2.31)$$

que filtram os sinais de saída do bloco da Figura 2.9.

Para utilizar o sistema de desacoplamento para os vetores tensão de (2.25) e (2.26) basta fazer  $n = +1$  e  $m = -1$  e  $n = -1$  e  $m = +1$  respectivamente. A frequência de corte dos filtros passa-baixa é determinada pela Equação (2.32):

$$k = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\omega_f}{\omega}. \quad (2.32)$$

A Figura 2.10 mostra a estrutura completa do DSRF-PLL para o caso em questão, ressaltando-se que a entrada para o controlador  $PI$  é a tensão  $v'_{Sq+1}$ .



**Figura 2.10:** Diagrama de controle do DSRF-PLL.

Com a eliminação das oscilações de frequência dupla no sinal de entrada do PLL seria possível aumentar a banda do controlador  $PI$ . No entanto, devido à frequência de corte dos filtros passa ( $k = 1/\sqrt{2}$ ), a dinâmica global do DSRF-PLL não melhorará significativamente. Além do mais, caso estejam presentes componentes harmônicas de baixa ordem, tais com 3° e 5° harmônicos, mesmo com faixa de passagem pequena o DSRF-PLL não é capaz de garantir que a frequência angular estimada esteja livre de oscilações

Para superar essas limitações é também proposto em [17] uma extensão do DSRF-PLL, denominada de MSRF-PLL (*Multiple Synchronous Reference Frame PLL*). Esta técnica

consiste no uso de múltiplos sistemas de referência síncronos, um para cada componente harmônico específico que se deseje eliminar.

Generalizando a Equação (2.30) para a situação em que existam múltiplos vetores tensão, de seqüência positiva e negativa, com freqüências angulares variadas, chega-se a:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{Sdq^n} &= \begin{bmatrix} v_{Sd^n} \\ v_{Sq^n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_S^n \cos(\phi^n) \\ V_S^n \sin(\phi^n) \end{bmatrix} \\ &+ \sum \left\{ V_S^m \cos(\phi^m) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega t) \\ -\sin((n-m)\omega t) \end{bmatrix} + V_S^m \sin(\phi^m) \begin{bmatrix} \sin((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) \end{bmatrix} \right\} \end{aligned} \quad (2.33)$$

De forma similar a Equação (2.30), a Equação (2.33) representa a tensão que apareceria quando se transformasse o vetor tensão para um sistema de referência genérico  $dq^n$ , que ocupa posição angular  $n\theta'$ .

Partindo dessa observação pode-se usar múltiplas redes de desacoplamento, semelhante a mostrada na Figura 2.9, de modo a cancelar as componentes harmônicas desejadas. A Figura 2.11 mostra um MSRF-PLL no qual as redes de descoplamento foram projetadas para eliminar as componentes harmônicas de terceira ordem de seqüência positiva e de seqüência negativa. Verifica-se também o aumento considerável na complexidade do sistema de controle, além do conseqüente aumento do esforço computacional para a execução das operações das malhas de desacoplamento. Outra desvantagem do método é que cada rede de desacoplamento age apenas sobre um harmônico específico. Ou seja, caso existam harmônicos de ordem superior, continua sendo necessária a diminuição na banda de passagem do PLL, ou, se os harmônicos de ordem superior forem conhecidos, uma solução que aumentaria mais ainda a complexidade do sistema seria acrescentar mais redes de desacoplamento.

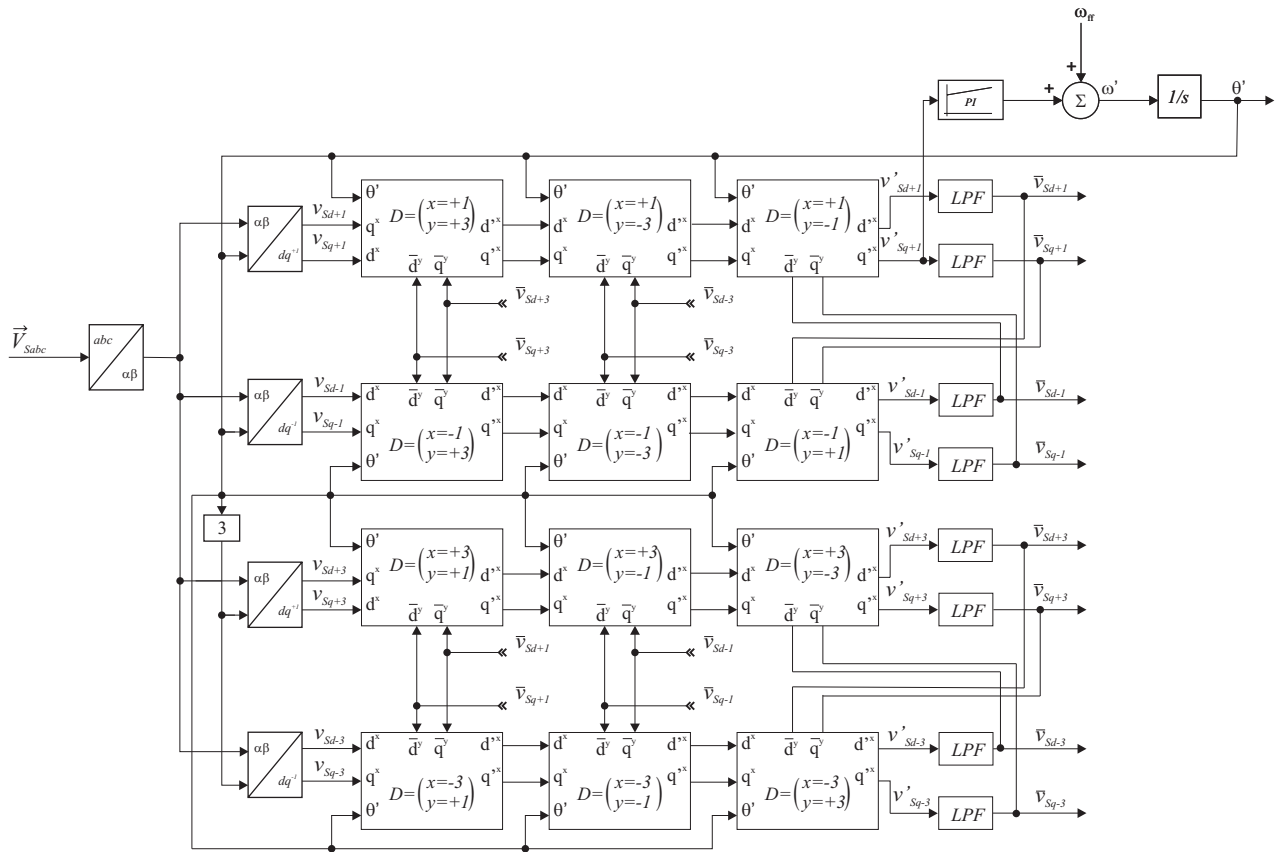


Figura 2.11: Diagrama de controle do MSRF-PLL projetado para eliminar terceiro harmônico.

## 2.4 Cálculo da Componente de Tensão de Seqüência Positiva

Vários métodos de sincronização baseiam-se na extração da componente de tensão de seqüência positiva, particularmente através do uso da transformação para componentes simétricas instantâneas (*ISC - Instantaneous Symmetrical Components*), que é a extensão da transformação das componentes simétricas de *Fortescue* para o domínio do tempo [11], [21].

Aplicando o método de componentes simétricas a um conjunto de tensões trifásicas no domínio da frequência, pode-se obter os fasores de suas componentes de seqüência positiva, negativa e zero:



$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_S^0 \\ \tilde{V}_S^{+1} \\ \tilde{V}_S^{-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix}}_{[M]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa} \\ \tilde{V}_{Sb} \\ \tilde{V}_{Sc} \end{bmatrix}, \quad (2.34)$$

onde  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = 1\angle 120^\circ$  é o operador de Fortescue e a matriz  $[M]$  é a matriz de transformação para componentes simétricas.

Para obter apenas a componente de seqüência positiva ou negativa, deve-se aplicar as transformações mostradas em (2.35) e (2.36) respectivamente.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{V}_S^{+1} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & a^2 & a \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa} \\ \tilde{V}_{Sb} \\ \tilde{V}_{Sc} \end{bmatrix}. \quad (2.35)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tilde{V}_S^{-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa} \\ \tilde{V}_{Sb} \\ \tilde{V}_{Sc} \end{bmatrix}. \quad (2.36)$$

Para obter apenas os sinais de seqüência positiva ou negativa em  $abc$ , tem-se que multiplicar (2.35) e (2.36) por  $[M]^{-1}$ :

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa}^{+1} \\ \tilde{V}_{Sb}^{+1} \\ \tilde{V}_{Sc}^{+1} \end{bmatrix} = [M]^{-1} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & a^2 & a \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa} \\ \tilde{V}_{Sb} \\ \tilde{V}_{Sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 0 \end{bmatrix}}_{[M^{+1}]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa} \\ \tilde{V}_{Sb} \\ \tilde{V}_{Sc} \end{bmatrix}, \quad (2.37)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa}^{-1} \\ \tilde{V}_{Sb}^{-1} \\ \tilde{V}_{Sc}^{-1} \end{bmatrix} = [M]^{-1} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa} \\ \tilde{V}_{Sb} \\ \tilde{V}_{Sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 0 \end{bmatrix}}_{[M^{-1}]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa} \\ \tilde{V}_{Sb} \\ \tilde{V}_{Sc} \end{bmatrix}, \quad (2.38)$$

onde:

$$[M]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix}. \quad (2.39)$$

Como mencionado no começo da seção, embora o conceito de componentes simétricas seja definido originalmente com respeito a fasores, ele pode ser estendido a funções no domínio do tempo. Com isso, substitui-se o fasor  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  por um operador de defasamento de  $120^\circ$  no domínio do tempo.

Nas próximas seções são apresentados métodos de sincronização que se baseiam na aplicação das Equações (2.37) e (2.38) com o objetivo de primeiro extrair a componente de seqüência positiva do vetor tensão para que esta seja a entrada do SRF-PLL convencional.

## 2.5 PLL em Referencial Síncrono Estendido

Em [22] foi proposto o PLL em referencial síncrono estendido (*ESRF-PLL - Extended Synchronous Reference Frame PLL*).

Como ponto de partida, considera-se a Equação (2.37) escrita no domínio do tempo:

$$\begin{bmatrix} v_{Sa}^{+1} \\ v_{Sb}^{+1} \\ v_{Sc}^{+1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{bmatrix}. \quad (2.40)$$

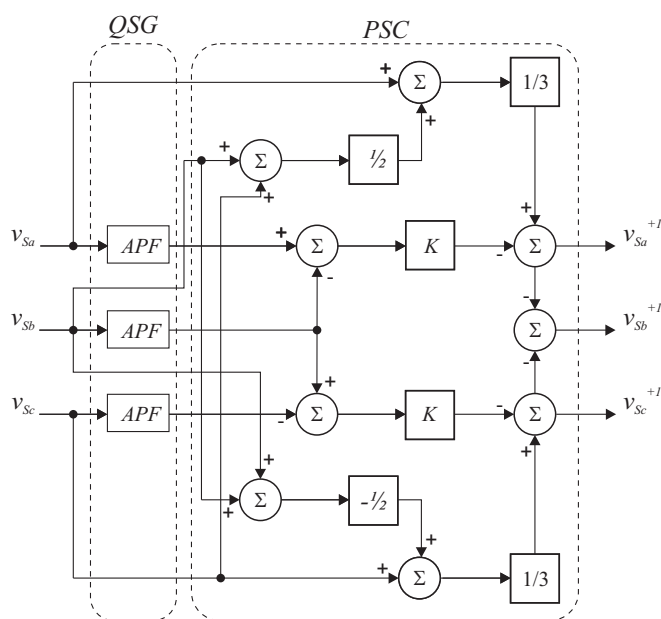
Considerando que  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -(1/2) + (\sqrt{3}/2)e^{j\frac{\pi}{2}}$ , pode-se reescrever (2.40) em termos do operador defasagem de  $90^\circ$ ,  $q = e^{j\frac{\pi}{2}}$ :

$$v_{Sa}^{+1} = \frac{1}{3}v_{Sa} - \frac{1}{6}(v_{Sb} + v_{Sc}) - \frac{1}{2\sqrt{3}}(v_{Sb} - v_{Sc})q,$$

$$v_{Sb}^{+1} = -v_{Sa} - v_{Sc},$$

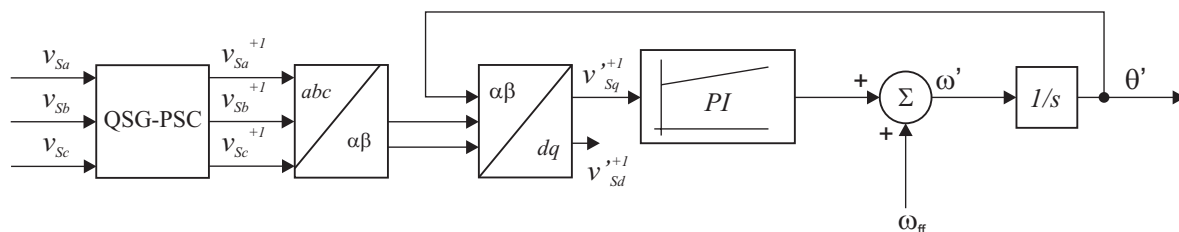
$$v_{Sc}^{+1} = \frac{1}{3}v_{Sc} - \frac{1}{6}(v_{Sa} + v_{Sb}) - \frac{1}{2\sqrt{3}}(v_{Sa} - v_{Sb})q. \quad (2.41)$$

A Figura 2.12 mostra um bloco extrator de seqüência positiva (*PSC - Positive Signal Calculator*) baseado nas equações (2.41), no qual se emprega três filtros passa-tudo (*APF - All Pass Filter*) que causem uma defasagem de  $90^\circ$  nos sinais de entrada, ou seja, os filtros funcionam como geradores de sinais em quadratura (*QSG - Quadrature Signal Generator*).



**Figura 2.12:** QSG baseado em filtros passa-tudo e PSC.

Os sinais de saída do bloco da Figura 2.12, serão a entrada do SRF-PLL convencional, como mostra a Figura 2.13.

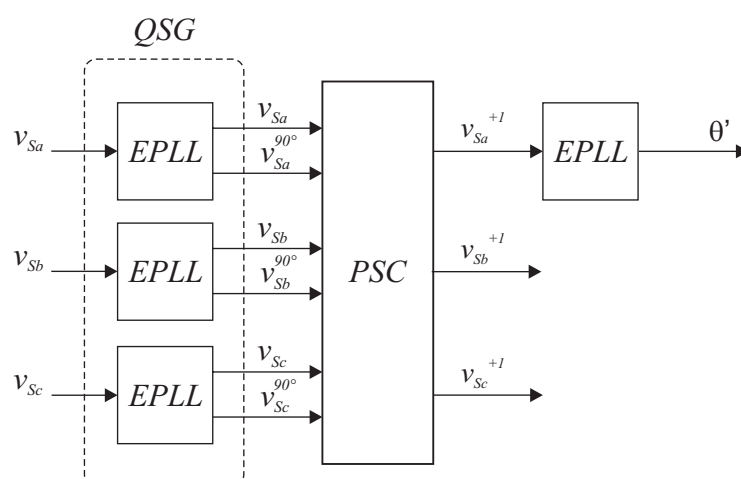


**Figura 2.13:** ESRF-PLL.

Contudo, este método apresenta as seguintes deficiências:

- os filtros não são adaptativos em frequência e podem não causar um defasamento exato de  $90^\circ$  caso haja variações de frequência;
- os filtros não são capazes de eliminar possíveis harmônicos e distorções nos sinais de entrada, ficando comprometida a detecção do ângulo do vetor tensão.

Uma variação deste método, denominada *EPLL - Enhanced PLL*, foi proposta em [23] e é mostrada na Figura 2.14.



**Figura 2.14:** EPLL.

Nesse método os três filtros APF são substituídos por EPLLs no QSG, que consistem em filtros *notch* adaptativos em frequência, baseados na minimização do produto dos sinais em quadratura e cuja frequência se move de acordo com a frequência fundamental da rede, que fornecem a versão ortogonal das tensões de entrada além de atenuar possíveis distorções. Um quarto EPLL é utilizado para calcular a fase e a magnitude da tensão de seqüência positiva.

## 2.6 PLL com Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo

O PLL com integrador generalizado de segunda ordem duplo (*DSOGI-PLL - Dual Second Order Generalized Integrator*) utiliza a ISC no domínio  $\alpha\beta$ . As tensões da rede são transformadas para um referencial estacionário, resultando nos sinais de entrada para um integrador de segunda ordem duplo que age como QSG. As tensões em  $\alpha\beta$  e suas versões defasadas de  $90^\circ$ , obtidas como sinais de saída do QSG, são as entradas para um bloco extrator de seqüência positiva. Finalmente, as tensões de seqüência positiva em  $\alpha\beta$  são transformadas para um SRF e servem de entrada para um PLL convencional [14].

Partindo de um vetor tensão trifásico e aplicando a transformação para componentes simétricas instantâneas, pode-se obter apenas as componentes de seqüência positiva apresentadas na Equação (2.40) e repetida aqui por conveniência:

$$\begin{bmatrix} v_{Sa}^{+1} \\ v_{Sb}^{+1} \\ v_{Sc}^{+1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 0 \end{bmatrix}}_{[M^{+1}]} \begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{bmatrix}. \quad (2.42)$$

Pode-se transformar o vetor tensão de seqüência positiva para o domínio  $\alpha\beta$  aplicando a transformação de *Clarke*:

$$\vec{V}_{S\alpha\beta}^{+1} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha}^{+1} \\ v_{S\beta}^{+1} \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}][M^{+1}]\vec{V}_{Sabc} = \underbrace{[T_{\alpha\beta}][M^{+1}][T_{\alpha\beta}]^{-1}}_{[M_{\alpha\beta}^{+1}]} \vec{V}_{S\alpha\beta}, \quad (2.43)$$

em que:

$$[M_{\alpha\beta}^{+1}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.44)$$

onde  $q$  é o operador defasagem de  $90^\circ$  no domínio do tempo. A Equação (2.44) é implementada no PSC em  $\alpha\beta$ .

Tendo em vista que um atraso em um quarto de ciclo da fundamental corresponde a um atraso de meio ciclo de sinais de  $2^\circ$  harmônica, três quartos de ciclo de sinais de  $3^\circ$  harmônica e etc, o efeito de (2.44) sobre as componentes harmônicas é descrito por:

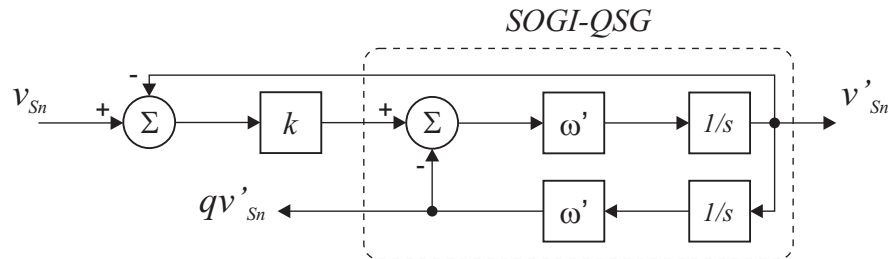
$$\vec{V}_{S\alpha\beta}^{+n} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -|n|q \\ |n|q & 1 \end{bmatrix} \vec{V}_{S\alpha\beta}^n. \quad (2.45)$$

A partir de (2.45) monta-se a Tabela (4.1) que apresenta os ganhos complexos da operação realizada no PSC para cada harmônico de entrada.

**Tabela 2.1:** Capacidade de rejeição à harmônicos no PSC em  $\alpha\beta$ .

ordem do harmônico (n)	seq. positiva	seq. negativa
1°	$1\angle 0^\circ$	0
2°	$\frac{1}{\sqrt{2}}\angle -45^\circ$	$\frac{1}{\sqrt{2}}\angle 45^\circ$
3°	0	$1\angle 0^\circ$
4°	$\frac{1}{\sqrt{2}}\angle 45^\circ$	$\frac{1}{\sqrt{2}}\angle -45^\circ$
5°	$1\angle 0^\circ$	0
...	...	...

O DSOGI-PLL utiliza, para a geração dos sinais em quadratura, integradores generalizados de segunda ordem (SOGI - *Second Order Generalized Integrator*)[24]. A estrutura do SOGI e suas funções de transferência são mostradas abaixo:



**Figura 2.15:** SOGI-QSG.

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

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2}, \quad (2.46)$$

onde  $\omega'$  é a frequência natural não amortecida e  $k$  é o fator de amortecimento.

Se os sinais de entrada do SOGI forem senoidais com frequência  $\omega$ , suas saídas podem ser representadas na forma fasorial calculando-as a partir das Equações (2.46) das funções de transferência, de onde se obtém:

$$\tilde{V}' = D\tilde{V}, \quad (2.47)$$

em que:

$$|D| = \frac{k\omega\omega'}{\sqrt{(k\omega\omega')^2 + (\omega^2 - \omega'^2)^2}}, \quad (2.48)$$

e

$$\angle D = \tan^{-1} \left( \frac{\omega'^2 - \omega^2}{k\omega\omega'} \right). \quad (2.49)$$

Da mesma forma:

$$q\tilde{V}' = Q\tilde{V}, \quad (2.50)$$

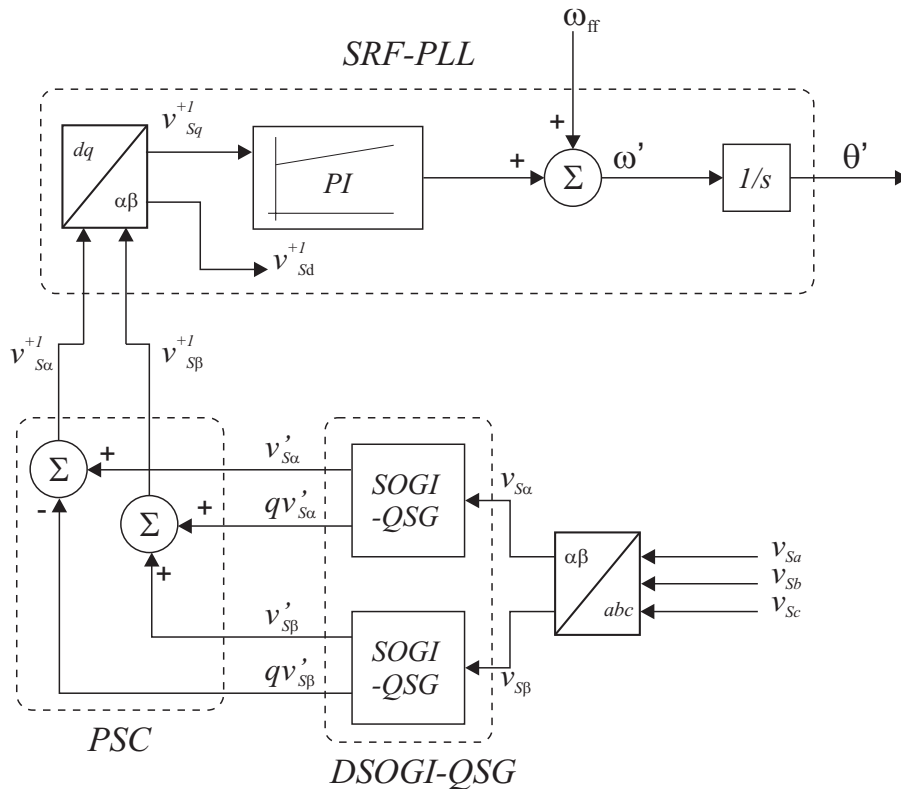
onde:

$$|Q| = \frac{\omega'}{\sqrt{\omega'}} |D|, \quad (2.51)$$

e

$$\angle Q = \angle D - \frac{\pi}{2}. \quad (2.52)$$

O princípio do QSG baseado no DSOGI é utilizar um SOGI para a componente de tensão  $v_\alpha$  e outro para  $v_\beta$ , de forma a se obter seus respectivos sinais em quadratura que serão as entradas para o QSG em  $\alpha\beta$ . A estrutura completa do DSOGI-PLL é apresentada na Figura 2.16.



**Figura 2.16:** Estrutura do DSOGI-PLL.

Em [25] é proposto um método para a extração do vetor tensão de seqüência positiva e negativa o qual, além de utilizar o vetor em referencial estacionário, utiliza o mesmo vetor defasado de um quarto de ciclo. Esse vetor defasado é obtido através de armazenamento dos valores do vetor tensão original. No entanto, tal método não consegue eliminar a influência de componentes harmônicas no vetor tensão. No próximo Capítulo será apresentado um método, também baseado no armazenamento dos sinais de tensão originais, capaz de eliminar tanto a influência de desbalanços como a influência de componentes harmônicas.

# 3

## EXTRAÇÃO DA TENSÃO DE SEQUÊNCIA POSITIVA BASEADA EM OPERAÇÕES ARITMÉTICAS SIMPLES

### 3.1 Introdução

Conforme apresentado no capítulo anterior, ao se empregar a transformação ISC com o objetivo de extrair a componente de tensão fundamental de sequência positiva, o operador fasorial  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = 1\angle 120^\circ$  transforma-se em um defasamento de  $120^\circ$  no tempo.

Portanto, se distorções harmônicas estiverem presentes nas tensões da rede, a aplicação da ISC terá um efeito diferenciado em cada componente, uma vez que o defasamento de  $120^\circ$  é realizado na frequência fundamental.

Partindo dessas observações, nesse capítulo é proposto um método para extração da tensão fundamental de sequência positiva, no qual, através de operações matemáticas, pode-se eliminar harmônicos pares e ímpares das tensões da rede, sem o uso de filtros.

O método proposto baseia-se na aplicação da ISC ao vetor tensão da rede transformado em diferentes sistemas de referência ( $\alpha\beta$  e  $dq$ ). A tensão de sequência positiva extraída serve de entrada para um SRF-PLL para a determinação de sua frequência e posição angular.

Concluindo o capítulo, simulações e resultados experimentais do método proposto, frente a tensões da rede com elevada distorção harmônica são apresentados, assim como uma análise comparativa entre o desempenho do método proposto e das técnicas descritas no Capítulo 2, frente aos mesmos sinais de tensão.



### 3.2 Extração da Tensão de Seqüência Positiva Através de Componentes Simétricas: Novos Desenvolvimentos

Como demonstrado em [26] e [27] as Equações (2.37) e (2.38), que para conveniência do leitor são novamente apresentadas,

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa}^{+1} \\ \tilde{V}_{Sb}^{+1} \\ \tilde{V}_{Sc}^{+1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix}}_{[M^{+1}]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa} \\ \tilde{V}_{Sb} \\ \tilde{V}_{Sc} \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa}^{-1} \\ \tilde{V}_{Sb}^{-1} \\ \tilde{V}_{Sc}^{-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix}}_{[M^{-1}]} \begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa} \\ \tilde{V}_{Sb} \\ \tilde{V}_{Sc} \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

podem ser reescritas separando as matrizes  $[M^{+1}]$  e  $[M^{-1}]$  em submatrizes compreendendo suas partes reais e complexas isoladamente, levando-se em consideração que  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -(1/2) + (\sqrt{3}/2)e^{j\frac{\pi}{2}}$ . Por exemplo, a Equação (3.2) pode ser expressa por:

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa}^{-1} \\ \tilde{V}_{Sb}^{-1} \\ \tilde{V}_{Sc}^{-1} \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \left[ \begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \right] \begin{bmatrix} \tilde{V}_{Sa} \\ \tilde{V}_{Sb} \\ \tilde{V}_{Sc} \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

Quando em regime permanente, as equações fasoriais podem ser escritas no domínio do tempo como:

$$\vec{V}_{Sabc}^{-1} = -\frac{1}{3} \left\{ [A_1] \vec{V}_{Sabc} + [A_2] \vec{V}_{Sabc}^{(60^\circ)} + [A_3] \vec{V}_{Sabc}^{(-60^\circ)} \right\}, \quad (3.4)$$

$$\vec{V}_{Sabc}^{-1} = \frac{1}{3} \left\{ -[B_1] \vec{V}_{Sabc} + [B_2] \vec{V}_{Sabc}^{(-90^\circ)} \right\}, \quad (3.5)$$

$$\vec{V}_{Sabc}^{+1} = -\frac{1}{3} \left\{ [C_1] \vec{V}_{Sabc} + [C_2] \vec{V}_{Sabc}^{(-60^\circ)} + [C_3] \vec{V}_{Sabc}^{(60^\circ)} \right\}, \quad (3.6)$$

$$\vec{V}_{Sabc}^{+1} = \frac{1}{3} \left\{ -[D_1] \vec{V}_{Sabc} + [D_2] \vec{V}_{Sabc}^{(90^\circ)} \right\}, \quad (3.7)$$

onde:

$$\begin{aligned}
 [A_1] = [C_1] &= \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, [A_2] = [C_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
 [A_3] = [C_3] &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, [B_1] = [D_1] = \begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix}, \\
 [B_2] = [D_2] &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix}, \\
 \vec{V}_{Sabc} &= \begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{bmatrix}, \vec{V}_{Sabc}^{-1} = \begin{bmatrix} v_{Sa}^{-1} \\ v_{Sb}^{-1} \\ v_{Sc}^{-1} \end{bmatrix}, \vec{V}_{Sabc}^{+1} = \begin{bmatrix} v_{Sa}^{+1} \\ v_{Sb}^{+1} \\ v_{Sc}^{+1} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Os sobrescritos  $60^\circ(-60^\circ)$  e  $90^\circ(-90^\circ)$  indicam a tensão instantânea defasada de seu valor original pelo ângulo correspondente em graus. Esses valores de tensão defasados podem ser obtidos através do armazenamento do sinal de tensão original por um intervalo de tempo correspondente ao ângulo desejado, na frequência fundamental. Para a implementação discreta, supondo-se que uma quantidade  $N$  de amostras de tensão são armazenada em um período da fundamental, pode-se obter o sinal defasado de  $-90^\circ$  das últimas  $N/4$  amostras armazenadas. Para a defasagem de  $90^\circ$ , usam-se os valores obtidos para  $-90^\circ$  com sinal oposto. Já a defasagem de  $-60^\circ$  é conseguida armazenando-se as últimas  $N/6$  amostragens de tensão, enquanto a defasagem de  $60^\circ$  é produzida armazenando  $N/3$  amostragens, o que corresponde a uma defasagem de  $120^\circ$ , e multiplicando seus valores por  $-1$ .

As Equações(3.4) a (3.7) passam a ser denominadas, nos desenvolvimentos seguintes, de operações  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  respectivamente.

As operações  $A$  e  $B$  dão o mesmo resultado quando aplicadas a tensões de seqüência negativa e as operações  $C$  e  $D$  quando aplicadas a tensões de seqüência positiva, ambas de frequência fundamental. No entanto, se existirem componentes harmônicas presentes no vetor tensão  $\vec{V}_{Sabc}$ , estes terão suas amplitudes e fases modificadas, de forma diferenciada,

quando aplicadas as operações  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$ , uma vez que os sinais são defasados de  $\pm 60^\circ$  e  $\pm 90^\circ$ , na frequência fundamental. As Tabelas 3.1 e 3.2 mostram os ganhos complexos (magnitude e fase) de cada operação, quando aplicadas a diferentes componentes harmônicas ímpares e pares. Os ganhos resultantes da aplicação em cascata das operações  $AB$  e  $CD$  também são mostrados.

**Tabela 3.1:** Ganhos das operações matemáticas para harmônicos ímpares.

Operação	A	B	C	D	AB	CD
1°seq+	-	-	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	$1\angle 0^\circ$
1°seq-	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	-	$1\angle 0^\circ$	-
3°seq+	-	$1\angle 0^\circ$	-	-	-	-
3°seq-	-	-	-	$1\angle 0^\circ$	-	-
5°seq+	$1\angle 0^\circ$	-	-	$1\angle 0^\circ$	-	-
5°seq-	-	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	-	-
7°seq+	-	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	-	-
7°seq-	$1\angle 0^\circ$	-	-	$1\angle 0^\circ$	-	-
9°seq+	-	-	-	$1\angle 0^\circ$	-	-
9°seq-	-	$1\angle 0^\circ$	-	-	-	-
11°seq+	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	-	$1\angle 0^\circ$	-
11°seq-	-	-	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	$1\angle 0^\circ$
13°seq+	-	-	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	$1\angle 0^\circ$
13°seq-	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	-	-	$1\angle 0^\circ$	-
15°seq+	-	$1\angle 0^\circ$	-	-	-	-
15°seq-	-	-	-	$1\angle 0^\circ$	-	-

**Tabela 3.2:** Ganhos das operações matemáticas para harmônicos pares.

Operação	A	B	C	D	AB	CD
2°seq+	$\frac{1}{3}\angle 0^\circ$	$\frac{7}{10}\angle 45^\circ$	$\frac{2}{3}\angle -60^\circ$	$\frac{7}{10}\angle -45^\circ$	$\frac{7}{30}\angle 45^\circ$	$\frac{14}{30}\angle -105^\circ$
2°seq-	$\frac{2}{3}\angle -60^\circ$	$\frac{7}{10}\angle -45^\circ$	$\frac{1}{3}\angle 0^\circ$	$\frac{7}{10}\angle 45^\circ$	$\frac{14}{30}\angle -105^\circ$	$\frac{7}{30}\angle 45^\circ$
4°seq+	$\frac{2}{3}\angle 60^\circ$	$\frac{7}{10}\angle -45^\circ$	$\frac{1}{3}\angle 0^\circ$	$\frac{7}{10}\angle 45^\circ$	$\frac{14}{30}\angle -15^\circ$	$\frac{7}{30}\angle 45^\circ$
4°seq-	$\frac{1}{3}\angle 0^\circ$	$\frac{7}{10}\angle 45^\circ$	$\frac{2}{3}\angle 60^\circ$	$\frac{7}{10}\angle -45^\circ$	$\frac{7}{30}\angle 45^\circ$	$\frac{14}{30}\angle 15^\circ$
6°seq+	$\frac{2}{3}\angle -60^\circ$	$\frac{7}{10}\angle 45^\circ$	$\frac{2}{3}\angle 60^\circ$	$\frac{7}{10}\angle -45^\circ$	$\frac{14}{30}\angle -15^\circ$	$\frac{14}{30}\angle 15^\circ$
6°seq-	$\frac{2}{3}\angle 60^\circ$	$\frac{7}{10}\angle -45^\circ$	$\frac{2}{3}\angle -60^\circ$	$\frac{7}{10}\angle 45^\circ$	$\frac{14}{30}\angle 15^\circ$	$\frac{14}{30}\angle -15^\circ$
8°seq+	$\frac{1}{3}\angle 0^\circ$	$\frac{7}{10}\angle -45^\circ$	$\frac{2}{3}\angle -60^\circ$	$\frac{7}{10}\angle 45^\circ$	$\frac{7}{10}\angle -45^\circ$	$\frac{14}{30}\angle -15^\circ$
8°seq-	$\frac{2}{3}\angle -60^\circ$	$\frac{7}{10}\angle 45^\circ$	$\frac{1}{3}\angle -0^\circ$	$\frac{7}{10}\angle -45^\circ$	$\frac{14}{30}\angle -15^\circ$	$\frac{7}{30}\angle -45^\circ$
10°seq+	$\frac{2}{3}\angle 60^\circ$	$\frac{7}{10}\angle 45^\circ$	$\frac{1}{3}\angle -0^\circ$	$\frac{7}{10}\angle -45^\circ$	$\frac{14}{30}\angle 105^\circ$	$\frac{7}{30}\angle -45^\circ$
10°seq-	$\frac{1}{3}\angle 0^\circ$	$\frac{7}{10}\angle -45^\circ$	$\frac{2}{3}\angle 60^\circ$	$\frac{7}{10}\angle 45^\circ$	$\frac{7}{30}\angle -45^\circ$	$\frac{14}{30}\angle 105^\circ$

Como pode ser observado, os harmônicos pares não são cancelados, mas apenas

atenuados por estas operações.

### 3.3 Método Proposto

#### 3.3.1 Transformações Matemáticas em um Sistema de Referência dq Arbitrário

Um esquema para a eliminação das componentes harmônicas pares é proposto aqui, através da transformação dos sinais de tensão originais para um referencial  $dq$  arbitrário (estacionário ou girante) [28]. Operações equivalentes a  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  no referencial  $dq$  arbitrário são desenvolvidas a seguir.

Considerando a transformação de *Park* [18]:

$$[T_{dq}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

onde  $\theta$  é a posição angular do eixo  $d$ , e aplicando-a a Equação (3.4), obtêm-se as componentes de tensão de seqüência negativa em um sistema de referência  $dq$  arbitrário:

$$\vec{V}_{Sdq}^{-1} = -\frac{1}{3} \left\{ [T_{dq}][A_1] \vec{V}_{Sabc} + [T_{dq}][A_2] \vec{V}_{Sabc}^{(60^\circ)} + [T_{dq}][A_3] \vec{V}_{Sabc}^{(-60^\circ)} \right\}. \quad (3.9)$$

Então:

$$\vec{V}_{Sdq}^{-1} = -\frac{1}{3} \left\{ [T_{dq}][A_1][T_{dq}]^{-1} \vec{V}_{Sdq} + [T_{dq}][A_2][T_{dq}]^{-1} \vec{V}_{Sdq}^{(60^\circ)} + [T_{dq}][A_3][T_{dq}]^{-1} \vec{V}_{Sdq}^{(-60^\circ)} \right\}, \quad (3.10)$$

onde:

$$\vec{V}_{Sdq} = \begin{bmatrix} v_{Sd} \\ v_{Sq} \\ v_{S0} \end{bmatrix}, \quad \vec{V}_{Sdq}^{-1} = \begin{bmatrix} v_{Sd}^- \\ v_{Sq}^- \\ v_{S0}^- \end{bmatrix},$$

$$\vec{V}_{Sdq}^{(60^\circ)} = \begin{bmatrix} v_{Sd}^{(60^\circ)} \\ v_{Sq}^{(60^\circ)} \\ v_{S0}^{(60^\circ)} \end{bmatrix}, \quad \vec{V}_{Sdq}^{(-60^\circ)} = \begin{bmatrix} v_{Sd}^{(-60^\circ)} \\ v_{Sq}^{(-60^\circ)} \\ v_{S0}^{(60^\circ)} \end{bmatrix}.$$

Como a matriz de transformação  $[T_{dq}]$  é não singular, a transformação para outro sistema de referência  $[A_n] \rightarrow [T_{dq}][A_1][T_{dq}]^{-1}$ ,  $n = 1, 2, 3$ , é uma transformação de similaridade e as matrizes  $[A_n]$  e  $[T_{dq}][A_1][T_{dq}]^{-1}$  possuem propriedades em comum, como os mesmos autovalores. Desconsiderando-se as componentes de seqüência zero, a Equação (3.10) pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} v_{Sd}^{-1} \\ v_{Sq}^{-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}[A_{1dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd} \\ v_{Sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{6}[A_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd}^{(60^\circ)} \\ v_{Sq}^{(60^\circ)} \end{bmatrix} + \frac{1}{6}[A_{3dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd}^{(-60^\circ)} \\ v_{Sq}^{(-60^\circ)} \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

Aplicando transformações de similaridade como em (3.10) nas operações  $B$ ,  $C$  e  $D$ , são obtidas suas equações equivalentes em um referencial  $dq$  arbitrário:

$$\begin{bmatrix} v_{Sd}^{-1} \\ v_{Sq}^{-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{2}[B_{1dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd} \\ v_{Sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{2}[B_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd}^{(-90^\circ)} \\ v_{Sq}^{(-90^\circ)} \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

$$\begin{bmatrix} v_{Sd}^{+1} \\ v_{Sq}^{+1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}[C_{1dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd} \\ v_{Sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{6}[C_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd}^{(-60^\circ)} \\ v_{Sq}^{(-60^\circ)} \end{bmatrix} + \frac{1}{6}[C_{3dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd}^{(60^\circ)} \\ v_{Sq}^{(60^\circ)} \end{bmatrix}, \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} v_{Sd}^{+1} \\ v_{Sq}^{+1} \end{bmatrix} = \frac{1}{2}[D_{1dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd} \\ v_{Sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{2}[D_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd}^{(90^\circ)} \\ v_{Sq}^{(90^\circ)} \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

em que as matrizes de transformação são:

$$A_{1dq} = B_{1dq} = C_{1dq} = D_{1dq} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$A_{2dq} = C_{2dq} = \begin{bmatrix} 1 & -\sqrt{3} \\ \sqrt{3} & 1 \end{bmatrix},$$

$$A_{3dq} = C_{3dq} = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{3} \\ -\sqrt{3} & 1 \end{bmatrix}, \quad B_{2dq} = D_{2dq} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Para provar que as Equações (3.11), (3.12), (3.13) e (3.14), denominadas a partir de agora de operações  $A_{dq}$ ,  $B_{dq}$ ,  $C_{dq}$  e  $D_{dq}$ , são equivalentes às operações  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$ , respectivamente, considera-se um conjunto de tensões trifásicas equilibradas de seqüência positiva de ordem  $n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ):

$$\begin{cases} v_{S_a}^{+n} = V_S^{+n} \cos(n\omega t + \phi_n) \\ v_{S_b}^{+n} = V_S^{+n} \cos(n\omega t + \phi_n - 120^\circ) \\ v_{S_c}^{+n} = V_S^{+n} \cos(n\omega t + \phi_n + 120^\circ) \end{cases} \quad (3.15)$$

Transformando para um sistema de referência estacionário  $\alpha\beta$ :

$$\begin{cases} v_{S_\alpha}^{+n} = V_S^{+n} \cos(n\omega t + \phi_n) \\ v_{S_\beta}^{+n} = V_S^{+n} \sin(n\omega t + \phi_n) \end{cases}, \quad (3.16)$$

e aplicando a fórmula de *Euler*:

$$v_{S_\alpha}^{+n} + jv_{S_\beta}^{+n} = V_S^{+n} e^{j(n\omega t + \phi_n)}. \quad (3.17)$$

Usando a tensão  $\alpha\beta$  de (3.17) como entrada para a operação  $A_{dq}$  em (3.11), e considerando que uma defasagem de  $+60^\circ$  corresponde a uma defasagem de  $-120^\circ$  com sinal oposto, tem-se:

$$v_{S_\alpha}^{-1} = \frac{V_S^{+n}}{3} \left[ \cos(\theta^n) - \frac{1}{2} \cos(\theta^n - n120^\circ) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta^n - n120^\circ) + \frac{1}{2} \cos(\theta^n - n60^\circ) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\theta^n - n60^\circ) \right],$$

$$v_{S_\beta}^{-1} = \frac{V_S^{+n}}{3} \left[ \sin(\theta^n) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta^n - n120^\circ) - \frac{1}{2} \sin(\theta^n - n120^\circ) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta^n - n60^\circ) + \frac{1}{2} \sin(\theta^n - n60^\circ) \right], \quad (3.18)$$

onde  $\theta^n = n\omega t + \phi^n$ . Utilizando a fórmula de Euler, pode-se reescrever (3.18) na sua forma complexa:

$$v_{S_\alpha}^{-1} + jv_{S_\beta}^{-1} = V_S^{+n} e^{j(n\omega t + \phi^n)} \frac{1}{3} \left[ 1 + e^{-j(1+n)120^\circ} + e^{-j(1+n)60^\circ} \right]. \quad (3.19)$$

Então,

$$v_{S_\alpha}^{-1} + jv_{S_\beta}^{-1} = \underbrace{(v_{S_\alpha}^{+n} + jv_{S_\beta}^{+n})}_{GA^+} \frac{1}{3} \left[ 1 + e^{-j(1+n)120^\circ} + e^{-j(1+n)60^\circ} \right], \quad (3.20)$$

onde  $GA^+$  é o ganho da operação  $A_{dq}$  para tensões de seqüência positiva.

Considerando um conjunto de tensões trifásicas equilibradas de seqüência negativa de ordem  $n$  ( $-n = -1, -2, -3, \dots$ ), e seguindo o mesmo raciocínio anterior, pode ser mostrado que:

$$v_{S\alpha}^{-1} + jv_{S\beta}^{-1} = (v_{S\alpha}^{-n} + jv_{S\beta}^{-n}) \underbrace{\frac{1}{3} \left[ 1 + e^{j(1+n)120^\circ} + e^{j(1+n)60^\circ} \right]}_{GA^-}, \quad (3.21)$$

onde  $GA^-$  é o ganho da operação  $A_{dq}$  para tensões de seqüência negativa.

Usando a tensão em  $\alpha\beta$  de (3.16) como entrada na operação  $B_{dq}$  in (3.12):

$$\begin{bmatrix} v_{S\alpha}^{-1} \\ v_{S\beta}^{-1} \end{bmatrix} = \frac{V_S^{+n}}{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta^n) + \text{sen}(\theta^n - n90^\circ) \\ \text{sen}(\theta^n) - \cos(\theta^n - n90^\circ) \end{bmatrix}, \quad (3.22)$$

onde  $\theta^n = n\omega t + \phi^n$ . Passando (3.22) para a forma complexa:

$$v_{S\alpha}^{-1} + jv_{S\beta}^{-1} = V_S^{+n} e^{j(n\omega t + \phi^n)} \frac{1}{2} \left[ 1 + e^{-j(1+n)90^\circ} \right]. \quad (3.23)$$

Então,

$$v_{S\alpha}^{-1} + jv_{S\beta}^{-1} = (v_{S\alpha}^{+n} + jv_{S\beta}^{+n}) \underbrace{\frac{1}{2} \left[ 1 + e^{-j(1+n)90^\circ} \right]}_{GB^+}, \quad (3.24)$$

onde  $GB^+$  é o ganho da operação  $B_{dq}$  para tensões de seqüência positiva.

Procedendo de forma análoga para tensões de seqüência negativa ( $-n = -1, -2, -3, \dots$ ), obtém-se:

$$v_{S\alpha}^{-1} + jv_{S\beta}^{-1} = (v_{S\alpha}^{-n} + jv_{S\beta}^{-n}) \underbrace{\frac{1}{2} \left[ 1 + e^{j(1+n)90^\circ} \right]}_{GB^-}, \quad (3.25)$$

onde  $GB^-$  é o ganho da operação  $B_{dq}$  para tensões de seqüência negativa.

Resultados similares ao (3.20) e (3.21) podem ser obtidos para a operação  $C_{dq}$  de (3.13):

$$v_{S\alpha}^{+1} + jv_{S\beta}^{+1} = (v_{S\alpha}^{+n} + jv_{S\beta}^{+n}) \underbrace{\frac{1}{3} \left[ 1 + e^{j(1-n)60^\circ} + e^{j(1-n)120^\circ} \right]}_{GC^+}, \quad (3.26)$$

$$v_{S\alpha}^{+1} + jv_{S\beta}^{+1} = (v_{S\alpha}^{-n} + jv_{S\beta}^{-n}) \underbrace{\frac{1}{3} \left[ 1 + e^{-j(1-n)60^\circ} + e^{-j(1-n)120^\circ} \right]}_{GC^-}, \quad (3.27)$$

onde  $GC^+$  and  $GC^-$  são os ganhos da operação  $C_{dq}$  para tensões de seqüência positiva e negativa, respectivamente.

E finalmente, resultados similares a (3.24) e (3.25) podem ser obtidos para a operação  $D_{dq}$  em (3.14):

$$v_{S\alpha}^{+1} + jv_{S\beta}^{+1} = (v_{S\alpha}^{+n} + jv_{S\beta}^{+n}) \underbrace{\frac{1}{2} [1 + e^{j(1-n)90^\circ}]}_{GD^+}, \quad (3.28)$$

$$v_{S\alpha}^{+1} + jv_{S\beta}^{+1} = (v_{S\alpha}^{-n} + jv_{S\beta}^{-n}) \underbrace{\frac{1}{2} [1 + e^{-j(1-n)90^\circ}]}_{GD^-}, \quad (3.29)$$

onde  $GD^+$  e  $GD^-$  são os ganhos da operação  $D_{dq}$  para sinais de tensão de seqüência positiva e negativa, respectivamente.

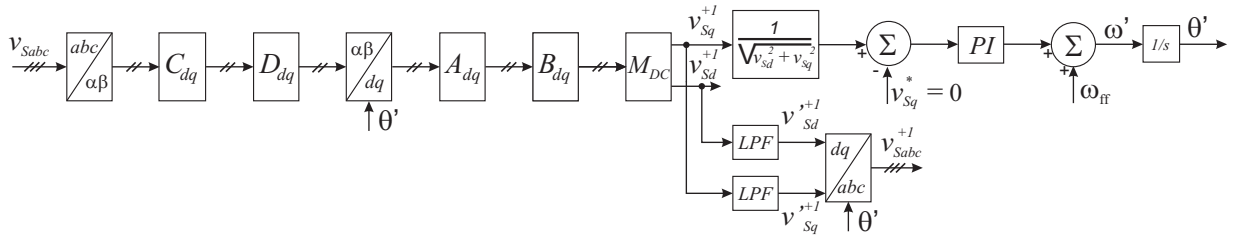
### 3.3.2 Implementação do Método Proposto

Para a extração da tensão de seqüência positiva, aplicam-se as operações  $C_{dq}$  e  $D_{dq}$  em cascata às tensões medidas da rede, já representadas em um referencial  $\alpha\beta$ . Desta forma, grande parte dos componentes harmônicos de ordem ímpar são cancelados, embora os harmônicos pares continuem presentes, sendo apenas atenuados.

Transformando o sinal de saída das operações para um referencial  $dq$  síncrono, a componente fundamental de tensão torna-se constante, a segunda harmônica passa a ter freqüência fundamental, e quaisquer harmônicos de seqüência positiva com freqüência angular  $n\omega$  em um referencial  $\alpha\beta$  têm sua freqüência diminuída para  $n\omega - 1$  em um referencial  $dq$  síncrono, enquanto os harmônicos de seqüência negativa têm sua freqüência aumentada para  $n\omega + 1$ . Então, os harmônicos pares tornam-se ímpares e vice-versa.

Aplicando-se, às tensões em um referencial  $dq$  síncrono, as operações  $A_{dq}$  e  $B_{dq}$  em cascata, elimina-se os harmônicos ímpares desses sinais, que correspondiam aos harmônicos pares quando as tensões estavam em  $\alpha\beta$  e a componente constante resultante das operações contém as informações do vetor tensão de seqüência positiva de freqüência fundamental. A estrutura completa do sistema proposto está mostrada na Figura 3.1





**Figura 3.1:** Estrutura do método proposto.

Como as operações  $A_{dq}$  e  $B_{dq}$  alteram o valor da componente constante, faz-se necessário uma compensação de seu valor, de forma a se obter a magnitude correta das tensões  $v_{Sd}^{+1}$  e  $v_{Sq}^{+1}$ . Aplicando a operação  $A_{dq}$  a uma tensão constante, tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{Sd}^{-1} \\ v_{Sq}^{-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}[A_{1dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd}^{cc} \\ v_{Sq}^{cc} \end{bmatrix} - \frac{1}{6}[A_{2dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd}^{cc} \\ v_{Sq}^{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{6}[A_{3dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd}^{cc} \\ v_{Sq}^{cc} \end{bmatrix},$$

onde o sobrescrito  $cc$  indica uma componente constante. Então:

$$\begin{bmatrix} v_{Sd}^{-1} \\ v_{Sq}^{-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}[A_{3dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd}^{cc} \\ v_{Sq}^{cc} \end{bmatrix}. \quad (3.30)$$

Aplicando  $B_{dq}$  ao resultado da operação anterior, tem-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{Sd}^{-1} \\ v_{Sq}^{-1} \end{bmatrix} &= \frac{1}{2}[B_{1dq}] \frac{1}{3}[A_{3dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd}^{cc} \\ v_{Sq}^{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{2}[B_{2dq}] \frac{1}{3}[A_{3dq}] \begin{bmatrix} v_{Sd}^{cc} \\ v_{Sq}^{cc} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} v_{Sd}^{-1} \\ v_{Sq}^{-1} \end{bmatrix} &= \frac{1}{6} \begin{bmatrix} (1 - \sqrt{3}) & (1 + \sqrt{3}) \\ (-1 - \sqrt{3}) & (1 - \sqrt{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Sd}^{cc} \\ v_{Sq}^{cc} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Chega-se assim à matriz  $[M_{cc}]$  que deve ser multiplicada aos sinais de saída da operação  $B_{dq}$  para que se obtenham os sinais  $v_{Sd}^{+1}$  e  $v_{Sq}^{+1}$  com suas magnitudes corretas:

$$\begin{aligned} [M_{cc}] &= \left\{ \frac{1}{6} \begin{bmatrix} (1 - \sqrt{3}) & (1 + \sqrt{3}) \\ (-1 - \sqrt{3}) & (1 - \sqrt{3}) \end{bmatrix} \right\}^{-1}, \\ [M_{cc}] &= \frac{3}{4} \begin{bmatrix} (1 - \sqrt{3}) & (-1 - \sqrt{3}) \\ (1 + \sqrt{3}) & (1 - \sqrt{3}) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.32)$$

Observando-se a Tabela (3.1), verifica-se que a 11<sup>o</sup> harmônica de seqüência negativa e a 13<sup>o</sup> harmônica de seqüência positiva não são canceladas pelas operações  $C_{dq}$  e  $D_{dq}$  em cascata, da mesma forma que quando esses sinais são transformados para  $dq$ , tornando-se pares, não são eliminados pelas operações  $A_{dq}$  e  $B_{dq}$  em cascata. Generalizando essa observação, conclui-se que as operações propostas não cancelam componentes harmônicas de seqüência positiva de ordem  $12n+1$ , assim como de seqüência negativa de ordem  $12n-1$ . Contudo, pode-se diminuir a banda do SRF-PLL de modo que o efeito desses harmônicos sobre a estimação da freqüência angular  $\omega'$  e da fase  $\theta'$ , seja desprezível.

Como pode ser visto na Figura (3.1), a entrada para o controlador PI é normalizada de modo a tornar os valores do ganhos proporcionais e integrais independentes dos valores de tensão na entrada, ou seja, a dinâmica do controlador não será afetada pelas tensões de entrada. A tensão normalizada é calculada como mostrado na Equação (3.33).

$$v_q^n = \frac{v_q}{|\vec{v}_{dq}|} = \frac{v_q}{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}}. \quad (3.33)$$

Para evitar problemas com componentes de CC nos sinais medidos, adotou-se o seguinte procedimento: a cada período da fundamental, as últimas  $N$  amostras do sinal de entrada são somadas e o resultado é dividido por  $N$ . O resultado da divisão são as componentes de CC, que são então subtraídas do sinal original. Esta solução tem um esforço computacional muito pequeno.

### 3.4 Simulações e Resultados Experimentais

Com o objetivo de verificar a resposta do método proposto e seu desempenho quando comparado aos outros métodos descritos, foram realizadas simulações utilizando o MATLAB e o ATP. O método também foi implementado experimentalmente para as simulações realizadas. Nas subseções que se seguem, serão apresentados os resultados obtidos.

#### 3.4.1 Simulações em MATLAB

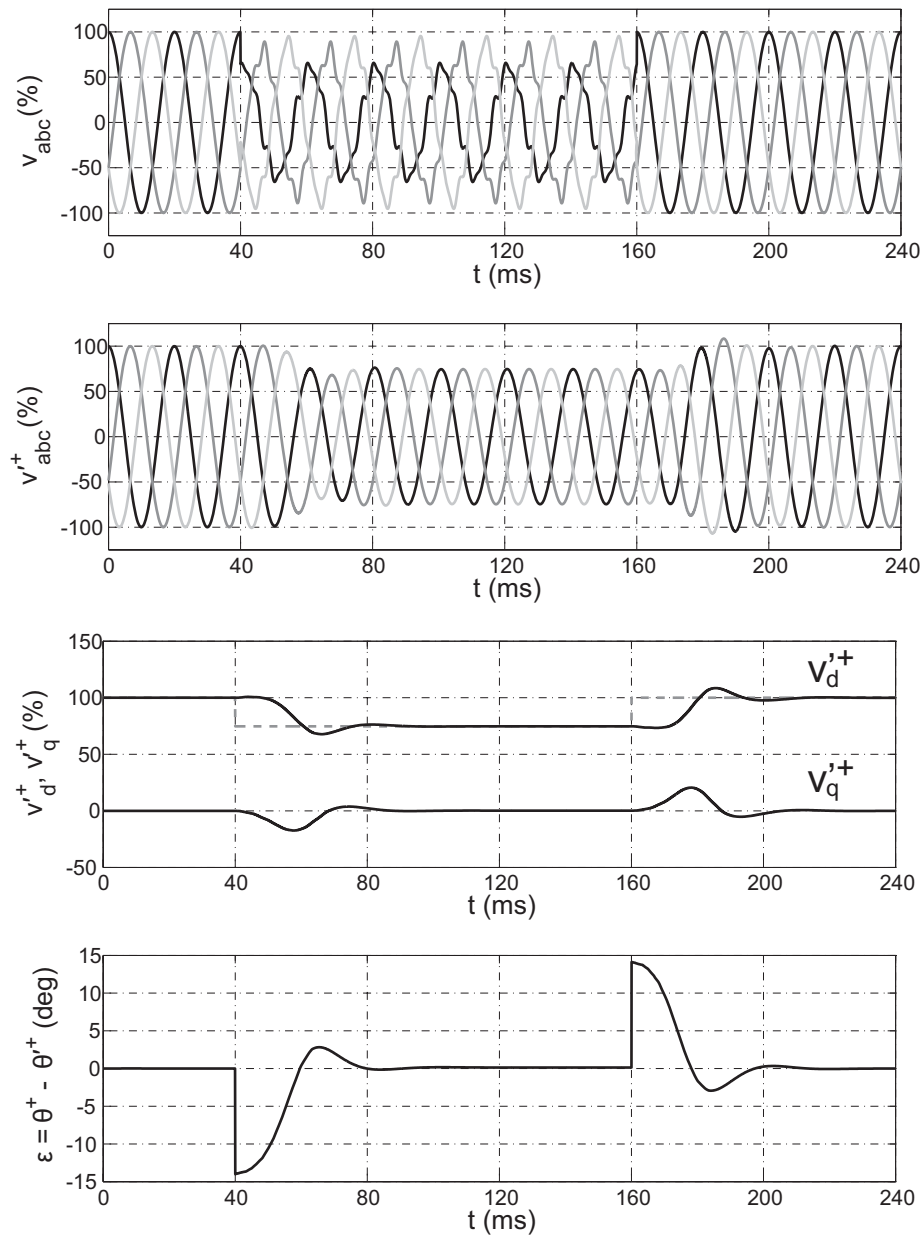
Nas simulações realizadas em MATLAB, o método proposto foi simulado tendo como entrada tensões desequilibradas e distorcidas por componentes harmônicas. A eficiência do

método foi analisada verificando se o mesmo foi capaz de isolar a tensão fundamental de seqüência positiva e estimar corretamente seu ângulo de fase. Para isso serão mostrados os gráficos das tensões recuperadas pelo PLL, tensões de eixo direto e de quadratura e o erro no ângulo de fase do vetor tensão.

Três casos foram simulados, em que o método proposto foi submetido a tensões com diferentes níveis de distorção harmônica. A frequência fundamental da rede é de  $50Hz$  e em todos os casos simulados a tensão antes dos distúrbios foi considerada igual a  $1p.u.$ .

No primeiro caso, denominado no texto que segue de Caso 1, o método proposto foi submetido a tensões com baixa distorção harmônica. A simulação tem duração total de  $240ms$ . As tensões distorcidas são aplicadas no intervalo de  $40ms$  a  $160ms$ . As tensões de entrada durante o distúrbio foram compostas pela componente fundamental com afundamento, sendo seu valor igual a  $V^{+1} = 0,747\angle -14^{\circ}p.u.$ , componente de seqüência negativa com valor de  $V^{-1} = 0,163\angle -171,37^{\circ}p.u.$ , as quais foram somadas quinta harmônica de seqüência negativa  $V^{-5} = 0,07\angle -60^{\circ}p.u.$  e sétima harmônica de seqüência positiva  $V^{+7} = 0,05\angle -30^{\circ}p.u.$ . Vale ressaltar que, além do afundamento e da distorção harmônica, foi imposta uma mudança de fase abrupta nos sinais de entrada.

Na Figura 3.2 são mostradas no primeiro gráfico as tensões de entrada para o PLL, no segundo gráfico as tensões recuperadas pelo PLL e no terceiro as tensões de eixo direto e de quadratura. Dos três primeiros gráficos mostrados verifica-se que, apesar do desequilíbrio nas tensões de entrada, o método proposto se adapta as variações na tensão e continua a oferecer resultados corretos. Por fim, no quarto gráfico está apresentado o erro do ângulo de fase estimado (em relação a  $\omega t$ ), onde pode ser observado que logo após a aplicação do distúrbio, o método proposto rapidamente volta a estimar o ângulo de fase com seu valor correto, mostrando sua rapidez de resposta.

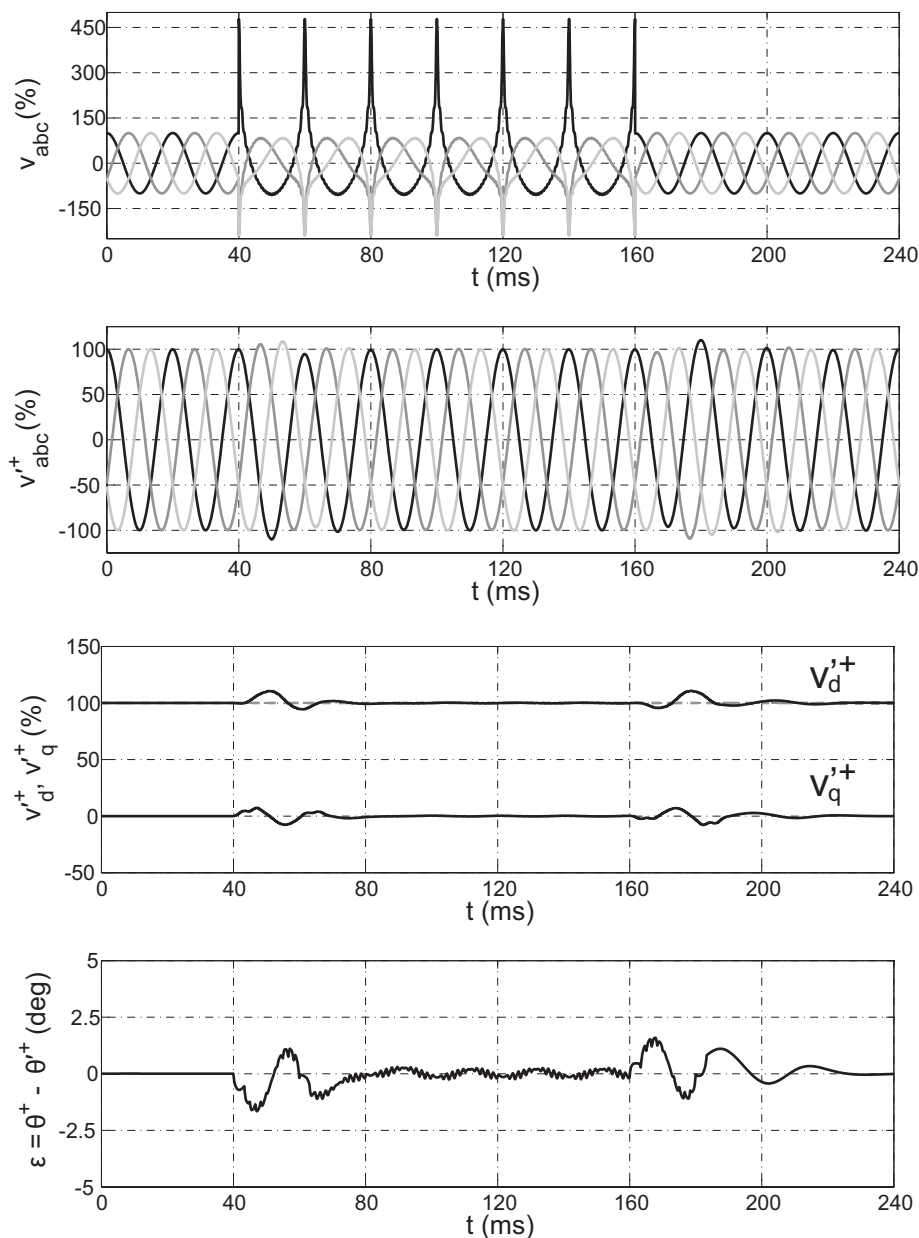


**Figura 3.2:** Resultados de simulação do método proposto para tensões de entrada do Caso1.

No Caso 2, foram consideradas tensões de entrada com alta distorção harmônica. As tensões distorcidas foram aplicadas durante o mesmo intervalo do caso anterior,  $40ms$  a  $160ms$ . As tensões durante o distúrbio foram compostas pelas componentes fundamentais de seqüência positiva e de seqüência negativa, na seguinte proporção  $V^{+1} = 2,5V^{-1} = 1\angle 0^\circ p.u.$ . As componentes harmônicas adicionadas as componentes fundamentais tiveram seus valores definidos pela seguinte regra,  $V^{+n} = V^{-n} = \frac{0,6V^{+1}}{n}$ , em que  $n = 2, 3, \dots, 25$ .

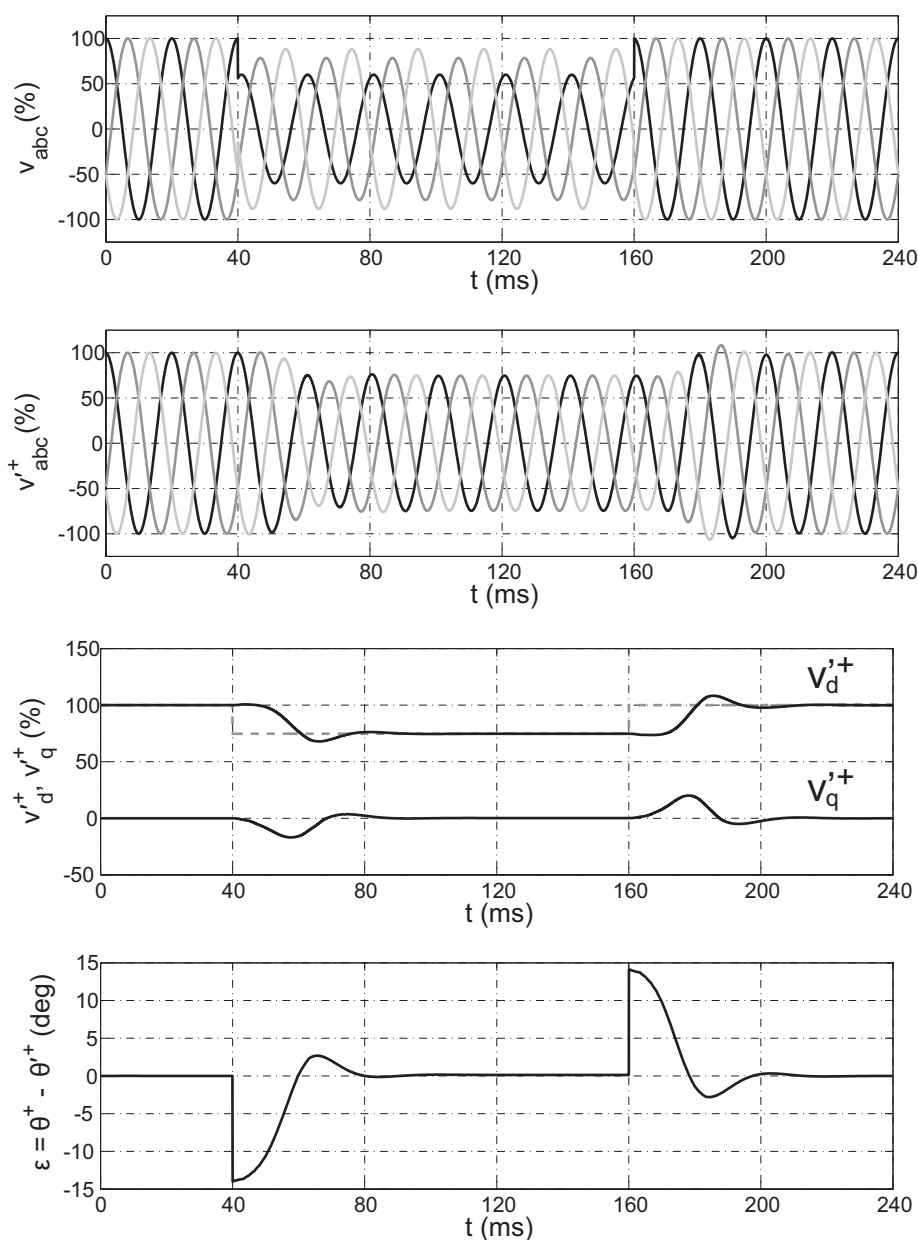
Na Figura 3.3, são novamente apresentadas as tensões de entrada e os resultados obtidos na saída do PLL, na mesma seqüência da figura anterior. Pode-se observar que, apesar das

tensões de entrada apresentarem-se extremamente distorcidas, o método proposto continua a oferecer resultados bastante satisfatórios, eliminando de forma eficiente a influência das componentes harmônicas na determinação da componente de seqüência positiva.



**Figura 3.3:** Resultados de simulação do método proposto para tensões de entrada do Caso2.

No Caso 3, foi analisado a resposta do método proposto na presença de componentes de CC nas tensões de entrada, com os seguintes valores  $v_a = 0,3p.u.$ ,  $v_b = 0,1p.u.$  e  $v_c = -0,2p.u.$ . A Figura 3.4 apresenta os resultados obtidos.



**Figura 3.4:** Resultados de simulação do método proposto para tensões de entrada do Caso3.

A Tabela 3.3 apresenta uma comparação quantitativa entre o método proposto e o SRF-PLL, DSRF-PLL e DSOGI-PLL, cujos parâmetros determinou-se conforme descrito no capítulo anterior. Os critérios para a comparação são a taxa de distorção harmônica total (THD) das tensões recuperadas pelos PLLs, o tempo de resposta, que é o tempo necessário para que o erro do ângulo de fase estimado esteja dentro de uma faixa de tolerância de  $1,5^\circ$  ( $0,0262rad$ ) e a capacidade de compensação de componentes de CC.

**Tabela 3.3:** Comparação entre os métodos de sincronização.

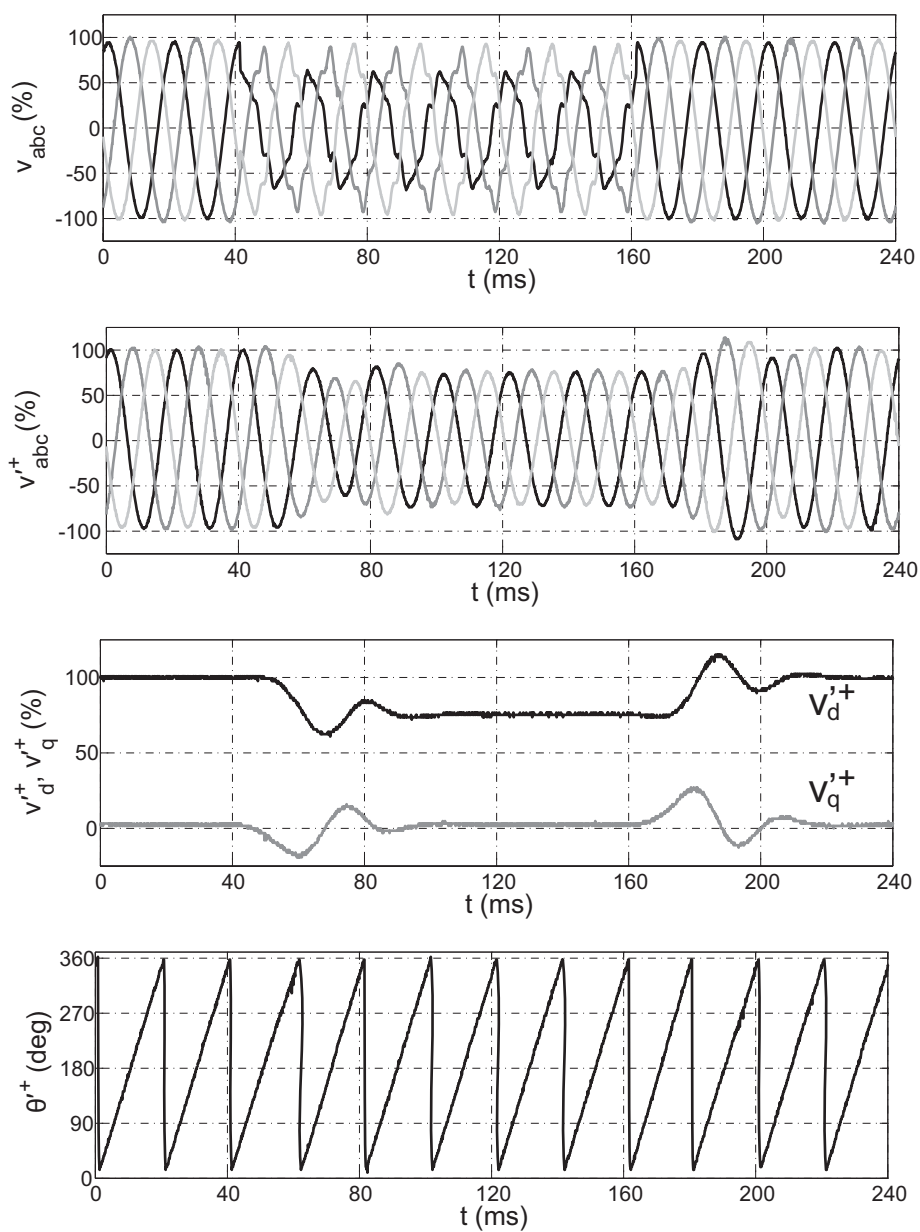
	<b>SRF</b>	<b>DSRF</b>	<b>DSOGI</b>	<b>Método Proposto</b>
<b>THD(1)</b>	2,98%	1,16%	1,10%	0,01%
<b>THD(2)</b>	17,67%	23,04%	19,25%	0,24%
<b>Tempo de resposta(1)</b>	-	49,44ms	42,78ms	32,06ms
<b>Tempo de resposta(2)</b>	-	-	-	7,78ms
<b>Tempo de resposta(3)</b>	-	36,67ms	42,72ms	31,89ms
<b>Compensação de CC</b>	não	não	não	sim

Na Tabela 3.3, os números (1), (2) e (3) indicam os valores obtidos para os casos 1, 2 e 3, respectivamente. Foi considerado o maior valor de THD entre as três fases. O valor de THD das tensões de entrada dos casos 1 e 2 foram 14,34% e 66,71%. Todos os PLLs foram simulados com uma frequência de amostragem de  $18kHz$ . Os casos em que os métodos de sincronização não foram capazes de garantir um erro de fase dentro da faixa de tolerância definida, estão marcados com “-”.

### 3.4.2 Resultados Experimentais

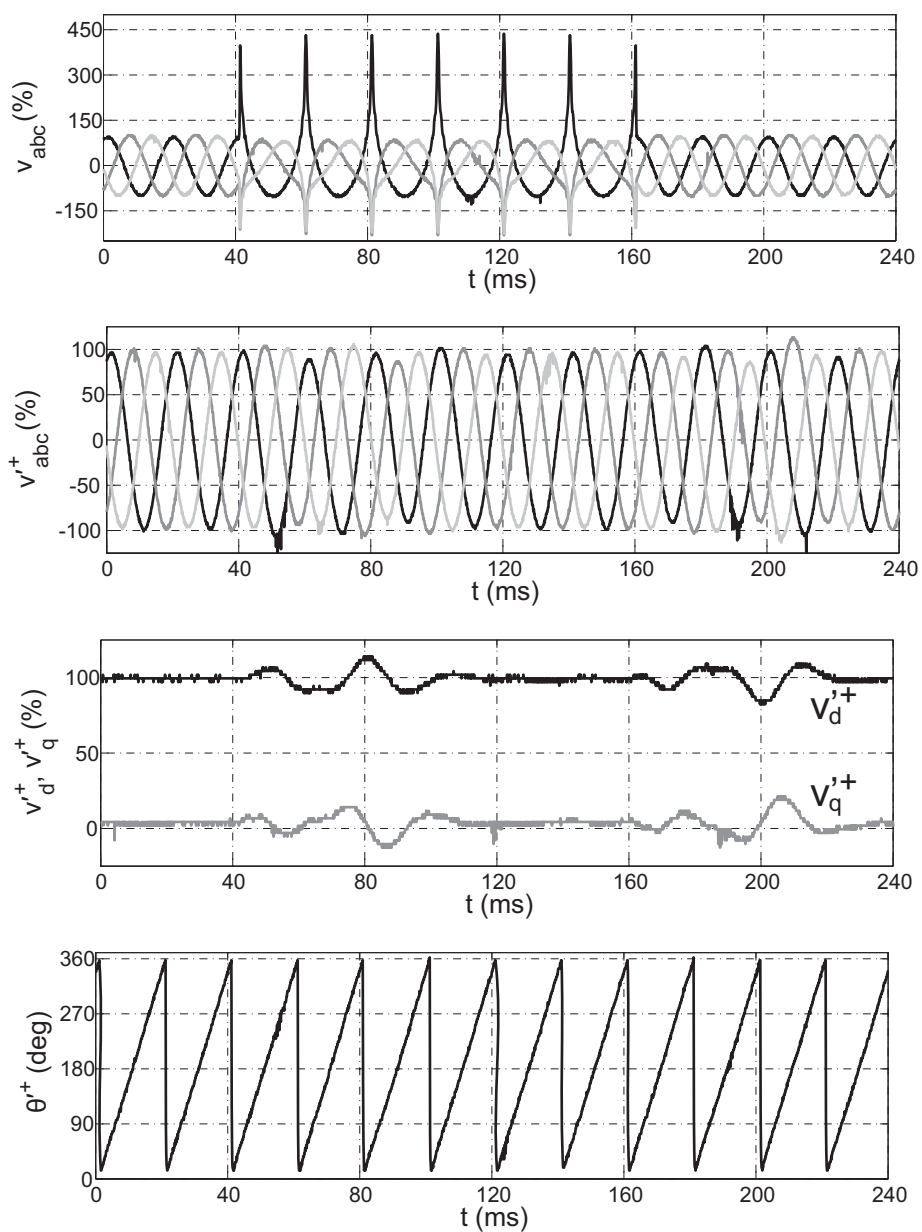
Com o objetivo de validar os resultados de simulação apresentados na subseção 3.4.1, o método proposto foi implementado experimentalmente. Para gerar as mesmas tensões de entrada dos três casos anteriores, foi utilizada uma fonte programável OMICRON-CMC256. A aquisição e o processamento dos sinais de tensão foram realizados utilizando-se um DSP TMS320F2812 da Texas Instruments. Os sinais foram medidos após passar por um conversor analógico digital. Novamente foi utilizada uma frequência de amostragem de  $18kHz$ .

A Figura 3.5 mostra os resultados experimentais obtidos para as mesmas tensões de entrada do Caso 1. A Figura 3.6 mostra os resultados para o Caso 2 e a Figura 3.7 mostra os resultados para as tensões do Caso 3. Em todas as figuras o primeiro gráfico corresponde às tensões de entrada, o segundo apresenta as tensões recuperadas pelo PLL, o terceiro gráfico mostra as tensões  $v_d$ ,  $v_q$  e  $\theta$ .

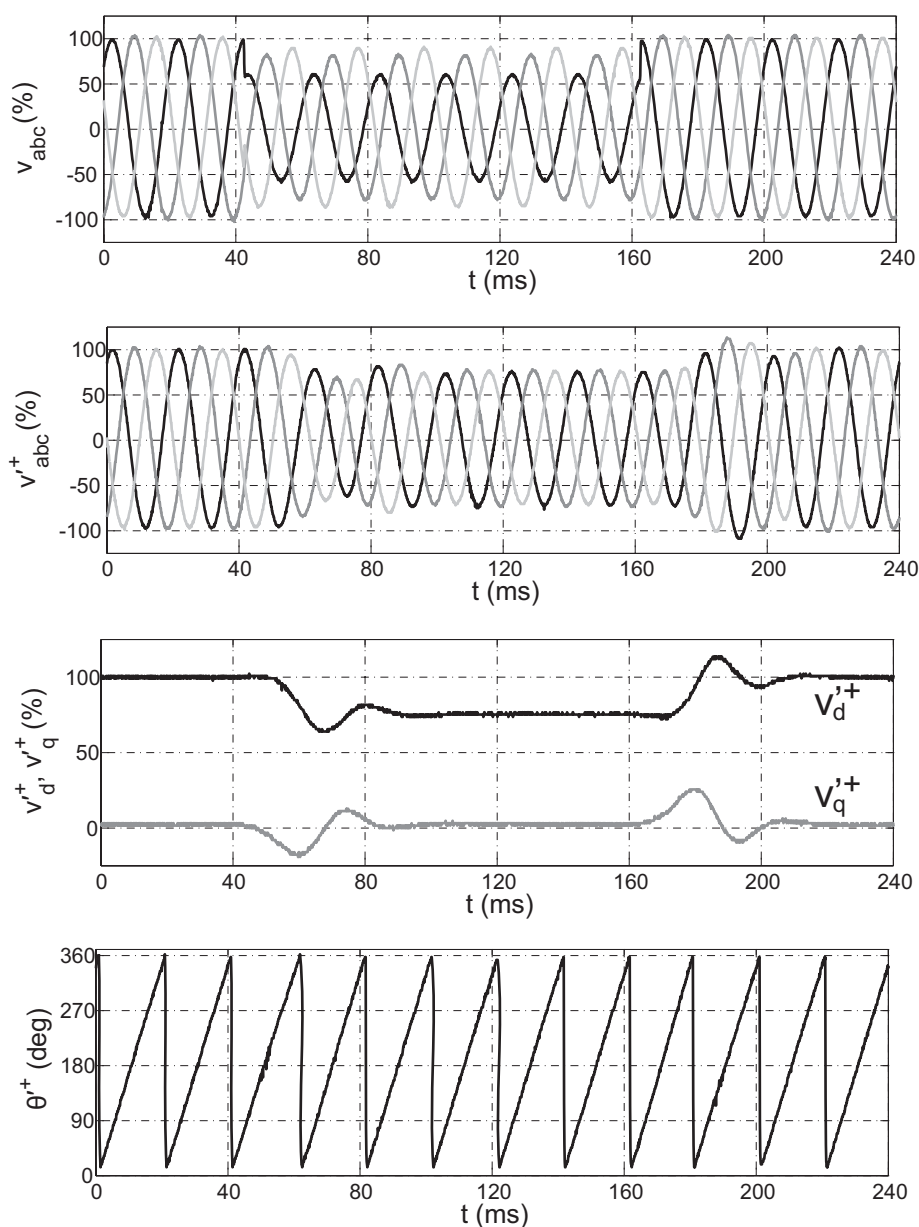


**Figura 3.5:** Resultados experimentais do Caso 1.





**Figura 3.6:** Resultados experimentais do Caso 2.



**Figura 3.7:** Resultados experimentais do Caso 3.

Verifica-se que os resultados experimentais obtidos estão em concordância com as simulações realizadas anteriormente, o que valida as considerações teóricas realizadas.

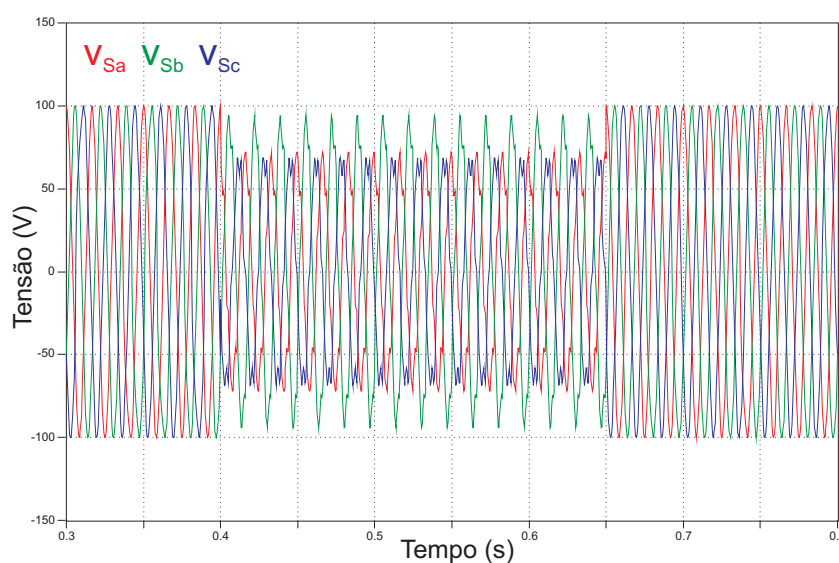
### 3.4.3 Simulações em ATP

Os métodos de sincronização apresentados foram também implementados em ATP de modo a possibilitar seu estudo quando aplicado à GD. O estudo do desempenho dos métodos expostos, junto a um sistema de GD interligado ao sistema elétrico quando da ocorrência de faltas é objeto do Capítulo 4, onde também é exposto o motivo da escolha da ferramenta de

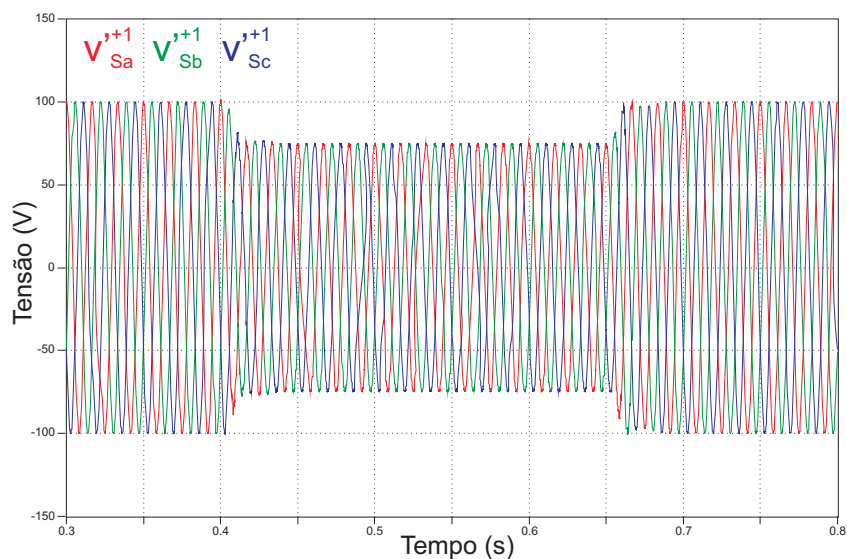
simulação ATP, uma breve descrição da mesma além da descrição das técnicas de controle do CLR utilizadas. Aqui são apresentados os resultados obtidos das simulações dos PLLs isoladamente, de modo semelhante ao realizado na Subseção 3.4.1.

Nas simulações apresentadas nesta Subseção, a frequência fundamental é  $60Hz$  e as tensões antes da aplicação dos distúrbios é  $1p.u.$ . O distúrbio tem duração de  $150ms$ . Para todos os PLLs foi adotada uma frequência de amostragem de  $20kHz$ . Além dos PLLs simulados na Subseção 3.4.1 também foi implementado em ATP o ESRF-PLL, com uma pequena adaptação em relação ao que foi apresentado no Capítulo 2: os sinais de tensão defasados de  $90^\circ$  foram obtidos através do armazenamento de pontos. Os resultados obtidos para o método proposto, considerando as tensões de entrada desequilibradas e com baixa distorção harmônica do Caso 1, estão mostrados nas figura 3.8 a 3.12.

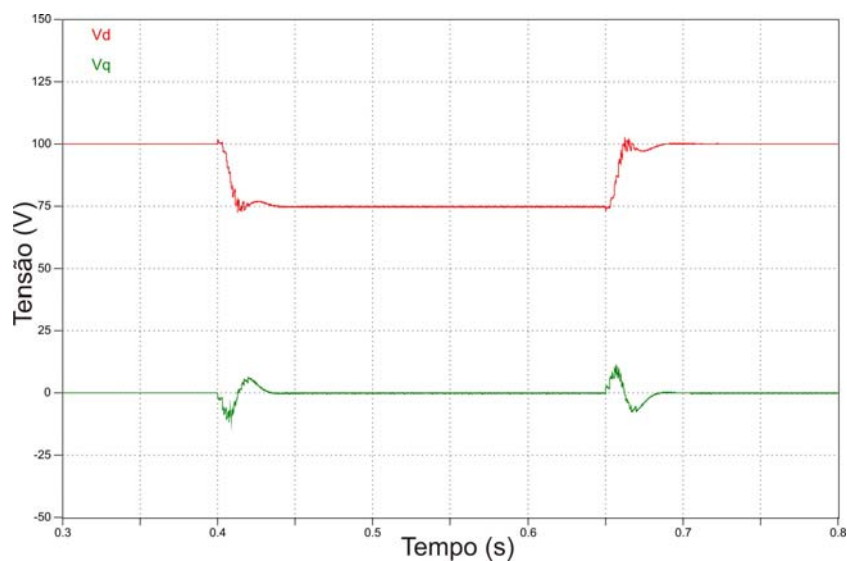
Nas figuras 3.8, 3.9 e 3.10 são apresentadas as tensões de entrada para o método proposto, as tensões recuperadas pelo método proposto e as tensões de eixo direto e de quadratura que são as entradas para o SRF-PLL. Pode-se verificar que os resultados obtidos estão em concordância com as simulações anteriores.



**Figura 3.8:** Tensões de entrada.

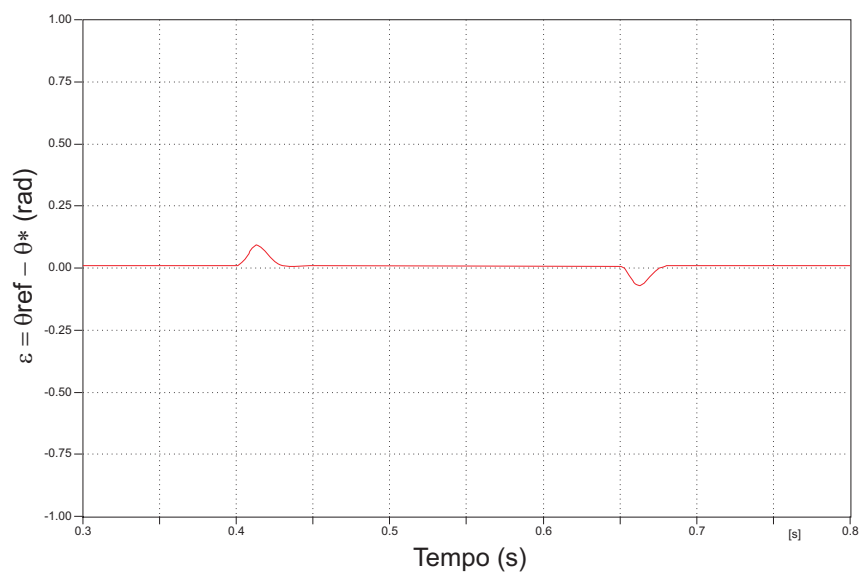


**Figura 3.9:** Tensões recuperadas pelo método proposto.



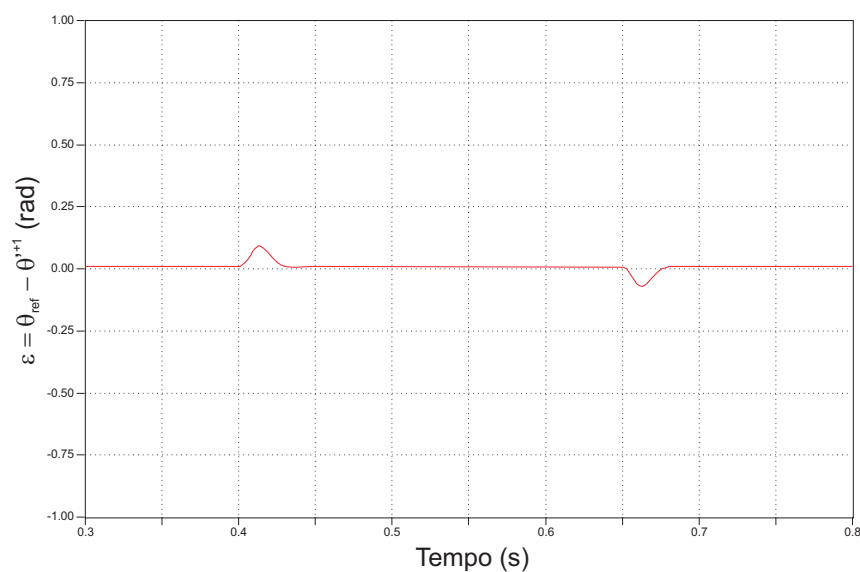
**Figura 3.10:** Tensões de eixo direto e de quadratura.

O gráfico da frequência angular estimada pelo PLL está mostrado na Figura 3.11, uma vez que, além da fase do vetor tensão, seu valor é importante nas técnicas de controle que são apresentadas no próximo capítulo. Dos resultados obtidos, verifica-se que, apesar do afundamento na componente fundamental e da distorção harmônica, o PLL consegue estimar com boa precisão o valor da frequência angular da rede. Vale ressaltar que, mesmo com a presença de componentes de tensão de seqüência negativa, não aparecem oscilações com frequência dupla em  $v_d$  e  $v_q$ .



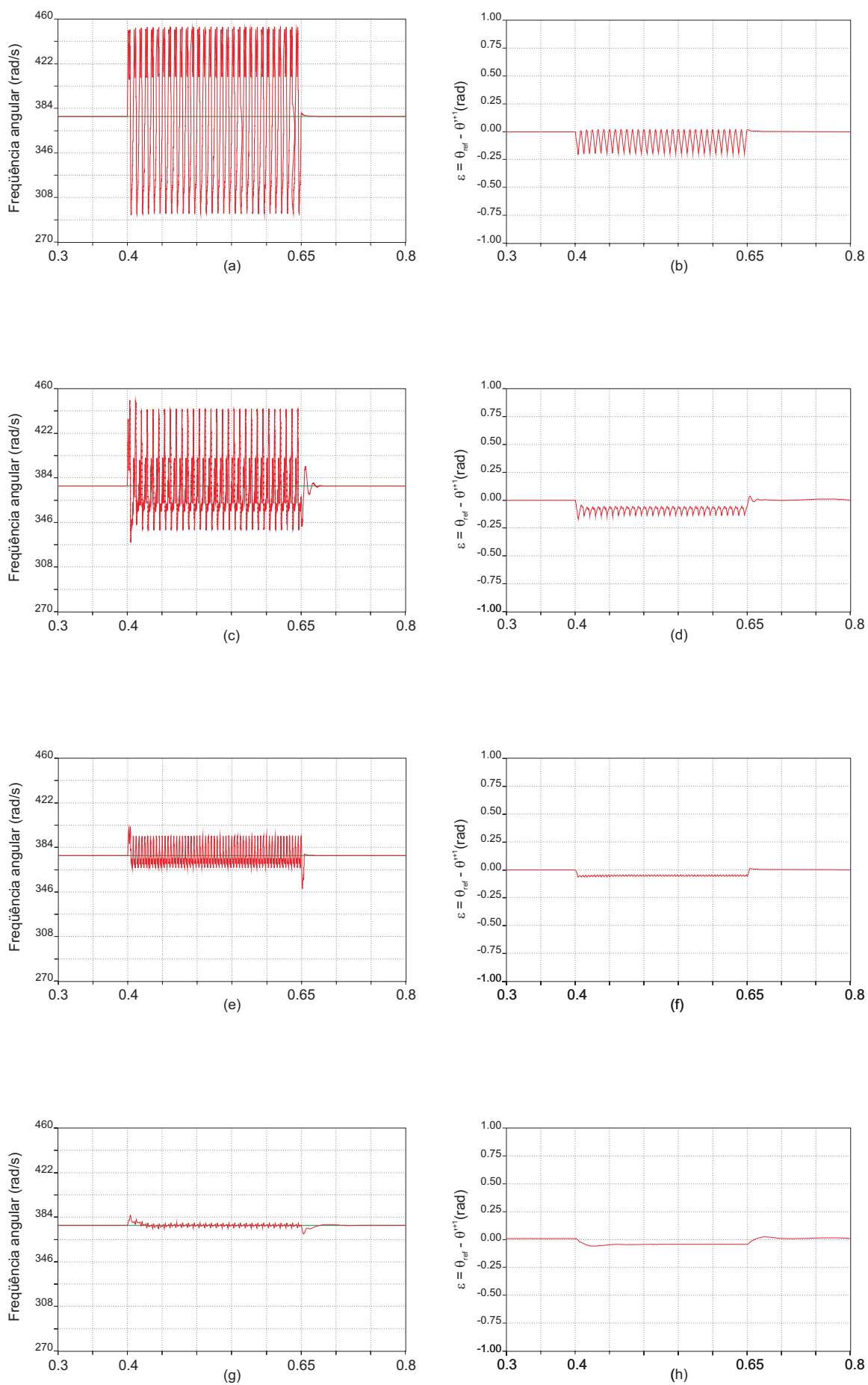
**Figura 3.11:** Frequência angular estimada.

Finalmente, a Figura 3.12 mostra o erro no ângulo de fase estimado.



**Figura 3.12:** Erro do ângulo de fase estimado.

Para a comparação com os resultados obtidos para o mesmo caso com os demais métodos apresentados, considerou-se duas grandezas de interesse para o controle do CLR, que são o valor de fase e de frequência angular estimados, que são mostradas na Figura 3.13. Novamente, obteve-se os parâmetros dos PLLs conforme descrito no Capítulo 2.



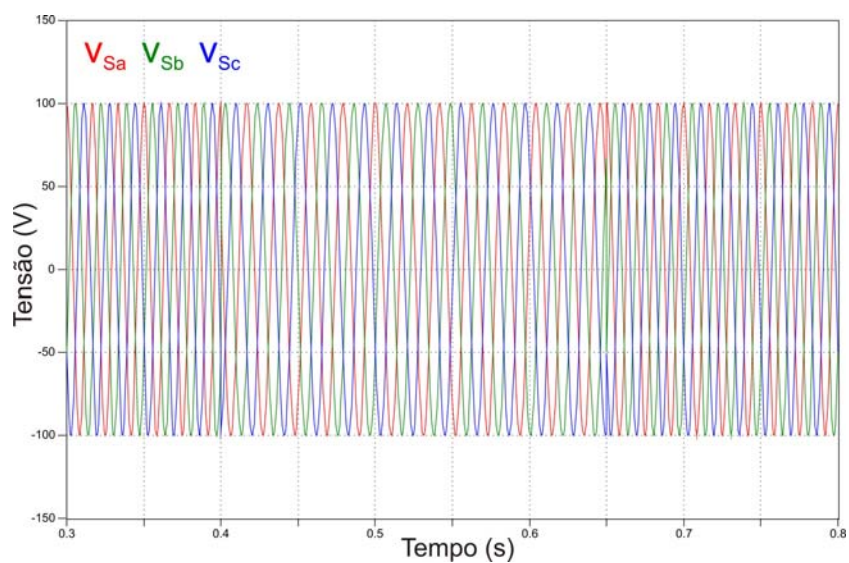
**Figura 3.13:** Resultados obtidos para as demais técnicas expostas.

Na Figura 3.13 os gráficos (a) e (b) correspondem à frequência angular e o erro de fase obtidos com o SRF-PLL para o Caso 1. Da mesma forma os gráficos (c) e (d) são os resultados obtidos para o DSRF-PLL, (e) e (f) para o ESRF-PLL e finalmente (g) e (h) para o DSOGI-PLL.

Dos resultados expostos na Figura 3.13, verifica-se que, dentre as técnicas expostas no Capítulo 2, o DSOGI-PLL é a que apresenta melhores resultados. Apesar disso, mesmo no Caso 1, onde há baixo conteúdo harmônico nas tensões de entrada, o DSOGI-PLL não é capaz de eliminar totalmente as oscilações na frequência angular provenientes das componentes harmônicas presentes, conseqüentemente o ângulo de fase estimado pelo mesmo apresenta um erro de regime, no intervalo em que as tensões distorcidas são aplicadas.

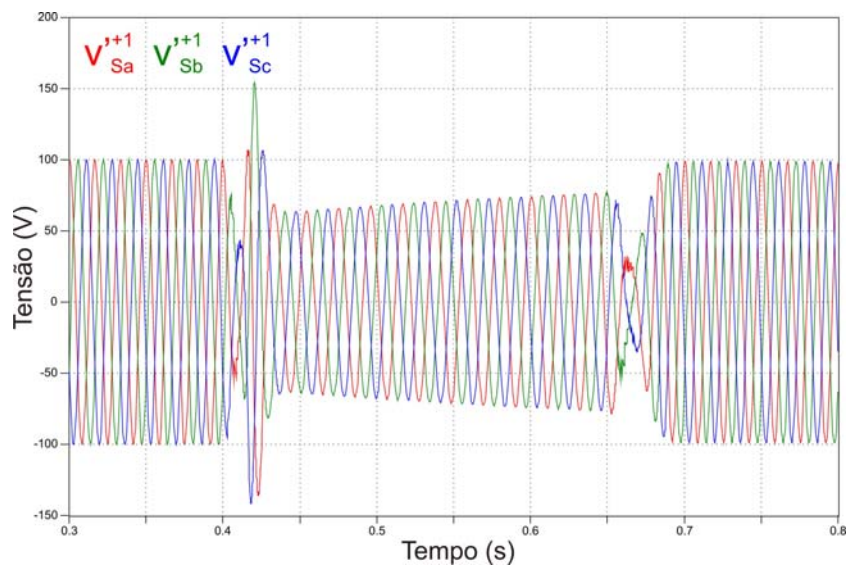
Constata-se então, a superioridade dos resultados obtidos com o método proposto, tendo o mesmo apresentado resultados satisfatórios tanto para tensões com baixa distorção harmônica como com alta distorção harmônica. Somado a isto está sua capacidade de compensação da componente de CC, capacidade esta que os demais métodos expostos não possuem.

Para possibilitar a avaliação do desempenho do método proposto perante variações de frequência, simulou-se um último caso, denominado no texto que se segue de Caso 4. Neste caso a frequência fundamental sofre variação da ordem de 20% para menos, reduzindo-se seu valor instantaneamente para aproximadamente  $48Hz$ . As tensões de entrada para o Caso 4 estão mostradas na Figura 3.14, onde o a variação na frequência fundamental ocorre de  $0,4ms$  à  $0,65ms$ , após o qual a frequência retorna a  $60Hz$ .



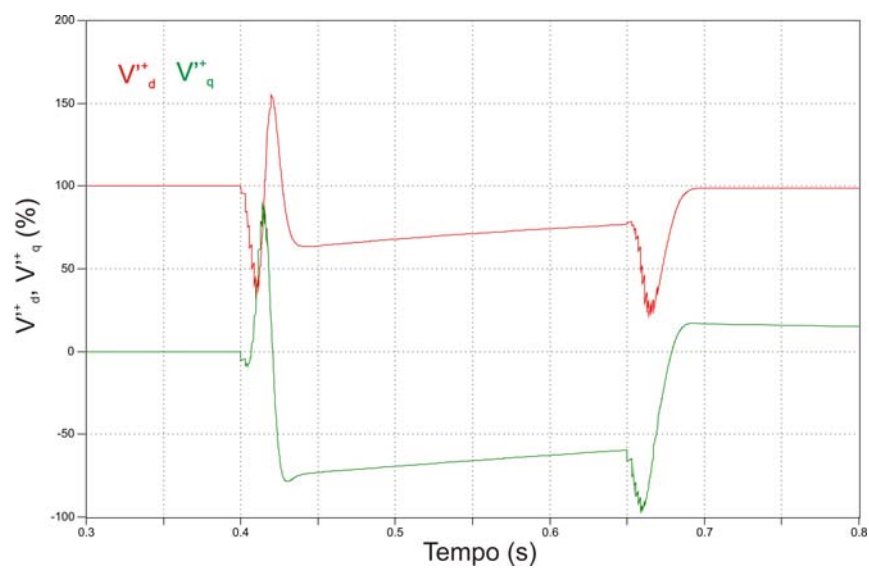
**Figura 3.14:** Tensões de entrada (Caso 4).

Os resultados obtidos para as tensões recuperadas, tensões de eixo direto e de quadratura, frequência angular estimada e erro no ângulo de fase estimado são mostrados nas Figuras 3.15, 3.17 e 3.18 respectivamente.

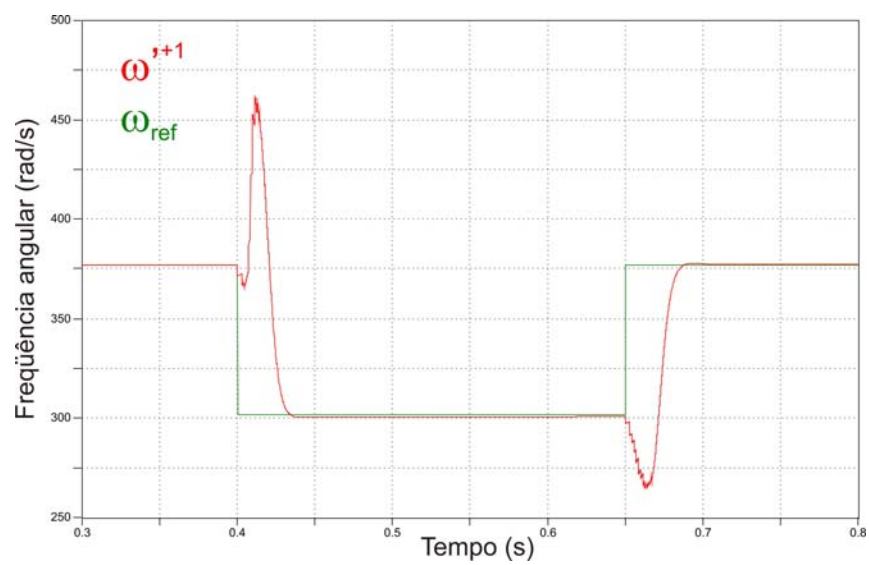


**Figura 3.15:** Tensões recuperadas pelo método proposto (Caso 4).

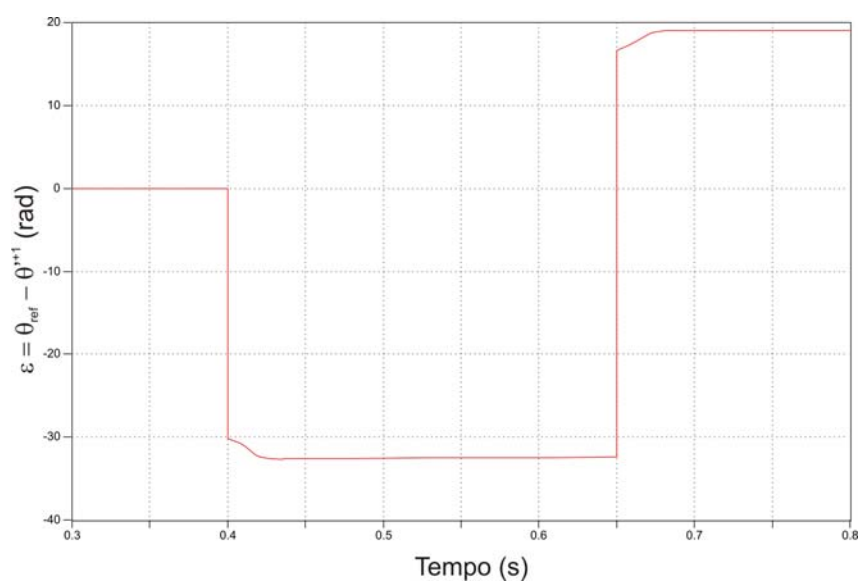




**Figura 3.16:** Tensões de eixo direto e eixo em quadratura (Caso 4).



**Figura 3.17:** Frequência angular estimada (Caso 4).



**Figura 3.18:** Erro do ângulo de fase estimado (Caso 4).

Dos resultados obtidos verifica-se que o método proposto consegue estimar corretamente a frequência angular das tensões da rede, mesmo durante variações na frequência fundamental. Da Figura 3.17 verifica-se que em um intervalo de  $0,05ms$  a frequência angular estimada sintoniza-se com a frequência angular das tensões de frequência fundamental. No entanto, dos resultados apresentados nas Figuras (3.15), (3.16) e, sobretudo, na Figura (3.18), onde é apresentado o erro no ângulo de fase estimado, conclui-se que o método proposto não é adaptativo em frequência. A não adaptatividade em frequência pode ser compreendida considerando-se que os vetores de armazenamento das tensões da rede, necessários para a obtenção dos sinais de tensão defasados, têm comprimento constante e são determinados pela frequência nominal da rede.

# 4 APLICAÇÃO DO MÉTODO DE SINCRONIZAÇÃO

## 4.1 Introdução

Uma desvantagem no uso de VSC (*Voltage Source Converter*), na interface de GD, é a sua sensibilidade a distúrbios na rede. Entre os distúrbios que afetam mais severamente o desempenho de VSC estão os afundamentos de tensão [29], [30].

Este fato torna-se ainda mais importante para as turbinas eólicas, que normalmente estão instaladas em pontos distantes, através de sistemas radiais, onde a ocorrência de faltas tem grande impacto, podendo causar a desconexão da turbina. No entanto, em sistemas com grande participação da geração eólica, a desconexão das centrais durante faltas pode levar o sistema à instabilidade. Por isso, cada vez mais procedimentos de rede de diversos países têm exigido que os sistemas de GD em geral, mas principalmente de geração eólica, permaneçam conectados ao sistema durante afundamentos de tensão [31]. Para atender a essas exigências, realiza-se o controle das potências ativa e reativa injetadas na rede pelo VSC. Esse controle é realizado geralmente utilizando referencial orientado pelo vetor tensão de seqüência positiva da rede.

A fim de controlar a tensão no barramento CC, mantendo seu valor aproximadamente constante para garantir a segurança, o controle atua na corrente de eixo direto efetuando a transferência da potência ativa gerada para a rede. Também é possível o controle da potência reativa injetada na rede através da imposição da respectiva componente de corrente (eixo em quadratura).

A injeção de corrente exige algoritmos de sincronização capazes de detectar com precisão

o ângulo e a magnitude do vetor tensão de seqüência positiva. Esses algoritmos devem ser robustos, eliminando ou atenuando o efeito de desequilíbrios provocados por afundamentos de tensão e também atenuando distorções harmônicas nas tensões da rede.

Nesse capítulo a análise do desempenho do método de sincronização proposto é realizada observando-se as grandezas de interesse no controle do CLR de um GD. Neste capítulo especificamente uma turbina eólica representa a GD conectada ao sistema elétrico sendo o sistema submetido a faltas trifásicas e monofásicas no PCC da turbina eólica, para testes em condições críticas de operação.

Primeiramente, é feita uma breve explanação sobre a classificação dos afundamentos de tensão e as exigências nos Procedimentos de Rede do Brasil para a conexão de novos agentes (em particular geração eólica). Em seguida é feita a descrição do sistema simulado e da ferramenta de simulação utilizada. Segue-se a apresentação das estruturas de controle de corrente implementadas no controle do CLR e a definição dos casos simulados e seus respectivos resultados.

## 4.2 Afundamentos Momentâneos de Tensão

Os Afundamentos Momentâneos de Tensão (AMT) são uma particularidade das Variações de Tensão de Curta Duração (VTCD). Em [32] as VTCD são definidas como sendo um desvio significativo da amplitude da tensão por um curto intervalo de tempo. Essa definição abrange tanto afundamentos como elevações de tensão.

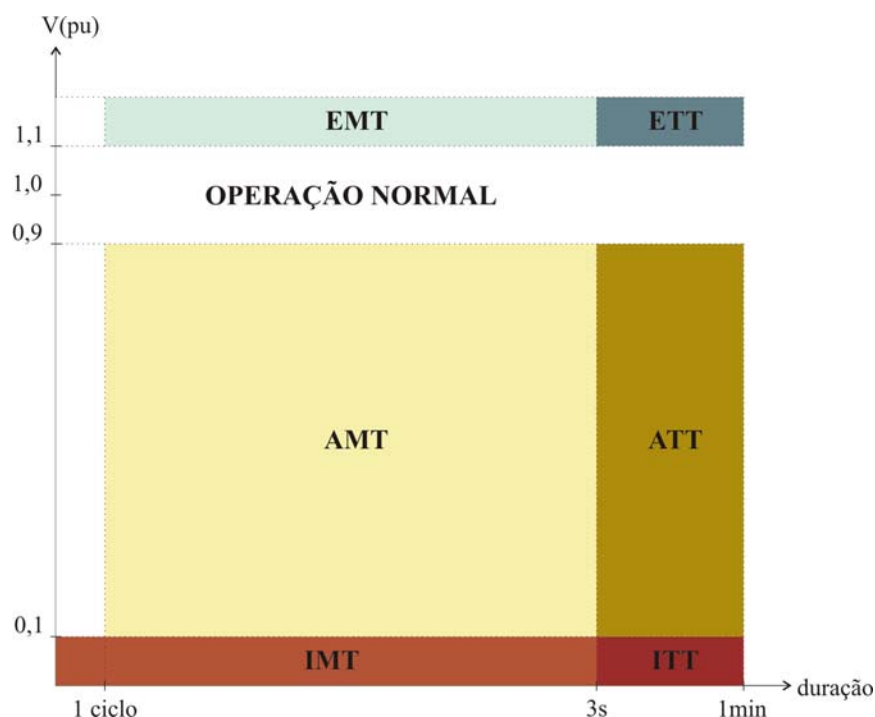
A amplitude da VTCD é definida pelo valor extremo eficaz da tensão em relação à nominal do sistema no ponto considerado. Já a sua duração é definida pelo intervalo de tempo decorrido entre o instante em que o valor eficaz da tensão em relação à tensão nominal do sistema ultrapassa determinado limite e o instante em que a mesma volta a cruzar esse limite.

Considerando a duração e a amplitude, as VTCD são classificadas em [32] como:

- Variação momentânea de tensão, que compreende os eventos com duração igual ou inferior a três segundos: interrupção, afundamento e elevação momentâneas de tensão (IMT, AMT e EMT, respectivamente);
- Variação temporária de tensão, que compreende os eventos com duração superior a três segundos e inferior ou igual a um minuto: interrupção, afundamento e elevação

temporárias de tensão (ITT, ATT e ETT, respectivamente);

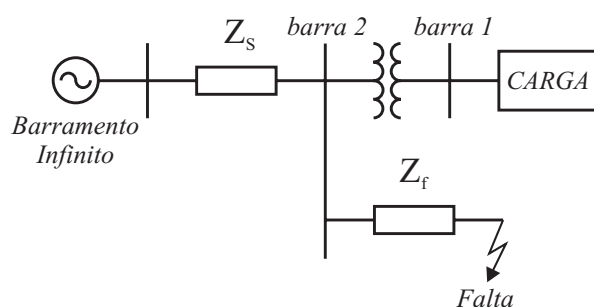
Tal classificação pode ser melhor entendida através da Figura 4.1, onde está indicada a duração de cada uma das variações descritas.



**Figura 4.1:** Classificação das VTCD segundo o ONS.

Nas simulações realizadas nesse capítulo considerou-se apenas AMT que normalmente são ocasionados por curto-circuitos no sistema elétrico. Usando esta definição, a magnitude do afundamento de tensão é referente à tensão remanescente.

Para quantificar a magnitude de um afundamento de tensão em um sistema radial, causado por um curto-circuito trifásico, considera-se o diagrama mostrado na Figura 4.2, no qual a impedância equivalente de Thévenin do sistema de potência é denotada por  $Z_S$  e a impedância de falta é representada por  $Z_F$ . A carga, a qual pode ser uma GD, é conectada à barra 1 através de um transformador  $\Delta Y$ .



**Figura 4.2:** Diagrama unifilar de um sistema radial.

Nesta configuração, a tensão remanescente na barra 1, quando da ocorrência de um curto-circuito trifásico, é dada por:

$$V_F = \frac{Z_F}{Z_F + Z_S} \quad (4.1)$$

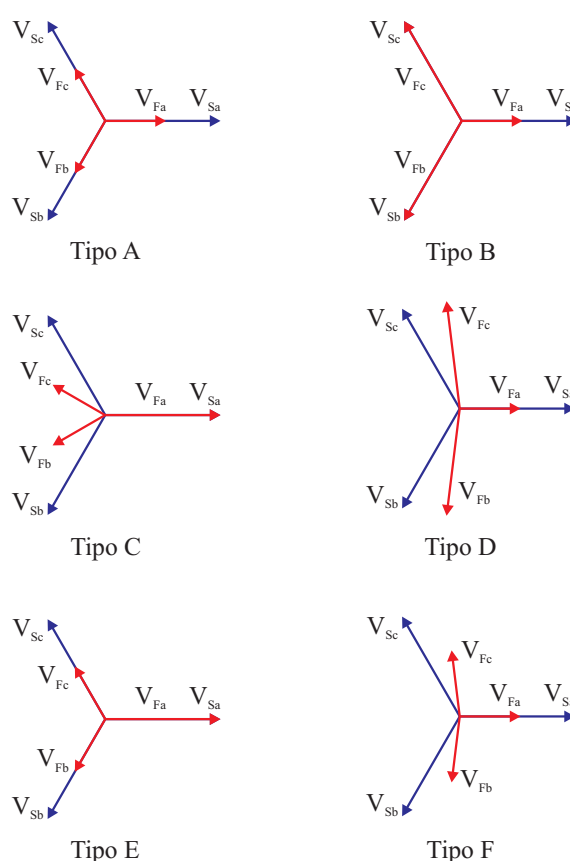
em que  $V_F$  é a tensão remanescente na barra 1. Assumiu-se que a tensão pré-falta era igual a 1pu.

Durante um afundamento, caso a razão  $X/R$  das impedâncias  $Z_F$  e  $Z_S$  seja diferente, o ângulo de fase das tensões da rede apresentarão uma variação abrupta, que pode ser calculada como:

$$\angle V_F = \arctg\left(\frac{X_F}{R_F}\right) - \arctg\left(\frac{X_F + X_S}{R_F + R_S}\right) \quad (4.2)$$

Caso um curto monofásico ocorra na mesma barra, sua quantificação torna-se mais complexa.

Uma extensa análise e classificação dos afundamentos de tensão é realizada por Bollen em [33]. Existem basicamente quatro tipos de faltas: trifásica, bifásica a terra, bifásica fase-fase e monofásica. Uma forma de classificá-las refere-se a um diagrama fasorial das tensões durante a falta, que podem ser classificados em seis tipos designados por letras de A até F, mostrados na Figura 4.3, onde também são mostradas as tensões pré-falta.



**Figura 4.3:** Classificação dos afundamentos de tensão.

A relação entre a classificação dos afundamentos e os curtos-circuitos que os causam é apresentada na Tabela 4.1. O transformador elevador através do qual a GD é conectada a rede, normalmente é ligado em  $\Delta Y$ . Essa conexão influencia nas características do afundamento de tensão a que é submetido o CLR. Este transformador elimina a componente de seqüência zero devido a conexão em delta, além de alterar o comportamento das tensões em cada fase, como pode ser visto na Tabela 4.1.

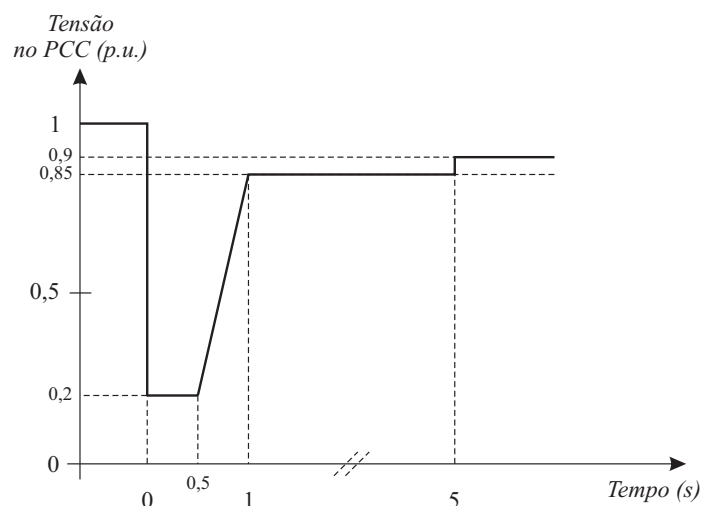
**Tabela 4.1:** Tipos de afundamentos de tensão nos terminais de um transformador  $\Delta Y$ .

Falta	Afundamento visto na barra 2	Afundamento visto na barra 1
Trifásica	Tipo A	Tipo A
Monofásica	Tipo B	Tipo C
Bifásica para terra	Tipo E	Tipo F
Bifásica fase-fase	Tipo C	Tipo D

Como são raras as ocorrências de faltas bifásicas para a terra, pode-se concluir que os principais tipos de afundamentos que afetam a GD são do tipo A, C e D [34].

### 4.3 Requisitos de Suportabilidade Propostos para o Brasil

O requisito de suportabilidade adotado no Brasil para a conexão de aerogeradores é apresentado em [35] sendo a curva característica reproduzida na Figura 4.4.



**Figura 4.4:** Curva de suportabilidade adotada pelo Brasil.

De acordo com [35] enquanto a tensão no PCC da central geradora eólica estiver acima da curva da Figura 4.4 os aerogeradores da central eólica devem permanecer conectados. Verifica-se que no caso mais extremo para afundamentos que resultem em tensões remanescentes de 20% com duração de 500ms, e recuperação gradual em rampa da tensão para 85% em 1s, assim como permanência em mais 4s neste valor, deve ser garantida a estabilidade e a segurança do aerogerador.

### 4.4 Descrição do Sistema Simulado

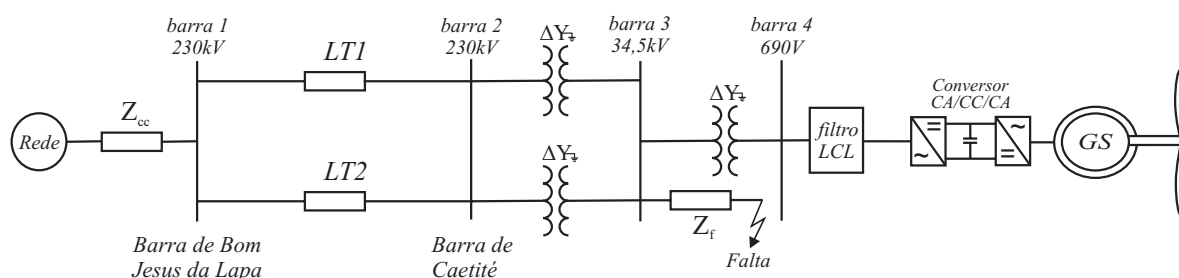
Para a realização dos estudos dos casos de operação dos algoritmos de sincronização com relação à afundamentos de tensão, foi simulado um sistema no qual é conectada uma turbina eólica com Gerador Síncrono a Ímã Permanente (GSIP).

Os parâmetros da turbina e do gerador síncrono simulados são apresentados no Apêndice A. Ambos os conversores (CLG e CLR) utilizam a técnica de PWM Regular Trifásico Simétrico que foi escolhida devido à sua fácil implementação [36]. Na saída do CLR foi utilizado um filtro LCL projetado conforme apresentado em [37].

O sistema modelado consiste em uma representação de parte do sistema sudoeste da



CHESF. Da Rede Básica é representada a SE Bom Jesus da Lapa, com nível de tensão de  $230kV$  onde é representado um equivalente de todo o sistema elétrico nacional. A central eólica simulada conecta-se a SE Caetité no barramento de  $34,5kV$ . A SE Caetité é conectada a SE Bom Jesus da Lapa através de duas linhas de transmissão de  $230kV$  com  $140km$  cada. Na SE Caetité estão dois transformadores  $\Delta Y$  de  $230/34,5kV$ , com potência nominal de  $125MVA$  cada. Da barra de  $34,5kV$  sai o alimentador ao qual é conectada a turbina eólica. O diagrama unifilar do sistema simulado é apresentado na Figura 4.5.



**Figura 4.5:** Sistema elétrico unifilar da conexão da turbina eólica.

O sistema descrito foi implementado em ATP através de sua interface gráfica ATPDraw. O ATP é uma ferramenta de simulação amplamente utilizada no setor elétrico para simulação de transitórios eletromagnéticos em sistemas elétricos de potência [38]. Sua versão gráfica, ATPDraw, é amigável como o ambiente Windows, o que torna fácil a implementação e simulação de casos.

Os modelos utilizados para a simulação da turbina eólica foram previamente desenvolvidos pelo grupo de pesquisa GEPAE/UFPE conjuntamente com a UFMG. Os modelos incluem a representação da parte mecânica da turbina eólica, do gerador elétrico, dos conversores eletrônicos e o controle geral da turbina eólica [39], [40], [41], [42], [43], [44].

Uma vez que o ATP não possui modelos para a simulação de sistemas de controle, os modelos do gerador síncrono, da turbina, dos ventos e do controle do CLG foram implementados através da ferramenta TACS, que é uma ferramenta própria do ATP para a modelagem de componentes que exigem uma maior flexibilidade para incluir diferentes opções de controle.

O controle do CLR, o PWM de ambos os conversores e as técnicas de sincronização foram implementadas através da ferramenta MODELS. A ferramenta MODELS consiste em uma linguagem estruturada que possui diversas funções de simulação para sistemas variantes

no tempo. Optou-se pela sua utilização devido à facilidade em implementar as técnicas de sincronização com frequências de amostragem diferentes do passo de cálculo da simulação, além da fácil implementação do armazenamento de pontos necessário a técnica proposta nesse trabalho.

Para o controle de corrente do CLR duas estratégias de controle foram implementadas: controle de corrente em referencial síncrono e controle de corrente em referencial estacionário. Na seção seguinte elas são apresentadas detalhadamente.

#### **4.5 Estruturas Implementadas para o Controle do Conversor do Lado da Rede**

O controle dos conversores que fazem a interface plena das GD pode ser dividido, de acordo com suas funções, em controle do CLG e controle do CLR [45].

O controle do CLG tem como principal função extrair a máxima potência da fonte de entrada. Já o controle do CLR possui as seguintes tarefas:

- Controlar o fluxo de potência ativa e reativa entre a GD e a rede;
- Controlar a tensão do barramento CC;
- Assegurar a qualidade da energia;
- Realizar a sincronização das grandezas de saída do conversor com a rede.

Os itens acima são as características básicas que o controle do CLR deve possuir. Adicionalmente, serviços auxiliares como regulação de tensão, frequência e compensação de harmônicos de corrente também podem ser realizados.

O uso de referencial orientado pelo vetor tensão de seqüência positiva da rede possibilita que duas estruturas desacopladas de controle linear do CLR sejam comumente empregadas, uma de eixo direto e outra de eixo em quadratura. A estrutura de controle de eixo direto para o CLR é constituída de uma malha interna de controle de corrente e uma malha externa para o controle da tensão do barramento CC. A malha de controle de corrente possui dinâmica mais rápida e nela pode ser realizada a compensação de harmônicos. A malha de controle da tensão do barramento CC, que possui dinâmica mais lenta, controla o fluxo de potência ativa. Analogamente, na estrutura de controle de eixo em quadratura, emprega-se uma malha

interna de controle de corrente e uma malha externa, mais lenta, para o controle da potência reativa injetada na rede pelo CLR.

Em alguns trabalhos [46], o controle do CLR é constituído de uma malha para o controle da tensão do barramento CC e uma malha interna de potência em vez de corrente. Desta maneira, a corrente injetada na rede é controlada indiretamente. Também existem, estratégias de controle que empregam uma malha externa de potência e uma malha interna de corrente [47].

As estratégias de controle linear de corrente podem ser divididas, de acordo com o sistema de referência em que são implementadas [15], em:

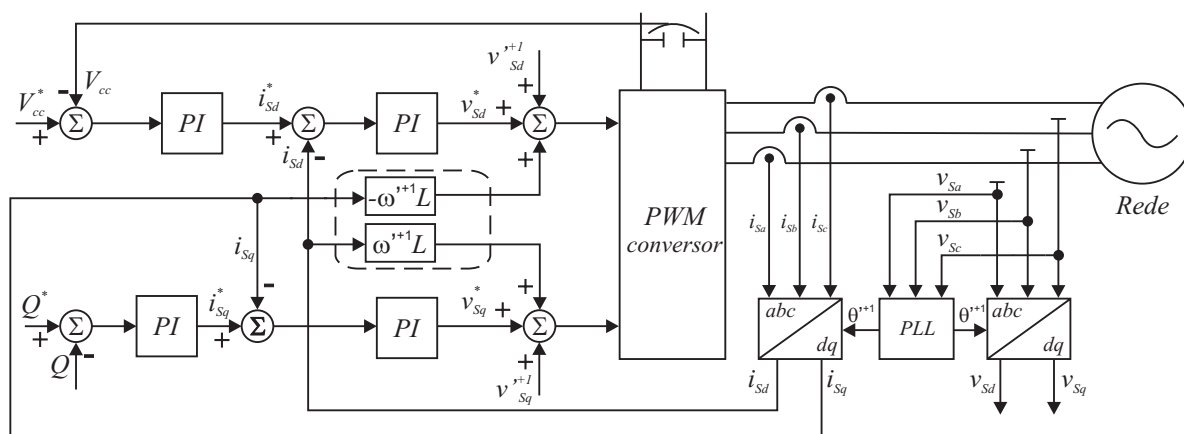
- controle de corrente em referencial síncrono;
- controle de corrente em referencial estacionário;
- controle de corrente em referencial natural.

Nas simulações desse capítulo são apresentados os resultados obtidos utilizando apenas as duas primeiras técnicas citadas. No que se segue, é realizada uma breve explanação das duas estratégias de controle implementadas e suas principais características.

#### 4.5.1 Controle em Referencial Síncrono

No controle em referencial síncrono, as grandezas medidas da rede são transformadas para um referencial  $dq$  girante na frequência da componente fundamental de tensão de seqüência positiva.

Com isso, caso seja obtida uma sincronização perfeita, as variáveis de controle tornam-se grandezas CC. A estrutura básica do controle em referencial síncrono está mostrada na Figura 4.6.



**Figura 4.6:** Controle de corrente em referencial síncrono.

A estrutura do controle  $dq$  envolve termos de compensação *feedforward* que são função da magnitude e da frequência angular das tensões da rede. É importante ressaltar que para essa estrutura de controle, é necessário a detecção precisa do ângulo de fase das tensões da rede, de forma a realizar a correta transformação de coordenadas. Também é necessária uma boa estimativa da tensão de seqüência positiva e da frequência angular, devido aos termos de compensação *feedforward*. Portanto, para que o controle  $dq$  apresente um desempenho satisfatório, é necessário que o algoritmo de sincronização atenda essas necessidades.

Conforme mencionado no Capítulo 2, se o PLL consegue estimar perfeitamente o vetor tensão de seqüência positiva, a amplitude e frequência angular deste vetor são constantes e o ângulo  $\theta'$  cresce linearmente com o tempo. Para isso, o eixo  $d$  do sistema de referência síncrono deve estar precisamente acoplado ao vetor tensão. Em tal circunstância  $v_{Sd}$  torna-se igual a amplitude do vetor tensão de seqüência positiva,  $v_{Sq} = 0$  e  $\omega$  torna-se igual a frequência angular fundamental da rede. Como  $p = v_{Sd}i_{Sd}$  e  $q = -v_{Sd}i_{Sq}$ , o fato de  $v_{Sd}$  não oscilar faz com que  $i_{Sd}$  e  $i_{Sq}$  de referência (determinados pelas malhas de controle responsáveis por regular  $p$  e  $q$ ) sejam não oscilatórias, facilitando bastante o controle de corrente. Caso a detecção do vetor tensão de seqüência positiva não seja perfeita, aparecerão oscilações em  $V_{Sd}$ ,  $V_{Sq}$  e  $\omega$ . Além disso, poderá haver erro de regime em  $\theta'$ , além de seu crescimento não ser mais linear. Como conseqüência, as componentes de referência de  $i_{Sd}$  e  $i_{Sq}$  não produziram exatamente os valores de  $p$  e  $q$  desejados (mesmo que o controle de corrente seja ideal) e o CLR produziria ou absorveria potência reativa diferente do valor desejado.

A tensão do barramento CC é controlada de acordo com a necessidade de fornecimento

de potência. Sua saída é a referência para a malha de controle de corrente de eixo direto, enquanto a referência de corrente de eixo em quadratura normalmente é colocada em zero, caso não seja feita compensação de potência reativa. Se for realizada a compensação de reativo, deve ser imposta a referência de potência para o sistema.

Uma vez que as grandezas de controle quando referidas a um SRF comportam-se como grandezas CC, controladores proporcionais-integrais são normalmente utilizados nas malhas de controle com desempenho satisfatório. A matriz da função de transferência de um controlador PI é mostrada abaixo:

$$[G_{PI}^{dq}](s) = \begin{bmatrix} K_p + \frac{K_i}{s} & 0 \\ 0 & K_p + \frac{K_i}{s} \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

em que  $K_p$  é o ganho proporcional e  $K_i$  é o ganho integral.

A determinação dos ganhos proporcional e integral dos controladores é realizada como apresentado em [40] e é baseada na alocação de pólos. Nesta técnica a sintonia dos controladores é realizada levando-se em consideração a frequência de chaveamento do conversor, que nas simulações realizadas é de  $20kHz$ . As funções de transferência das malhas de controle de corrente de eixo direto e de quadratura são dadas pelas equações (4.4) e (4.5), considerando-se que o controlador da malha de eixo em quadratura possui apenas ação proporcional.

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{K_p s + K_i}{\sigma L_s s^2 + K_p s + K_i}, \quad (4.4)$$

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{K_p}{\sigma L_s s + K_p}, \quad (4.5)$$

onde  $\sigma$  é o fator de dispersão.

De modo a possibilitar ao conversor impor corrente ao sistema, os pólos da malha de corrente devem estar em frequências inferiores a frequência de chaveamento [40]. Segundo [48] deve-se considerar a maior frequência de corte do controlador ( $f_c$ ) como um quinto da frequência de chaveamento. Então o ganho  $K_p$ , que será o mesmo para ambas as malhas, pode ser determinado pela equação (4.6):

$$K_p = 2\pi L_s \sigma (f_{c1} + f_{c2}),$$

e

$$K_i = 4\pi^2 L_s \sigma f_{c1} f_{c2}. \quad (4.6)$$

#### 4.5.2 Controle em Referencial Estacionário

Na implementação do controle de corrente em referencial estacionário, as correntes da rede são transformadas para um sistema de referência estacionário usando um módulo de transformação  $abc \rightarrow \alpha\beta$ . Nesse caso, as variáveis de controle são sinais senoidais e os controladores PI convencionais não apresentarão desempenho satisfatório, uma vez que falham em remover o erro de regime permanente. Portanto, nesse caso faz-se uso de controladores proporcionais ressonantes (PR) [49], cuja matriz de ganhos é dada por:

$$[G_{PR}^{\alpha\beta}](s) = \begin{bmatrix} K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} & 0 \\ 0 & K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

onde  $\omega$  é a frequência de ressonância do controlador,  $K_p$  é o ganho proporcional e  $K_i$  é o ganho integral. Adotou-se os ganhos  $K_p$  e  $K_i$  apresentados em [49].

A principal característica desse controlador é sua capacidade de obter um ganho muito elevado em torno da frequência de ressonância, sendo assim capaz de eliminar o erro de regime permanente entre o sinal controlado e sua referência. A largura da banda de frequência em torno do ponto de ressonância depende do ganho integral  $K_i$ . Um baixo valor de  $K_i$  leva a uma banda muito estreita, enquanto que um  $K_i$  elevado leva a uma banda larga.

Outra vantagem de sua aplicação é a fácil implementação de compensação de harmônicos de baixa ordem sem influenciar a dinâmica do controle, fazendo esse controlador ser bastante indicado para uso em sistemas conectados à rede [49].

A compensação de harmônicos pode ser implementada colocando-se vários integradores generalizados em paralelo sintonizados para ressonar na frequência desejada. Dessa maneira, a compensação seletiva de harmônicos de diferentes ordens é obtida.

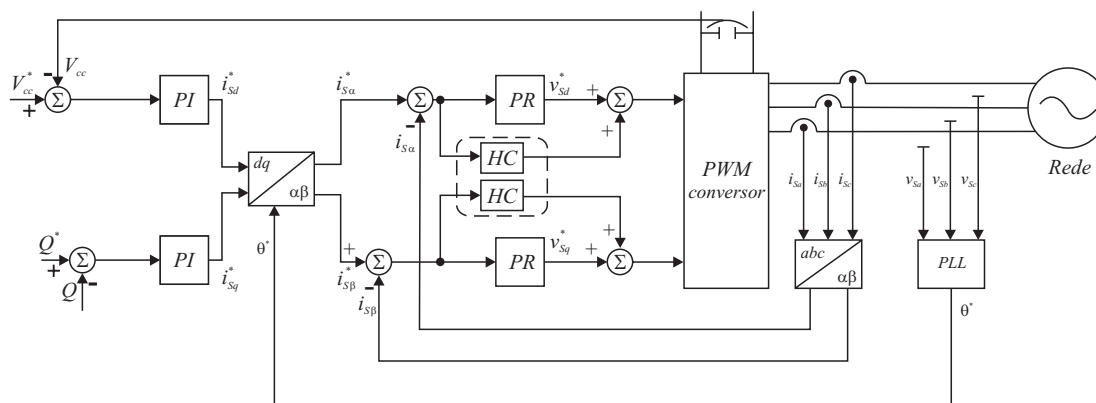
A função de transferência do bloco compensador de harmônicos, projetado para compensar o terceiro, quinto e sétimo harmônicos é dada por:

$$G_{HC}(s) = \sum_{h=3,5,7} K_{ih} \frac{s}{s^2 + (\omega h)^2}, \quad (4.8)$$

onde  $h$  indica a ordem do harmônico para o qual o compensador foi implementado.

Uma característica importante dessa compensação de harmônicos é o fato do compensador atuar sobre a seqüência positiva e negativa do harmônico selecionado. Outro ponto a se ressaltar é que a compensação não afeta a dinâmica do controlador PR, uma vez que ele só atua em uma frequência muito próxima de sua frequência de ressonância.

A estrutura geral do controle em referencial estacionário com compensação de harmônicos está mostrada na Figura 4.7.



**Figura 4.7:** Controle de corrente em referencial estacionário.

É importante notar que as Equações (4.7) e (4.8) usam a informação da frequência na qual o controlador opera. Para obter o melhor desempenho do controlador ressonante, sua frequência deve ser idêntica à frequência da rede. Então, um ajuste adaptativo da frequência do controlador é necessário se são registradas variações na frequência da rede [50]. Para tal, é necessário que o método de sincronização seja capaz de informar o valor correto da frequência angular da rede, mesmo diante de tensões desequilibradas.

## 4.6 Descrição dos Casos Simulados

O sistema descrito na Seção 4.4 foi submetido a curto-circuitos monofásicos e trifásicos, para análises do desempenho do método de sincronização proposto e das estratégias de controle do CLR implementadas frente a AMT no PCC. Foi utilizado como referência o atendimento às exigências dos Procedimentos de Rede citadas na Seção 4.3.

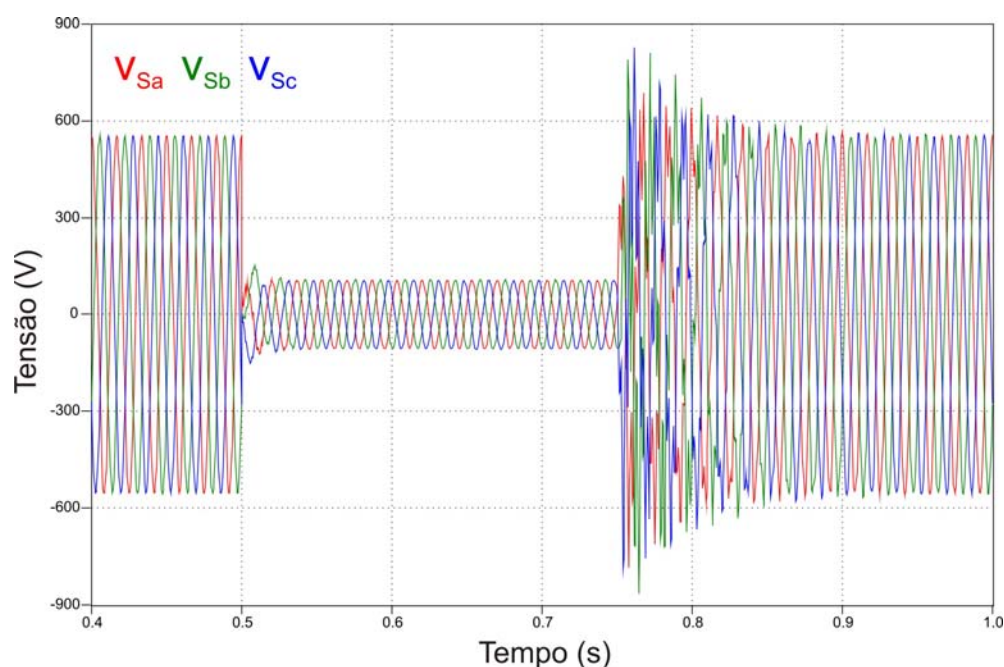
Em todos os casos simulados, foi realizado um curto-circuito na barra 3 do sistema da Figura 4.7. Uma impedância foi utilizada de modo a causar um afundamento no PCC de aproximadamente 80%. Os seguintes casos foram simulados:

- **Caso 1:** curto-circuito tipo A com duração de  $250ms$ ;
- **Caso 2:** curto-circuito tipo B com duração de  $250ms$ ;
- **Caso 3:** curto-circuito tipo A com duração de  $500ms$ ;
- **Caso 4:** curto-circuito tipo B com duração de  $500ms$ ;

A seguir, são apresentados os resultados obtidos.

#### 4.6.1 Caso 1: curto-circuito tipo A com duração de $250ms$

Na Figura 4.8 estão mostradas as tensões na barra 4 do sistema durante o curto trifásico na barra 3. As tensões da barra 3, que têm valor nominal de  $34,5kV$  (RMS), caem durante a falta para aproximadamente 20% de seu valor nominal. Esse AMT corresponde ao caso mais severo de afundamento exigido pela curva de suportabilidade de procedimento de rede. No entanto, a duração do afundamento é apenas metade da máxima duração exigida. Importante destacar o comportamento do sistema ao se restabelecer após o afundamento. Verifica-se uma sobretensão transitória no intervalo entre  $0,75s$  e  $0,85s$ , onde as tensões das três fases apresentam-se fortemente distorcidas.

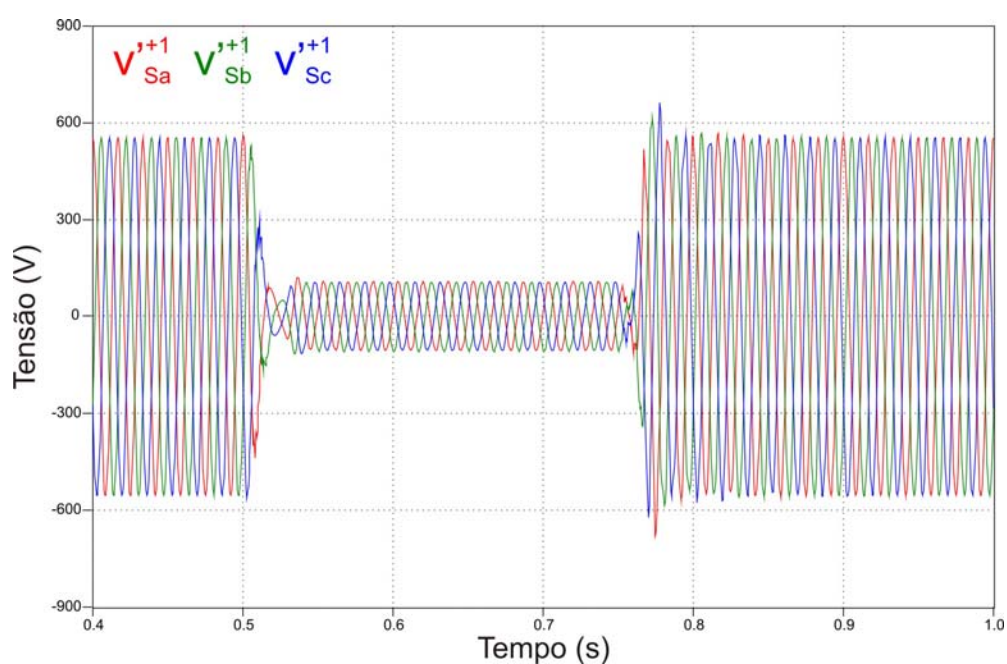


**Figura 4.8:** Tensões no PCC para o Caso 1.

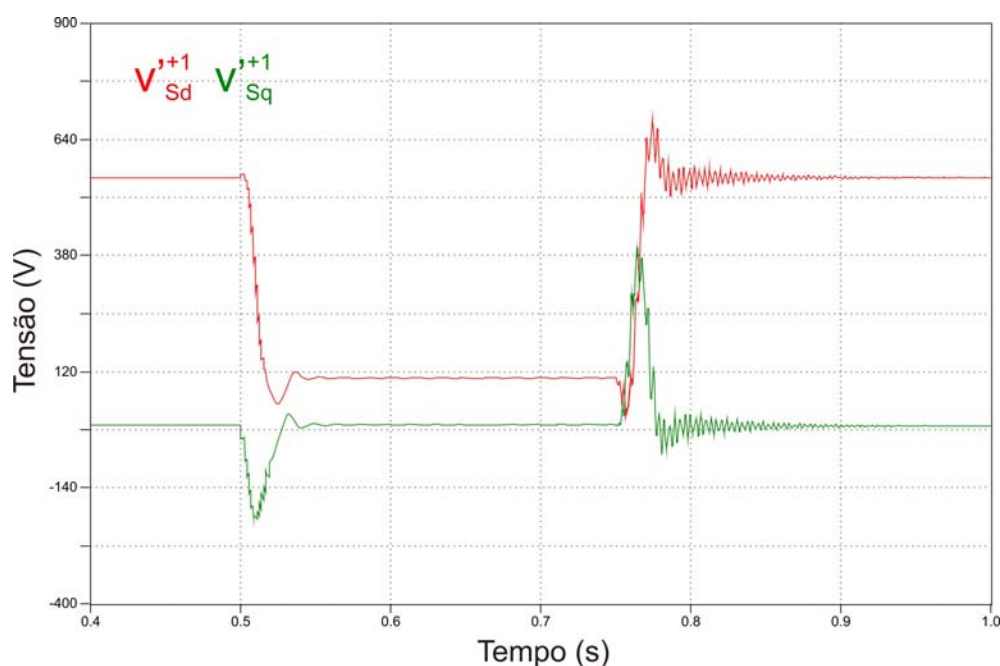
As Figuras 4.9 e 4.10 apresentam as tensões recuperadas pelo PLL e as tensões  $v_{Sd}^{+1}$



e  $v_{S_q}^{+1}$  do mesmo. Nota-se a rápida resposta do sistema de sincronização tanto no início do afundamento quanto, principalmente, após o restabelecimento do sistema, onde pode-se perceber o bom desempenho do método proposto em eliminar grande parte das distorções transitórias das tensões de entrada. Observa-se apenas uma pequena oscilação nos gráficos das tensões recuperadas imediatamente após o restabelecimento do curto. Isso se deve ao fato do PLL ainda não ter sincronizado com o  $\omega$  de seqüência positiva, como pode ser observado na Figura 4.11. Verifica-se também a capacidade do PLL proposto de fornecer valores corretos de  $v_{S_d}$  e  $v_{S_q}$  durante o curto, livres de oscilações. Se aparecessem oscilações em  $v_{S_d}$  e  $v_{S_q}$ , como mencionado, essas causariam oscilações nos valores de referência das correntes a serem injetadas. Isto pode fazer com que o CLR injete componentes oscilatórias de corrente que podem dificultar o controle de corrente levando a casos de instabilidade e inoperância da GD, no caso turbina eólica.



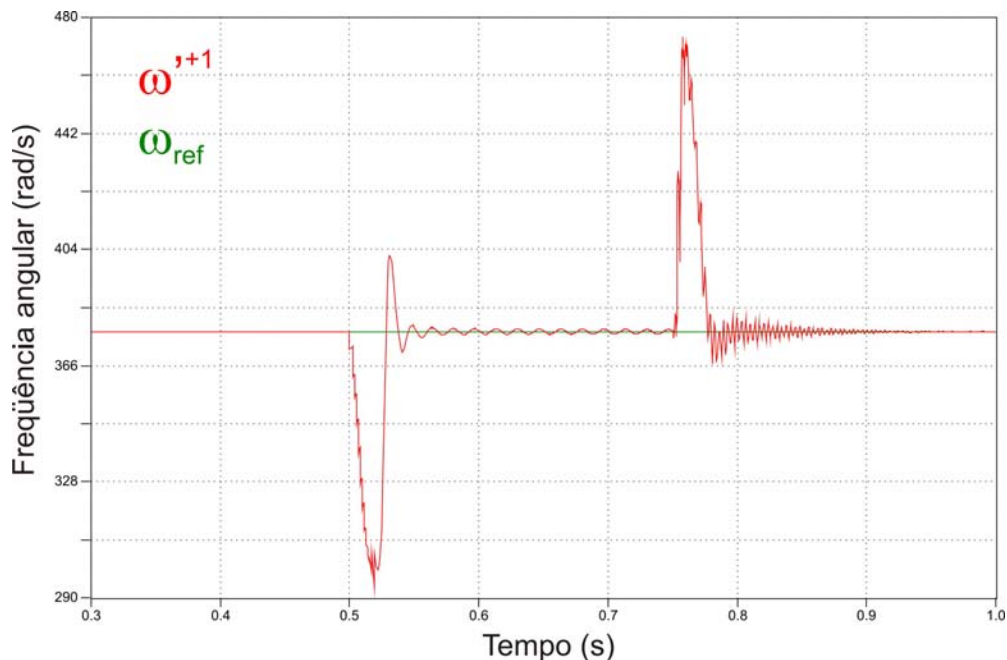
**Figura 4.9:** Tensões recuperadas pelo PLL (Caso 1).



**Figura 4.10:** Tensões de eixo direto e de quadratura do PLL (Caso 1).

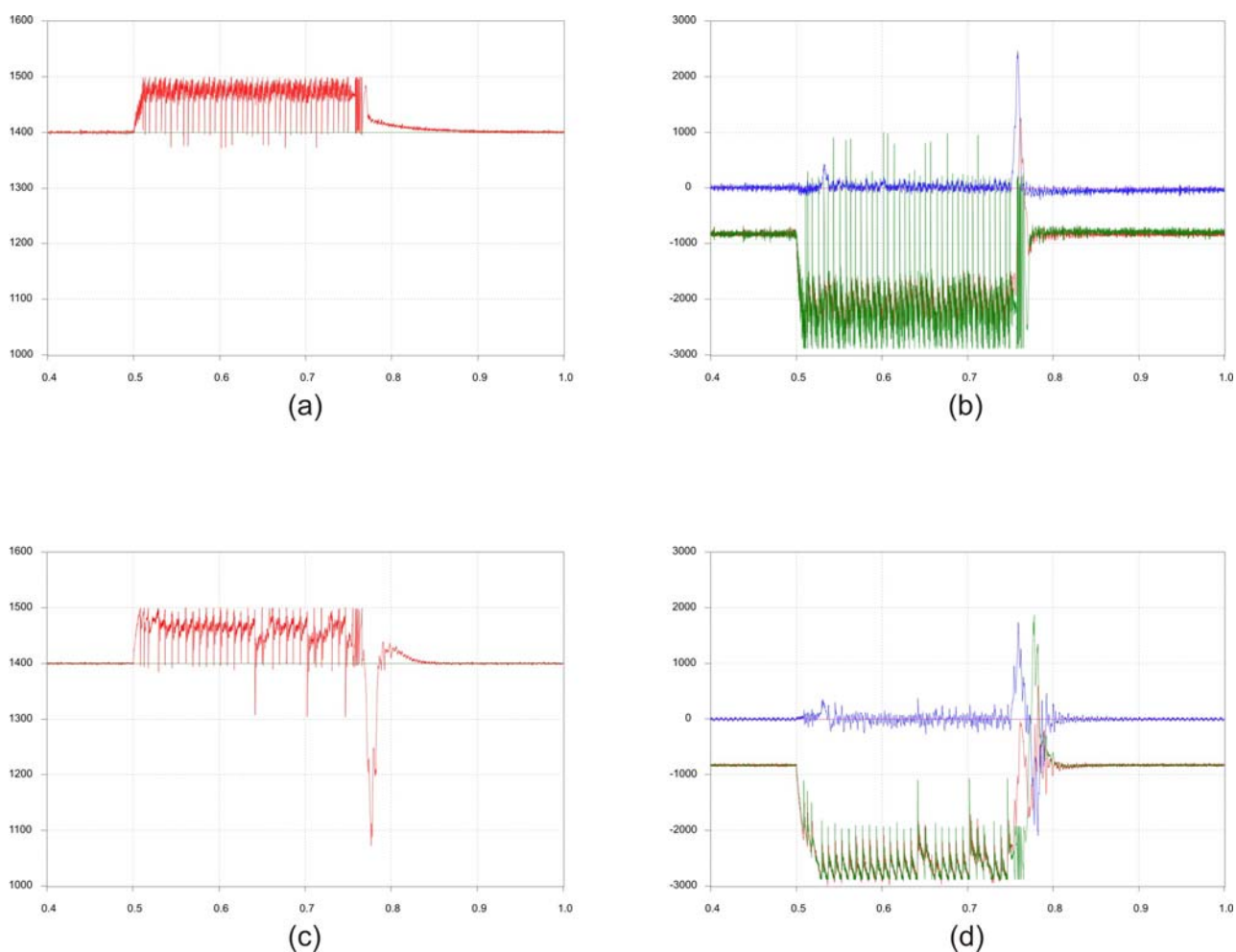
A Figura 4.11 mostra a frequência angular obtida do PLL comparada ao seu valor de referência,  $\omega_{ref} = 2\pi \cdot 60$ . Seu valor é de grande importância para as estratégias de controle, e sua estimação é mais sensível a distúrbios na rede do que a estimação do próprio ângulo de fase. A obtenção de um  $\omega^{'+1}$  muito oscilante levará a um mau desempenho do controle de corrente, tanto em referencial síncrono como em referencial estacionário. No primeiro, o impacto se deve ao fato do  $\omega^{'+1}$  fazer parte do termo de compensação *feedforward*, causando assim distorções nas tensões de referência para o PWM. Na segunda, apesar de não haver termos de compensação *feedforward*, o valor do  $\omega$  estimado é continuamente informado ao controlador PR, de forma a regular a frequência de ressonância do mesmo e prover a adaptatividade em frequência. A frequência angular obtida do PLL está mostrada na Figura 4.11, onde nota-se que, apesar das oscilações no valor de  $\omega$  quando da aplicação e do restabelecimento do curto, o sistema rapidamente consegue sincronizar com o valor da frequência da rede. Constata-se também uma pequena oscilação de regime durante o intervalo em que perdura o afundamento. Já que o PLL proposto elimina totalmente o efeito de componentes harmônicas de baixa ordem, tais oscilações decorrem, provavelmente, de componentes interarmônicas não compensadas. No entanto as oscilações são de amplitude bastante reduzida, não comprometendo assim o controle do CLR. Como mencionado anteriormente, as oscilações no valor do  $\omega^{'+1}$  estimado podem ocasionar erro de regime em  $\theta^{'+1}$  fazendo com que as componentes de referência de  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  não produzam

exatamente os valores de  $p$  e  $q$  desejados (mesmo que o controle de corrente seja ideal) e o CLR produziria ou absorveria potência reativa diferente do valor desejado (nulo, nos casos simulados).



**Figura 4.11:** Frequência angular (Caso 1).

Na Figura 4.12 estão os gráficos da tensão do barramento CC e das correntes controladas, para ambas as estratégias de controle. No gráfico (a) está plotada a tensão do barramento CC quando empregado o controle de corrente em referencial síncrono, onde em vermelho está o valor real da tensão do barramento e em verde seu valor de referência. No gráfico (b) estão as correntes de eixo direto (em vermelho) e sua referência (em verde), assim como a corrente de eixo em quadratura (em azul) e sua referência (em rosa). O valor da corrente de referência de eixo em quadratura foi fixado em zero uma vez que não se realiza compensação de potência reativa. Da mesma forma estão plotados nos gráficos (c) e (d) a tensão do barramento CC e as correntes para o controle em referencial estacionário. Para facilitar a comparação das respostas dos dois controles, as correntes medidas e de referência para o controle em referencial estacionário foram transformadas para referencial síncrono. Como foi adotada convenção motor, valores de corrente negativas significam que potência está sendo injetada na rede.

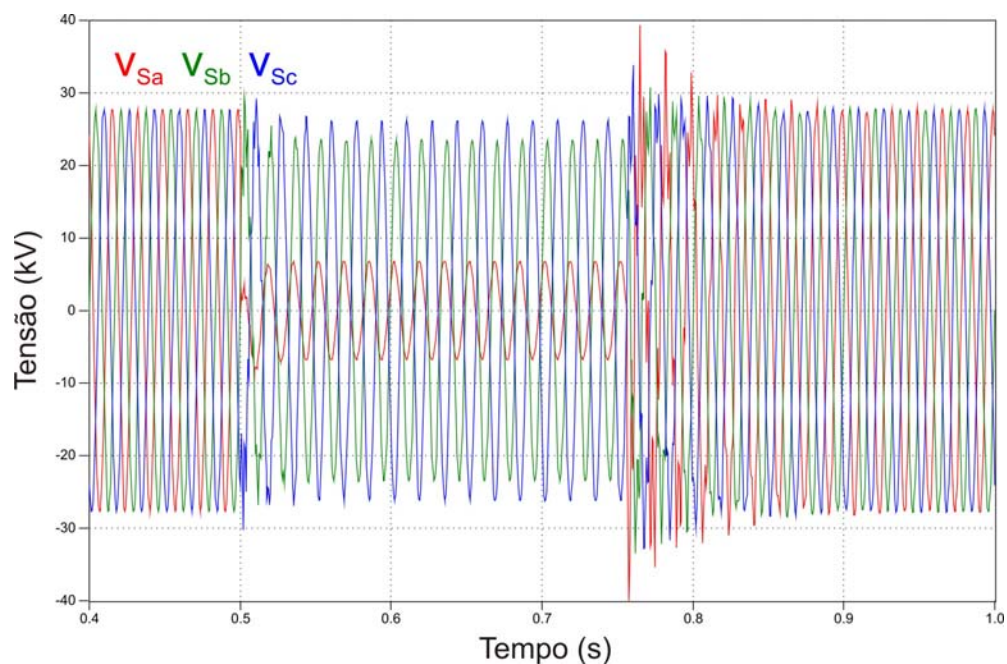


**Figura 4.12:** Tensão no barramento CC e correntes do controle das duas estratégias simuladas para o Caso 1.

Comparando-se as respostas do controle da tensão do barramento CC, verifica-se que nos gráficos (a) e (b) a tensão aumenta devido a incapacidade da turbina injetar potência ativa no sistema durante o curto, como era esperado. No controle em referencial estacionário, o valor da tensão do barramento retorna mais rapidamente ao seu valor de referência, apesar de ter mostrado uma maior oscilação no restabelecimento do sistema. Nas respostas das malhas de controle de corrente o controle em referencial estacionário apresenta desempenho ligeiramente superior. Nota-se que ambos conseguem manter a corrente de eixo em quadratura controlada, mesmo que essa apresente pequenas oscilações em torno de seu valor de referência. No controle em referencial estacionário a corrente de eixo direto apresenta oscilações menores durante a falta.

#### 4.6.2 Caso 2: curto-circuito tipo B com duração de 250ms

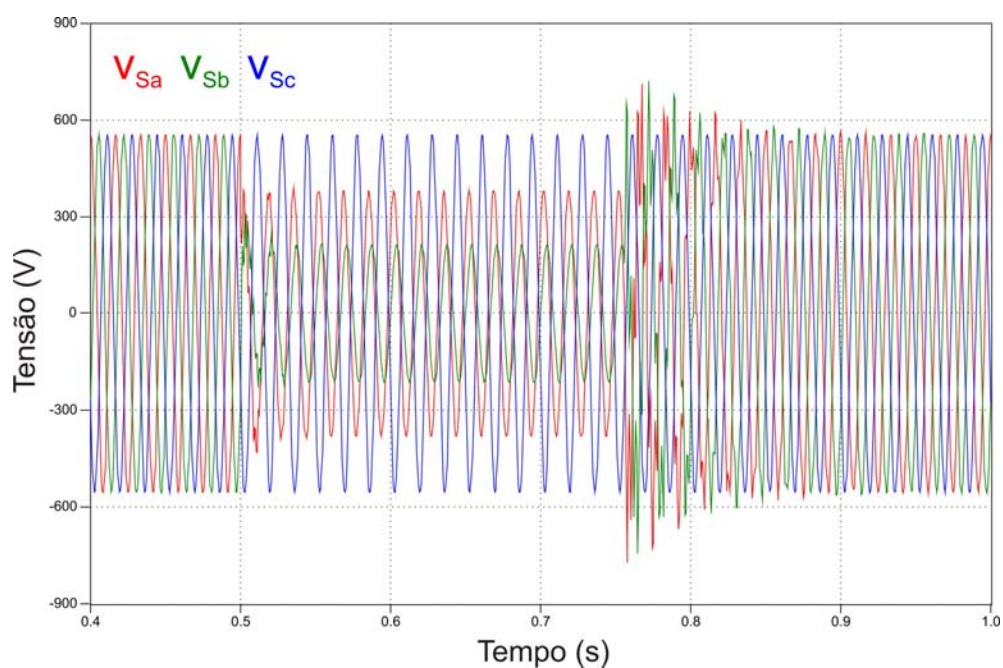
As tensões na barra 3 quando da realização do curto monofásico estão mostradas na Figura 4.13. O curto é realizado na fase A, fazendo com que a tensão desta caia para 20% de seu valor nominal.



**Figura 4.13:** Tensões no PCC para o Caso 2.

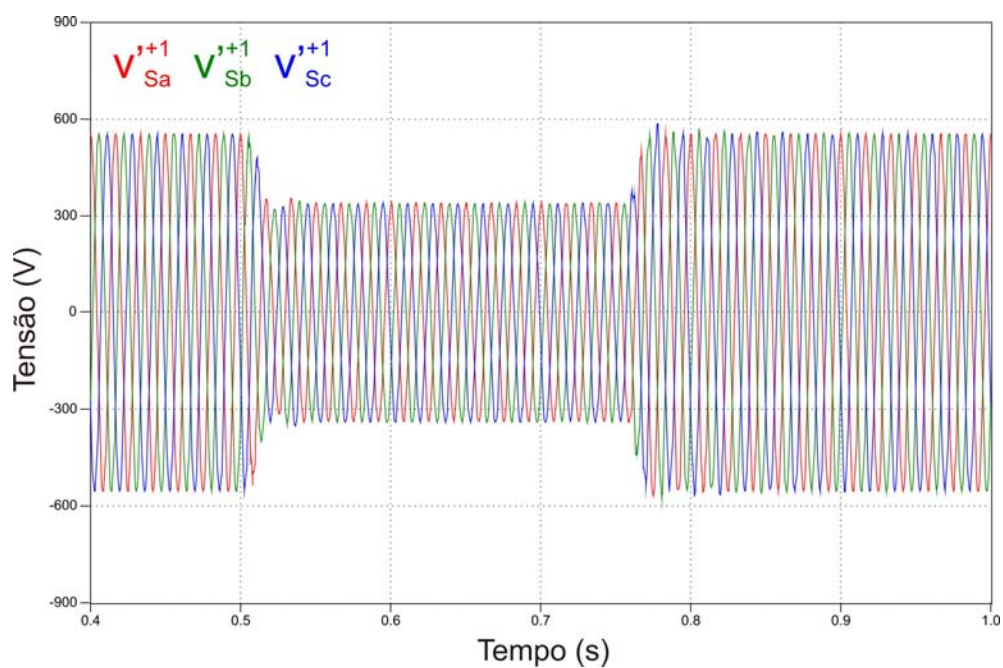
Pode-se observar que mesmo as fases sadias não permanecem equilibradas durante a falta e que, como no caso do curto trifásico, o sistema apresenta uma sobretensão transitória no momento em que é reestabelecida sua tensão nominal. Como foi mostrado na Tabela 4.1, um curto tipo A na barra 3 é visto no outro terminal do transformador  $\Delta Y$  como um curto tipo C, ou seja, as tensões medidas, que são entradas para o PLL sofrem um afundamento bifásico. Tal fato está mostrado na Figura 4.14.



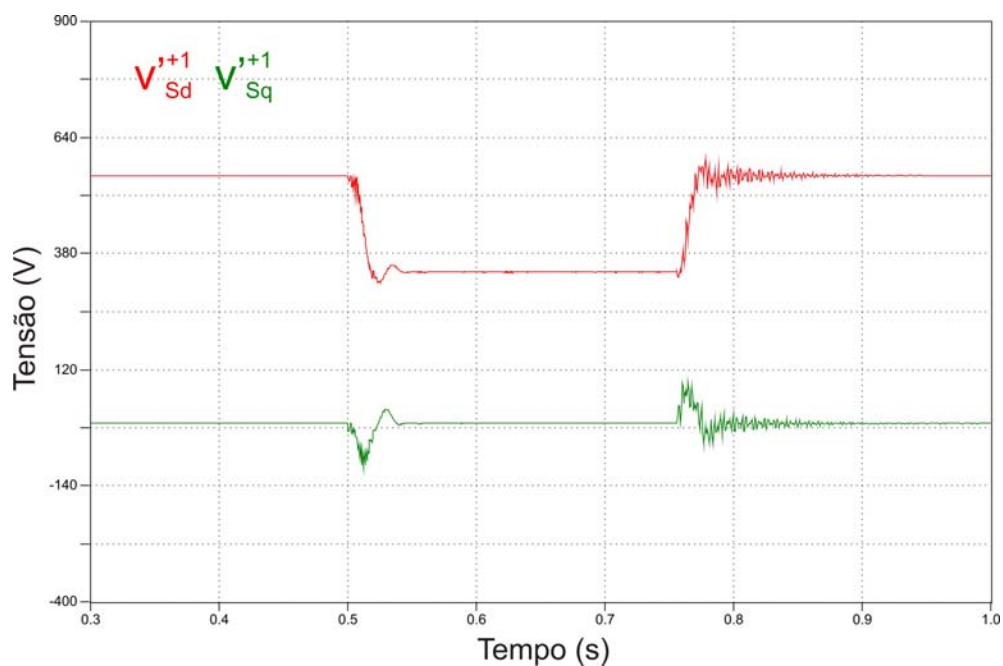


**Figura 4.14:** Tensões no secundário do transformador  $\Delta Y$  para o Caso 2.

As tensões recuperadas pelo PLL e as tensões  $v_d$  e  $v_q$  estão mostradas nas Figuras 4.15 e 4.16, onde mais uma vez constata-se a capacidade do método proposto de eliminar quase com perfeição os efeitos de desequilíbrios nas tensões medidas.

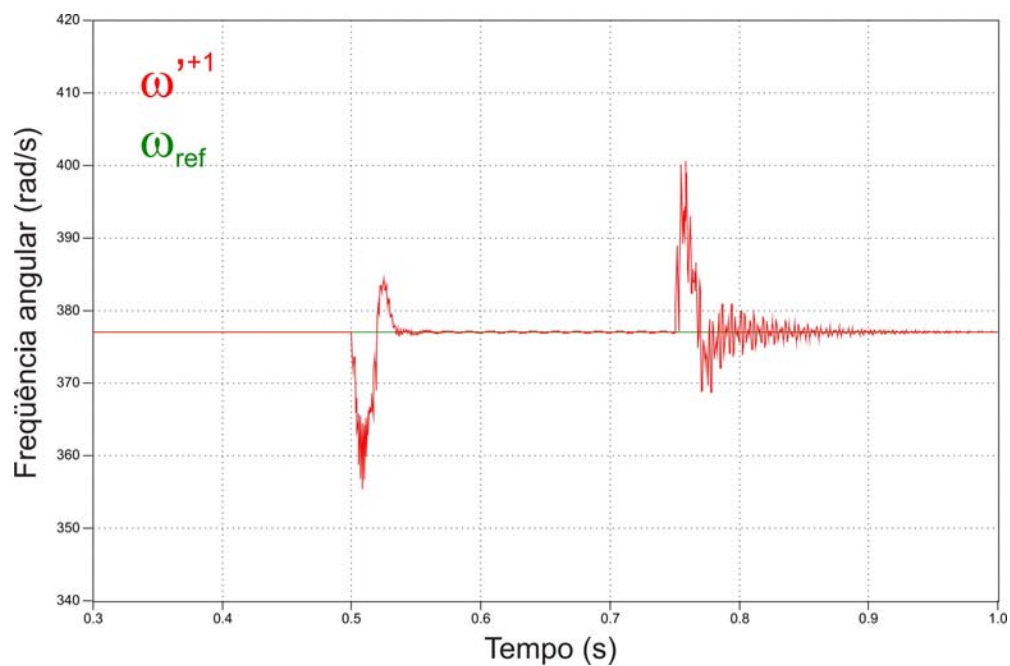


**Figura 4.15:** Tensões recuperadas pelo PLL (Caso 2).



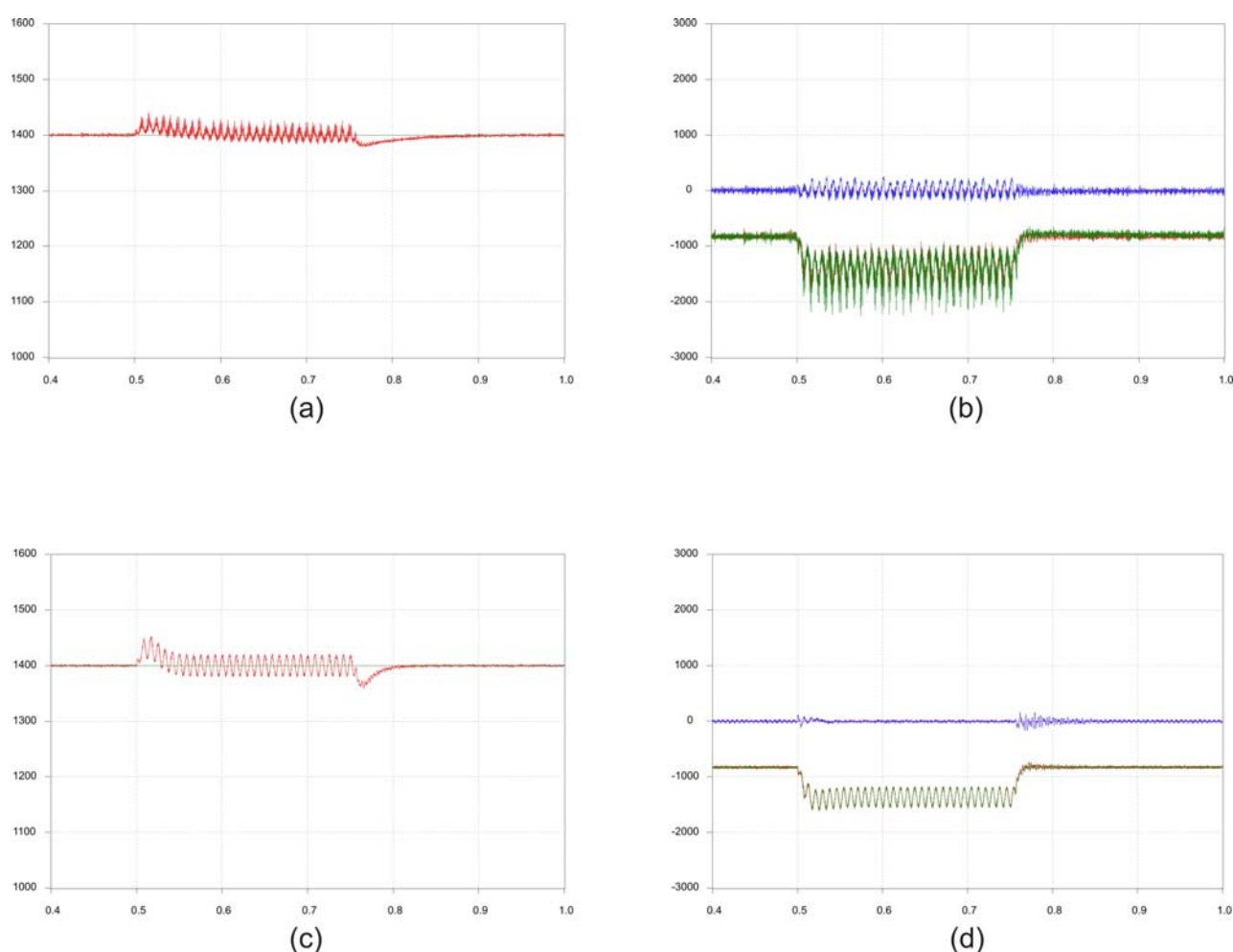
**Figura 4.16:** Tensões de eixo direto e de quadratura do PLL (Caso 2).

A frequência angular estimada pelo PLL está mostrada na Figura 4.17. Observa-se que, apesar da presença de desequilíbrios, o PLL estima o valor de  $\omega^{'+1}$  livre da presença de oscilações de frequência dupla, provenientes das componentes de seqüência negativa.



**Figura 4.17:** Frequência angular (Caso 2).

A Figura 4.18 mostra os gráficos da tensão do barramento CC e das correntes controladas, para ambas as estratégias de controle. Novamente no gráfico (a) está plotada a tensão do barramento CC quando empregado o controle de corrente em referencial síncrono, onde em vermelho está o valor real da tensão do barramento e em verde seu valor de referência. No gráfico (b) estão as correntes de eixo direto (em vermelho) e sua referência (em verde), assim como a corrente de eixo em quadratura (em azul) e sua referência (em rosa). Da mesma forma, estão plotadas nos gráficos (c) e (d) a tensão do barramento CC e as correntes para o controle em referencial estacionário.

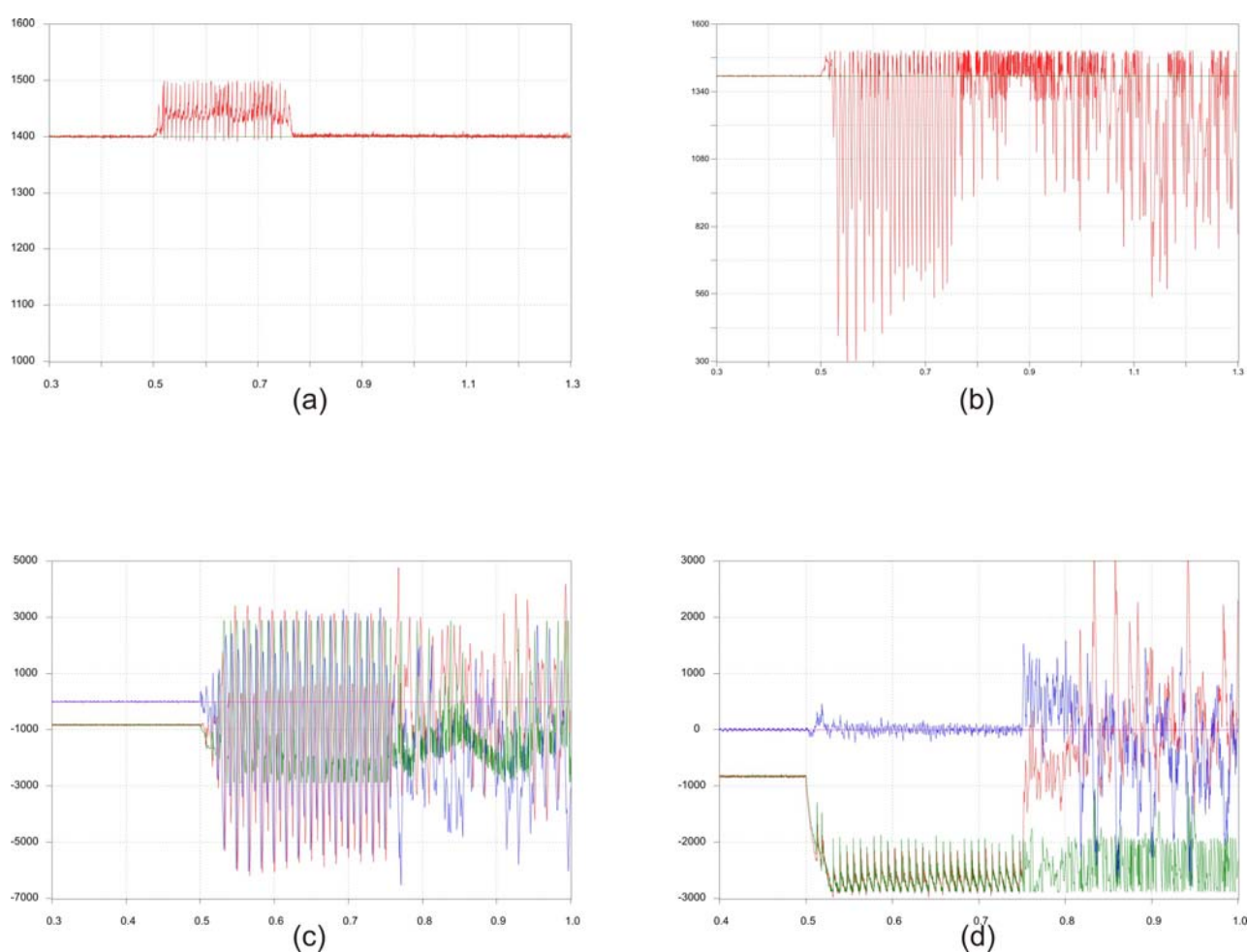


**Figura 4.18:** Tensão no barramento CC e correntes do controle das duas estratégias simuladas para o Caso 2.

Verifica-se que, para o curto monofásico, a malha de controle de tensão do barramento CC nas duas estratégias de controle apresentaram comportamentos semelhantes, tendo o controle em referencial estacionário um comportamento superior. O controle de corrente síncrono mostrou resposta inferior à do controle em referencial estacionário. Neste, as oscilações na corrente de eixo em quadratura durante o curto são desprezíveis, notando-se



apenas uma pequena oscilação no momento que cessa o curto-circuito. O bom desempenho, de modo geral, do controle do CLR deve-se em grande parte ao PLL proposto. De modo a explicitar o impacto que o algoritmo de sincronização tem sobre o desempenho do controle do CLR, o mesmo caso foi simulado utilizando-se para a sincronização o SRF-PLL, por este não possuir nenhum mecanismo de extração de seqüência positiva e por sua capacidade de rejeição a harmônicos depender unicamente da banda de passagem do controlador PI. A Figura 4.19 mostra os resultados obtidos. Nos gráficos (a) e (b) estão plotadas as tensões do barramento CC quando se utiliza controle dq (gráfico a) e controle em referencial estacionário (gráfico b). Finalmente, nos gráficos (c) e (d) estão as respostas das malhas de controle de corrente quando utilizado controle dq e estacionário, respectivamente. Dos gráficos da tensão do barramento CC e das correntes controladas verifica-se claramente o forte impacto das oscilações na freqüência e ângulo de fase no controle do CLR.

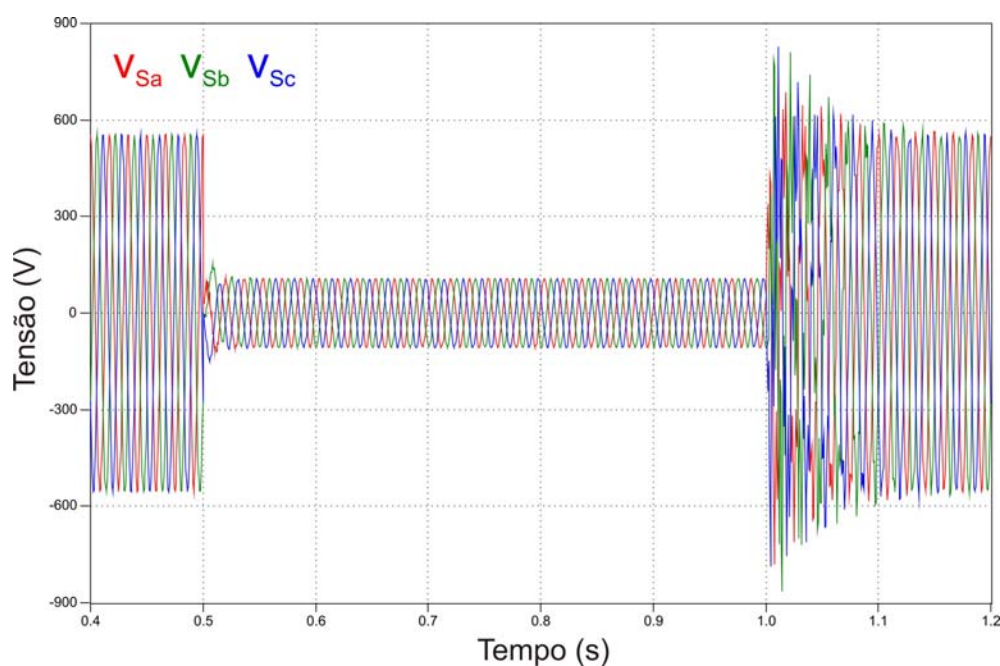


**Figura 4.19:** Tensão no barramento CC e correntes do controle das duas estratégias simuladas para o Caso 2, utilizando-se o SRF-PLL.

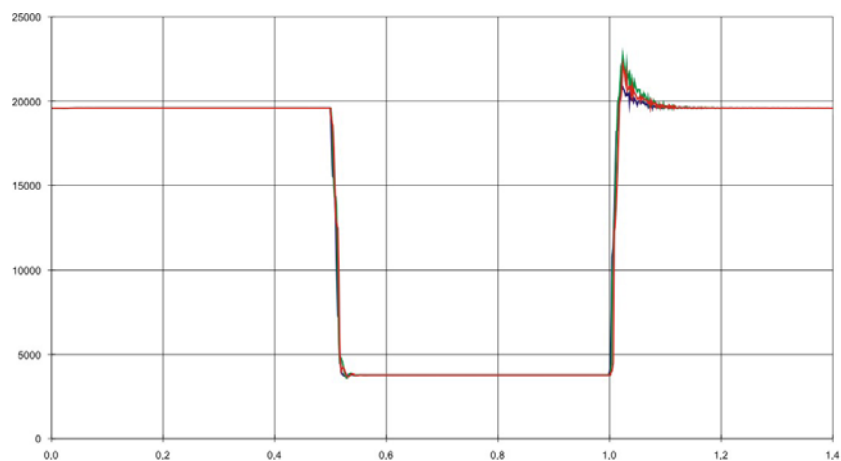
Ressalta-se que o objetivo da simulação com o SRF, cujos resultados foram apresentados na Figura 4.19, não é comparar o seu desempenho com o do método proposto. Tal comparação foi realizada no Capítulo 3. Os resultados servem apenas para mostrar claramente o impacto que o algoritmo de sincronização tem sobre o controle do CLR.

#### 4.6.3 Caso 3: curto-circuito tipo A com duração de $500ms$

No Caso 3, aplicou-se um curto trifásico na barra 3 causando um afundamento com amplitude igual à do Caso 1, só que agora com duração de  $500ms$ , correspondendo à situação mais severa imposta pela curva de suportabilidade apresentada em [35] e reproduzida no Seção 4.3. A Figura 4.20 apresenta as tensões do sistema durante tal curto-circuito, enquanto a Figura 4.21 apresenta os valores RMS das tensões da barra 3.

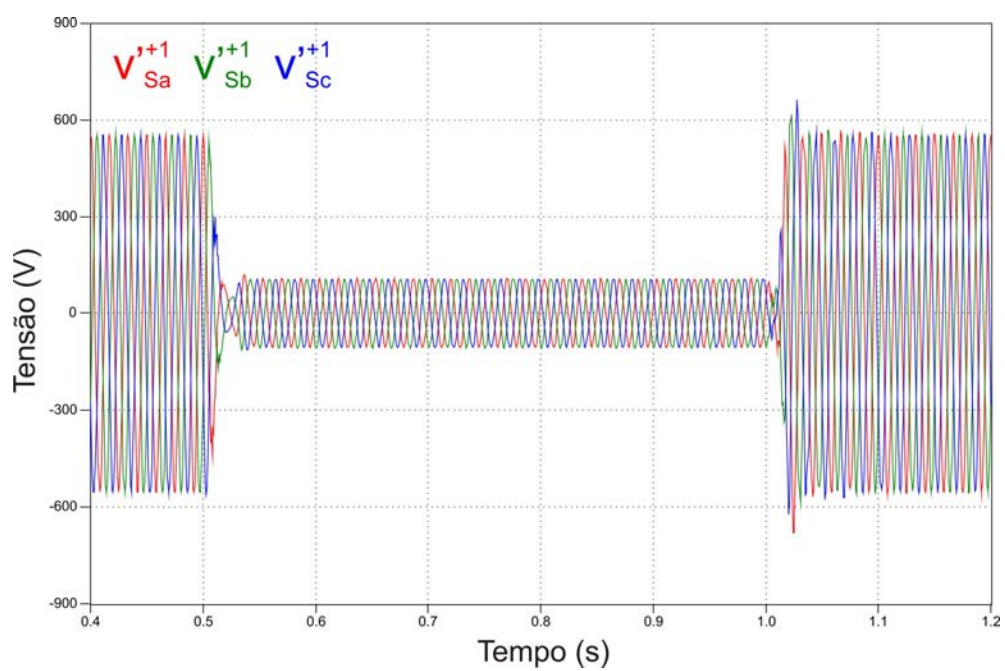


**Figura 4.20:** Tensões na barra 3 para o Caso 3.

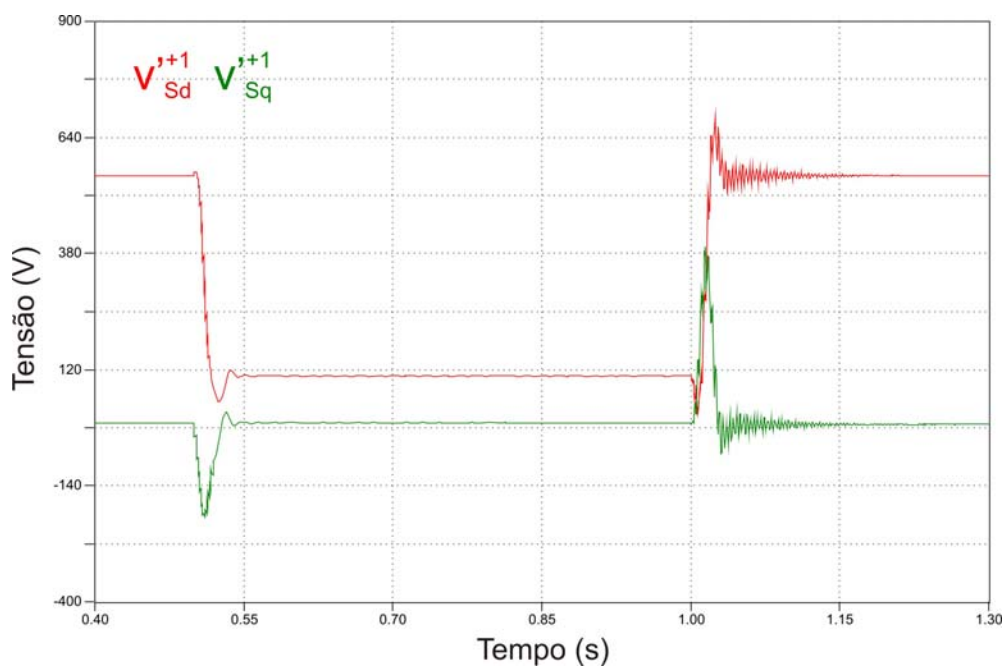


**Figura 4.21:** Tensões RMS na barra 3 para o Caso 3.

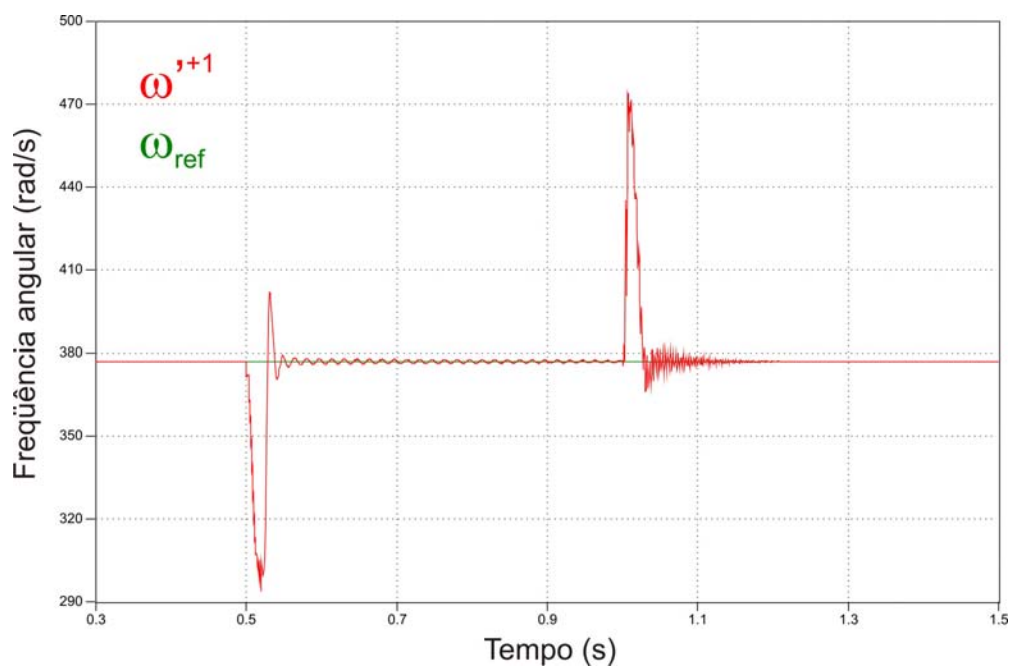
As grandezas de saída do PLL estão mostradas nas Figuras 4.22, 4.23 e 4.24.



**Figura 4.22:** Tensões recuperadas pelo PLL (Caso 3).



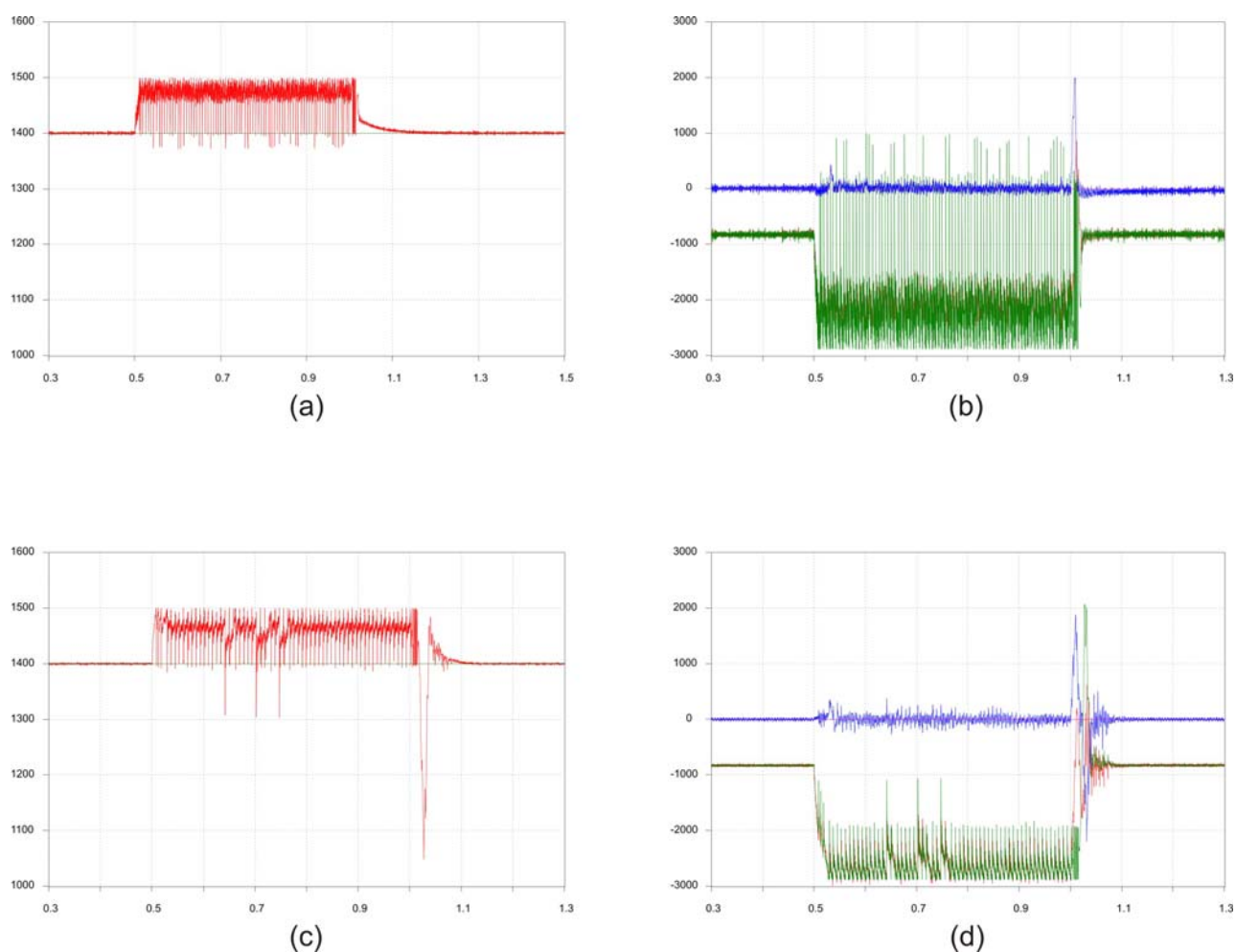
**Figura 4.23:** Tensões de eixo direto e de quadratura do PLL (Caso 3).



**Figura 4.24:** Frequência angular (Caso 3).

Dos resultados obtidos constata-se que, mesmo para um curto com duração de  $500ms$ , o método de sincronização proposto continua a oferecer resultados satisfatórios para a tensão recuperada e para a frequência angular estimada, nessa verificando-se apenas *overshoots* no início e no término da falta.

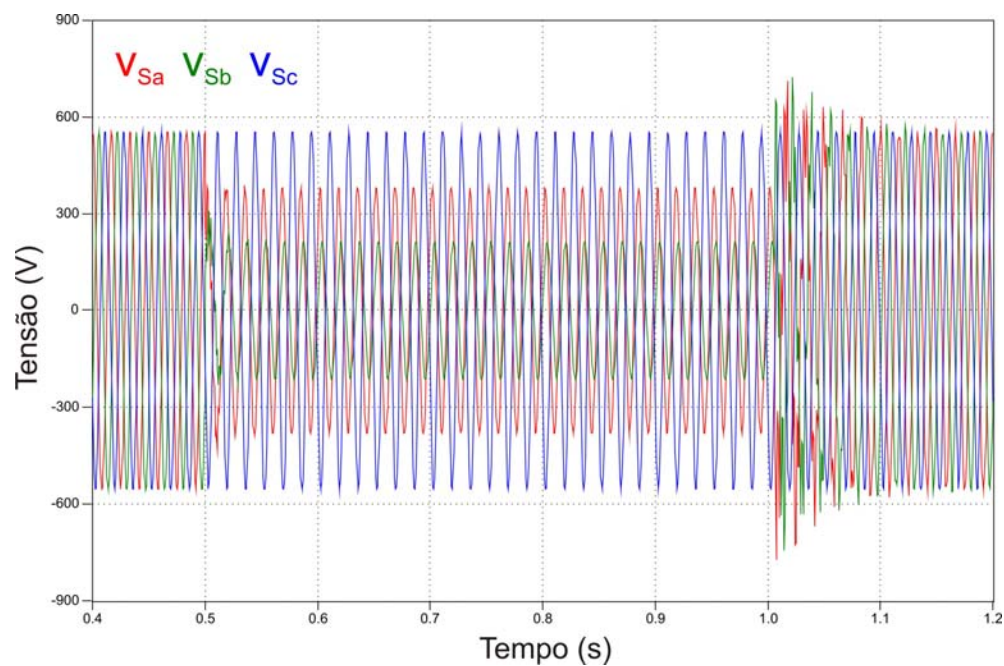
A Figura 4.25 mostra os resultados obtidos para as estratégias de controle. A seqüência dos gráficos é a mesma dos resultados expostos anteriormente, com os gráficos (a) e (b) para a tensão do barramento CC e correntes, respectivamente, do controle em referencial síncrono. Do resultado obtido verifica-se que o controle de corrente dq, apesar de manter as correntes seguindo suas referências, apresenta grandes oscilações em  $i_{sd}$ . No entanto, tal resultado pode possivelmente melhorar diante de um estudo mais sistemático para a determinação dos ganhos do controlador PI. Tal estudo foge ao escopo do presente trabalho, uma vez que o objetivo do mesmo é observar o impacto e a necessidade de um bom algoritmo de sincronização para o controle do CLR. O controle em referencial estacionário consegue se restabelecer ao final do afundamento, mesmo com a tensão do barramento experimentando uma queda acentuada após o término do distúrbio, como pode ser visto no gráfico (c). Do gráfico (d) verifica-se que o controle de corrente continua oferecendo respostas rápidas e pouca oscilação durante os distúrbios.



**Figura 4.25:** Tensão no barramento CC e correntes do controle das duas estratégias simuladas para o Caso 3.

#### 4.6.4 Caso 4: curto-circuito tipo B com duração de 500ms

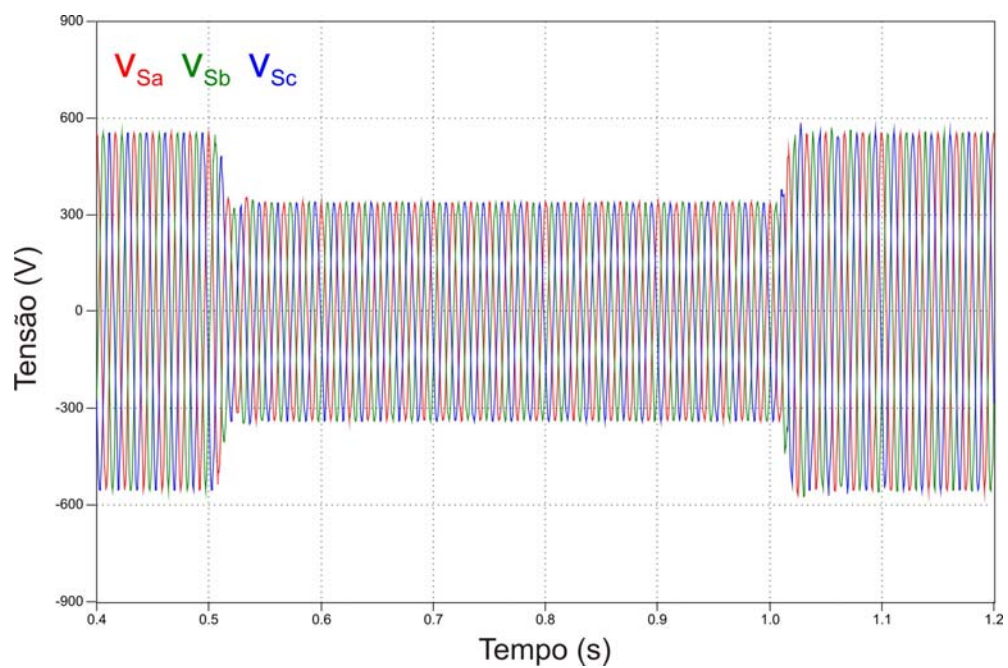
O último caso simulado corresponde ao mesmo tipo de afundamento do Caso 2 com a duração máxima exigida pela curva de suportabilidade. As tensões do sistema estão mostradas na Figura 4.26.



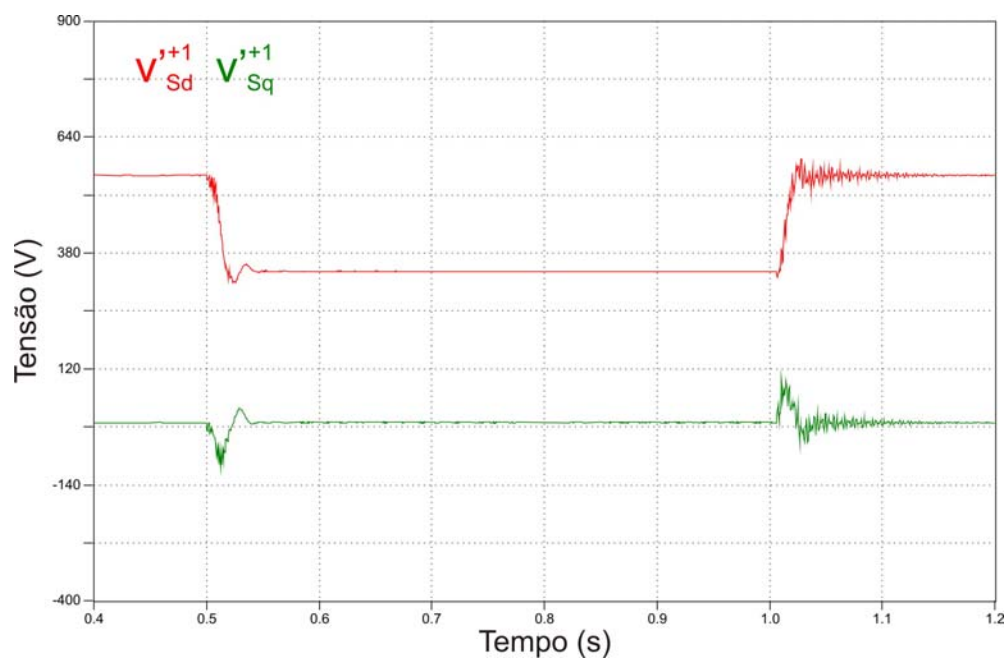
**Figura 4.26:** Tensões no PCC para o Caso 4.

Os valores obtidos na saída do PLL estão mostrados nas Figuras 4.27, 4.28 e 4.29, onde nota-se que, a despeito da maior duração do afundamento, o PLL fornece resultados similares aos do Caso 2.

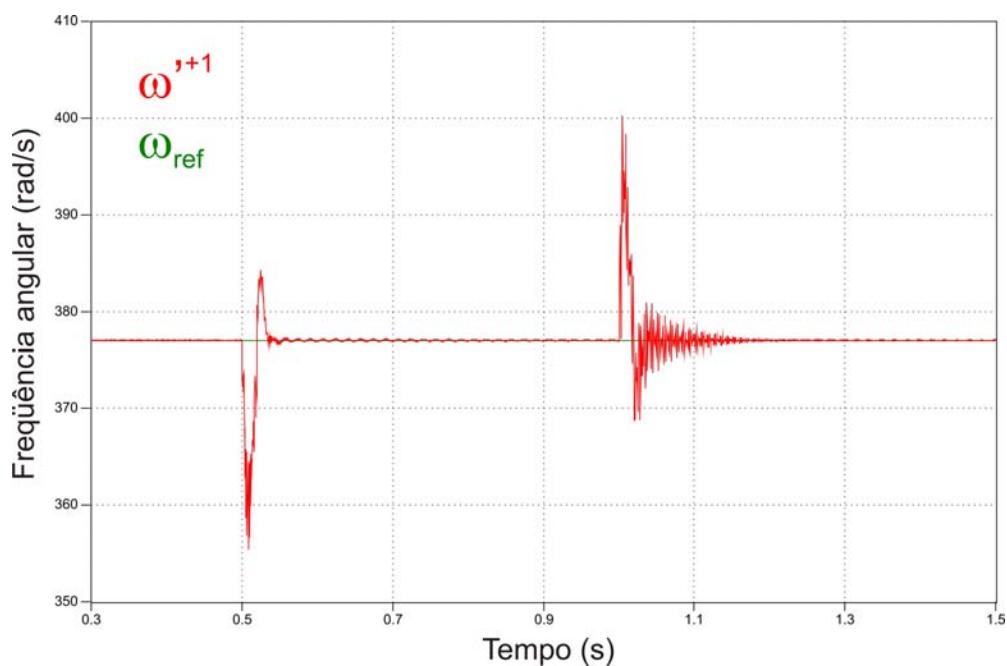




**Figura 4.27:** Tensões recuperadas pelo PLL (Caso 4).



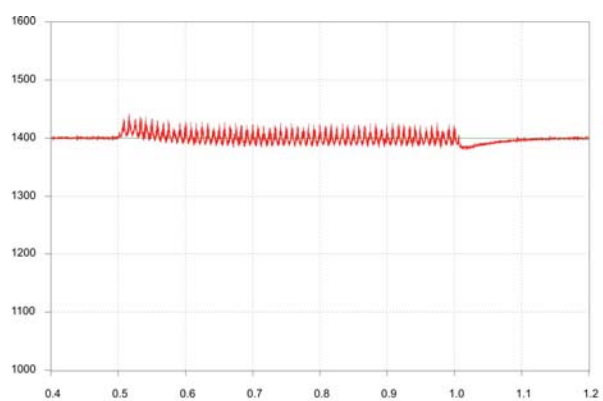
**Figura 4.28:** Tensões de eixo direto e de quadratura do PLL (Caso 4).



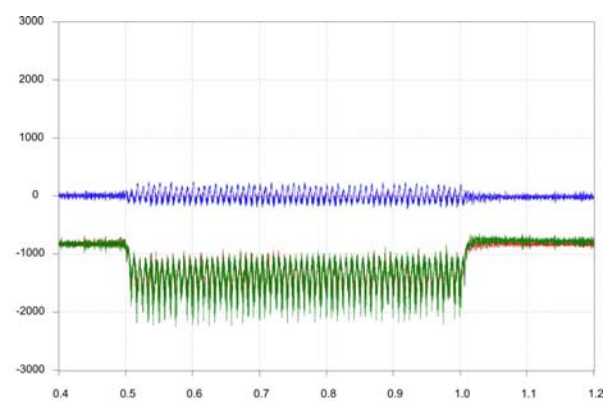
**Figura 4.29:** Frequência angular (Caso 4).

A resposta obtida das estratégias simuladas para o Caso 4 está mostrada na Figura 4.30. Observa-se que o controle em referencial síncrono mantém controladas a tensão do barramento CC e as correntes d e q. De modo geral, constata-se o melhor desempenho do mesmo perante afundamentos monofásicos. Já o controle em referencial estacionário forneceu resultados similares aos obtidos para o Caso 2.

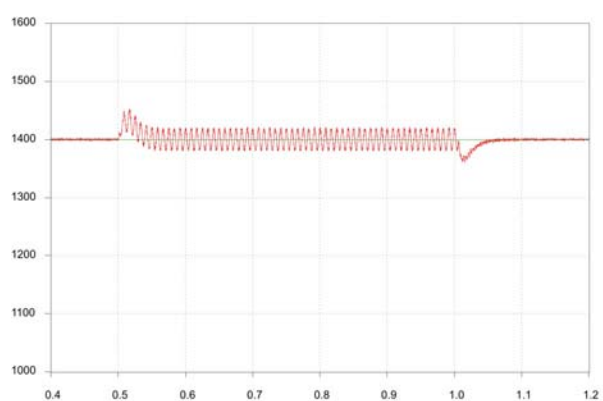




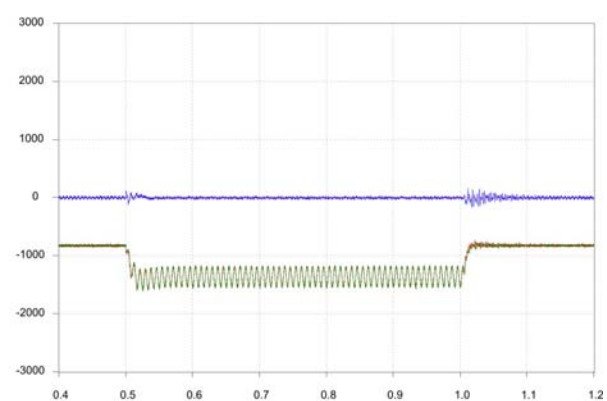
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figura 4.30:** Tensão no barramento CC e correntes do controle das duas estratégias simuladas para o Caso 4.

# 5

## CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, uma proposta de método de sincronização aplicável à GD foi apresentada. A sincronização com o vetor tensão da rede é muito importante no controle de conversores de frequência, em especial para aplicações de geração distribuída. Verificou-se nesse trabalho que métodos convencionais podem não fornecer corretamente as referências para o controle do conversor em condições anormais da rede elétrica. O método proposto apresentou-se imune as condições adversas de operação da rede elétrica.

Quatro métodos de sincronização propostos na literatura foram analisados com relação a capacidade dos mesmos de eliminarem o efeito de componentes harmônicas e de desequilíbrios na estimação de seus valores de saída. Dentre os métodos estudados, o SRF-PLL é o mais simples, sob o aspecto de implementação. Seu princípio serve de base para os demais métodos apresentados. Diante de sinais com distorção harmônica este método diminui a banda de passagem do controlador PI resultando em oscilações nos sinais de saída. Na presença de sinais desequilibrados esse método apresenta oscilações com o dobro da frequência fundamental nos sinais do ângulo de fase e da frequência angular estimados. Como pôde ser verificado, essas oscilações mostraram forte impacto negativo no desempenho do controle do CLR.

Com exceção do SRF-PLL, os demais métodos possuíam algum mecanismo para eliminar os efeitos de desequilíbrios e de componentes harmônicas. O DSRF-PLL mostrou-se de implementação complexa, devido a presença da malha de desacoplamento e dos filtros necessários para a obtenção dos valores médios dos sinais de tensão. Essa malha de desacoplamento tem efeito apenas sobre a componente de tensão de seqüência negativa.

Para atenuar o efeito de componentes harmônicas é necessário se recorrer novamente a redução da banda de passagem do controlador PI. Uma alternativa para compensação de harmônicos específicos é a utilização de malhas de desacoplamento para cada componente harmônica que se deseje eliminar, no método que foi denominado de MSRF-PLL. No entanto, a complexidade e o esforço computacional são aumentados quando acrescentadas essas malhas.

Os dois métodos restantes possuem a característica comum de empregarem a transformação para componentes simétricas instatâneas para a extração da componente de tensão de seqüência positiva. Nessas técnicas, o sinal de seqüência positiva, extraído através da referida transformação, compõe as entradas para um SRF-PLL convencional não operando de maneira satisfatória em ambientes com forte distorção harmônica.

O método de sincronização proposto é baseado em operações matemáticas simples. Essas operações também utilizam a teoria das componentes simétricas instatâneas, para a extração da componente de tensão de seqüência positiva. No entanto, partindo da observação dos efeitos que essa transformação tem sobre as componentes harmônicas de tensão, foi possível eliminá-las através da aplicação da transformação em diferentes sistemas de referência. Os resultados obtidos foram comparados com os outros métodos apresentados, onde se verificou a superioridade do método proposto, no que se refere ao tempo de resposta e ao THD dos sinais de saída, sendo também o único método, dentre os apresentados, capaz de compensar componentes de CC nos sinais de entrada.

O método foi implementado em ATP, de modo a avaliar seu desempenho aplicado a um sistema de GD conectado a rede. Os resultados obtidos da simulação do PLL proposto em ATP foram coerentes com os obtidos nas simulações em MATLAB, validando assim a implementação. Tal implementação foi possível graças ao uso da ferramenta MODELS, que proporcionou os recursos necessários para o armazenamento de pontos dos sinais de tensão.

O método foi implementado experimentalmente, onde se pôde comprovar as considerações teóricas e os bons resultados da simulação realizada em MATLAB.

Para a averiguação se uma modificação nas técnicas de controle tem influência nas conclusões com relação ao método proposto de sincronização, assim como as comparações realizadas, duas técnicas de controle foram simuladas. Casos de afundamentos momentâneos de tensão provenientes de curtos monofásicos e trifásicos foram simulados com diferentes durações. Das simulações realizadas verificou-se que os resultados para as duas técnicas

de controle foram similares. No entanto, deve-se considerar o fato de não se ter realizado um estudo mais detalhado do projeto do ganho dos controladores, uma vez que o foco foi apenas avaliar o impacto do PLL sobre o controle. Tal impacto ficou evidente quando da simulação de um dos casos utilizando-se o SRF-PLL, onde o controle do CLR foi fortemente comprometido devido ao PLL utilizado não compensar desequilíbrios e harmônicos de forma satisfatória.

Dos resultados obtidos, tanto com o PLL isoladamente, seja nas simulações ou na plataforma experimental, como nas simulações em que é integrado a um sistema, mostram que o método proposto possui grande potencial para sincronização de conversores de sistema GD, mesmo durante faltas desequilibradas ou tensões fortemente distorcidas.

Como propostas de trabalhos futuros fica a possibilidade de ampliar o estudo dos métodos de sincronização, abrangendo também os PLL monofásicos. Como consequência, é necessário também o estudo das estratégias de controle independente de cada fase do conversor. Também sobre o controle de corrente há a possibilidade do estudo das técnicas não lineares, tais como as que utilizam controle por histerese ou deadbeat. Por fim, há também a possibilidade de estudo das técnicas de Controle Direto de Potência (DPC).

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] European Wind Energy Association - EWEA, “*Pure Power - Wind Energy Scenarios up to 2030*”, 2008.
- [2] European Wind Energy Association - EWEA, “*Delivering Energy and Climate Solutions*”, *EWEA 2007 Annual Report*.
- [3] A. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg and M. Liserre, “*Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation*”, in *Proc. IEEE PESC*, pp. 2474 - 2481, 2005.
- [4] F. Blaabjerg, Z. Chen and S. B. Kjaer, “*Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems*”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.19, n°5, September 2004.
- [5] F. A. A. M. Hassan, “*Converter-Interfaced Distributed Generation - Grid Intconnection Issues*”, *Ph.D. Thesis, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden*, 2007.
- [6] G. Joos, B. T. Ooi, D. McGillis, F. D. Galliana and R. Marceau, “*The Potencial of Distributed Generation to Provide Ancillary Services*”, *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 3, pp. 1762 – 1767, 16 – 20 july, 2000
- [7] L. H. Hansen, L. Helle, F. Blaabjerg, E. Ritchie, S. Munk-Nielsen, H. Bindner, P. Sørensen and B. Bak-Jensen, “*Conceptual Survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines*”, *Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark*, December 2001.
- [8] V. Kaura and V. Blasko, “*Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions*”, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol.33, n°1, pp. 58 - 63, 1997.
- [9] J. Svensson, “*Synchronization Methods for Grid-Connected Voltage Source*

- Converters*”, *IEE Proceedings in General Transmission Distribution*, vol. 148, n°3, pp. 229 - 235, 2001.
- [10] S. K. Chung, “*Phase-Locked Loop for Grid-Connected Three-Phase Power Conversion Systems*”, *Proc. Inst. Electr. Eng. Electron. Power Appl.*, vol. 147, n°3, pp. 213 - 219, May 2000.
- [11] G. C. Paap, “*Symmetrical Components in the Time Domain and Their Application to Power Network Calculations*”, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol.15, n°2, May 2004.
- [12] H. Song, H. Park and K. Nam, “*An Instantaneous Phase Angle Detection Algorithm under Unbalanced Line Voltage Conditions*”, in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC*, vol. 1, pp. 533 – 537, 1999.
- [13] A. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and P. Rodriguez, “*PLL Algorithm for Power Generation Systems Robust to Grid Voltage Faults*”, in *Proc. IEEE PESC*, pp. 1360 - 1366, 2006.
- [14] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre and F. Blaabjerg, “*New Positive-Sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions*”, in *Proc. IEEE PESC*, pp. 1 - 7, June 2006.
- [15] A. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and P. Rodriguez, “*Linear and Nonlinear Control of Distributed Power Generation Systems*”, *Industry Applications Conference, 41st IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1015 - 1023, October 2006.
- [16] L. N. Arruda, S. M. Silva and B. J. C. Filho, “*Pll Structures for Utility Connected Systems*”, *Proc. of IAS’01*, vol. 4, pp. 2655 - 2660, 2001.
- [17] P. Rodriguez, “*Aportaciones a los Acondicionadores Activos de Corriente en Derivación para Redes Trifásicas de Cuatro Hilos*”, *Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, Enero 2005*.
- [18] R. H. Park, “*Two-Reaction Theory of Synchronous Machines: Generalized Method of Analysis - Part 1*”, *Proceedings of Winter Convention of AIEE*, pp. 716 - 730, January/February 1929.

- [19] P. Mattavelli and F. P. Marafão, “*Repetitive-Based Control for Selective Harmonic Compensation in Active Filters*”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.51, n°5, pp. 1018 - 1024, October 2004.
- [20] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, I. Candela, R. Burgos and D. Boroyevich, “*Double synchronous reference frame PLL for power converters*”, in *Proc. IEEE PESC*, pp. 1415 - 1421, 2005.
- [21] G. Zhang and Zheng Xu, “*A New Real-Time Negative and Positive Sequence Components Detecting Method Based on Space Vector*”, 2001.
- [22] S. J. Lee, J. K. Kang and S. K. Sul, “*A New Phase Detecting Method for Power Conversion Systems Considering Distorted Conditions in Power System*”, in *Proc. Industry Applications Conf., 34th IAS Annu. Meeting*, vol. 4, pp. 2167 - 2172, 1999.
- [23] M. K. Ghatemani and M. R. Iravani, “*A Method for Synchronization of Power Electronic Converters in Polluted and Variable-Frequency Environments*”, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, n° 3, August 2004.
- [24] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler and J. Allmeling, “*Stationary-Frame Generalized Integrators for Current Control of Active Power Filters with Zero Stead-State Error for Current Harmonics of Concern under Unbalanced and Distorted Operating Conditions*”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, pp.523 - 532, March/April 2002.
- [25] J. Svensson, M. Bongiorno and A. Sannino, “*Practical Implementation of Delayed Signal Cancellation Method for Phase-Sequence Separation*”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, n° 1, pp. 18 - 26, January 2004.
- [26] R. Cutri and L. Matakas, “*A Generalized Instantaneous Method for Harmonics, Positive and Negative Sequence Detection/Extraction*”, in *Proc. IEEE PESC*, June 2007.
- [27] R. Cutri and L. Matakas, “*A Fast Instantaneous Method for Sequence Extraction*”, in *Proc. of Brazilian Power Electronics Conference - COBEP'07*, pp. 1 - 6, October 2007.
- [28] F. Bradaschia, J. P. Arruda, H. E. P. Souza, G. M. S. Azevedo, F. A. S. Neves and M. C. Cavalcanti, “*A Method for Extracting the Fundamental Frequency Positive-Sequence Voltage Vector Based on Simple Mathematical Transformations*”, in *Proc. IEEE PESC*, June 2008.

- [29] G. Saccomando and J. Svensson, “Control and Operation of Grid-Connected Voltage Source Converter under Grid Disturbances in Variable Speed Wind Turbines”, *EWEC-CONFERENCE*, 2001.
- [30] G. Saccomando and J. Svensson, “Transient Operation of Grid Connected Voltage Source Converter under Unbalanced Voltage Conditions”, in *Proc. IEEE Industry Application Society - IAS’01*, pp. 2419 - 2424, 2001.
- [31] D. T. Jonhsen and W. Christiansen, “Optimisation of the Fault Ride Through Strategy of a Wind Farm”, *Master’s Dissertation, Technical University of Denmark, September 2006*.
- [32] Operador Nacional do Sistema Elétrico - ONS, “Submódulo 2.8 - Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e de seus componentes”, 2008.
- [33] L. D. Zhang and M. H. J. Bollen, “Characteristics of Voltage Dips (Sags) in Power Systems”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 15, pp. 827 - 832, April 2000.
- [34] G. Saccomando, J. Svensson and A. Sannino, “Improving Voltage Disturbance Rejection for Variable-Speed Wind Turbines”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, n° 3, September 2002.
- [35] Operador Nacional do Sistema Elétrico - ONS, “Submódulo 3.6 - Requisitos técnicos mínimos para conexão a rede básica”, 2008.
- [36] P. F. Seixas, “Commande Numérique d’une Machine Synchrone Autopilotée”, *Ph.D. Thesis, Ecole Nationale Supérieure D’Elect. Inf. Et Hyd. de Toulouse, Enseihon, France*, 1988.
- [37] M. Liserre, F. Blaabjerg and S. Hansen, “Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, n° 5, September/October 2005.
- [38] CAUE - Comitê Argentino de Usuário EMTP-ATP, *Rule Book*, 2001.
- [39] E. L. R. Pinheiro, “Análise de Comportamento Dinâmico de Usinas Eólicas a Velocidade Variável Utilizando ATPDraw”, *Dissertação de Mestrado, UFMG, Brasil, Junho 2004*.
- [40] A. S. Neto, “Análise e Controle de Centrais Eólicas a Velocidade Variável Utilizando ATPDraw”, *Dissertação de Mestrado, UFPE, Brasil, Março 2005*.



- [41] S. L. A. Ferreira, “*Análise da Operação de Sistemas Elétricos com Centrais Eólicas Durante Curto-Circuitos*”, *Dissertação de Mestrado, UFPE, Brasil, Setembro 2007*.
- [42] R. G. Oliveira, “*Controle e Integração à Rede Elétrica de um Sistema Eólico com gerador de Indução Duplamente Alimentado*”, *Dissertação de Mestrado, UFMG, Brasil, Junho 2004*.
- [43] V. Akhmatov, “*Analysis of Dynamic Behaviour of Electric Power Systems with Large Amount of Wind Power*”, *Ph.D. Thesis, Ørsted-DTU, Denmark, April 2003*.
- [44] E. F. Pavinato, “*Ferramenta para Auxílio à Análise de Viabilidade Técnica da Conexão de Parques Eólicos à Rede Elétrica*”, *Dissertação de Mestrado, UFRJ, Brasil, Abril 2005*.
- [45] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre and A. Timbus, “*Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems*”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, n°5, October 2006*.
- [46] C. Ramos, A. Martins and A. Carvalho, “*Current Control in the Grid Connection of the Double-Output Induction Generator Linked to a Variable Speed Wind Turbine*”, in *Proc. IEEE IECON, vol. 2, pp. 979 - 984, 2002*.
- [47] D. Candusso, L. Valero and A. Walter, “*Modelling, Control and Simulation of a Fuel Cell Based Power Supply System with Energy Management*”, in *Proc. IEEE IECON, vol. 2, pp. 1294 - 1299, 2002*.
- [48] S. M. Silva, “*Estudo e Projeto de um Restaurador Dinâmico de Tensão*”, *Dissertação de Mestrado, UFMG, Brasil, Agosto 1999*.
- [49] R. Teodorescu and F. Blaabjerg, “*Proportional-Resonant Controllers. A New Breed of Controllers Suitable for Grid-Connected Voltage-Source Converters*”, in *Proc. OPTIM, vol. 3, pp. 9 - 14, 2004*.
- [50] A. Timbus, M. Cioboratu, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, “*Adaptive Resonant Controller for Grid-Connected Converters in Distributed Power Generation Systems*”, in *Proc. of APEC'06, pp. 1601 - 1606, 2006*.



# PARÂMETROS DO GERADOR SÍNCRONO A ÍMÃ PERMANENTE E DA TURBINA

Parâmetros do gerador síncrono a ímã permanente e da turbina

**Tabela A.1:** Parâmetros do gerador síncrono a ímã permanente.

	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
Potência nominal	1	<i>MW</i>
Tensão nominal	690	<i>V</i>
Frequência	13	<i>Hz</i>
Momento de inércia	1,47	<i>MNm<sup>2</sup></i>
Número de pólos	64	-
Resistência de estator	0,02	$\Omega$
Indutância de eixo direto	61	<i>mH</i>
Indutância de eixo em quadratura	44	<i>mH</i>
Fluxo rotórico	9	<i>Wb</i>

**Tabela A.2:** Parâmetros da turbina eólica.

	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
Potência nominal	1	<i>MW</i>
Raio das pás	30	<i>m</i>
Momento de inércia	1,47	<i>MNm<sup>2</sup></i>
Velocidade nominal	2,54	<i>rad/s</i>
Velocidade de <i>cut-in</i>	4	<i>m/s</i>
Velocidade de <i>cut-out</i>	20	<i>m/s</i>
Velocidade de vento nominal	11	<i>m/s</i>
Número de pás	3	-

# B PARÂMETROS DOS PLLS

**Tabela B.1:** Parâmetros do SRF-PLL, DSRF-PLL e ESRF-PLL.

$K_i$	227,6
$K_p$	4,267

**Tabela B.2:** Parâmetros do DSOGI-PLL.

$K$	1,41
$K_i$	61,69
$K_p$	2,22

**Tabela B.3:** Parâmetros do método de sincronização proposto.

$K_i$	100
$K_p$	100