

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE DE CORRENTE APLICADO A  
CONVERSORES PWM CONECTADOS À REDE  
ELÉTRICA SEM SENSOR DE TENSÃO CA  
UTILIZANDO OBSERVADORES DE CORRENTE  
POR MODOS DESLIZANTES

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Rodrigo Gehrke Tonin

Santa Maria, RS, Brasil  
2014



**CONTROLE DE CORRENTE APLICADO A  
CONVERSORES PWM CONECTADOS À REDE  
ELÉTRICA SEM SENSOR DE TENSÃO CA  
UTILIZANDO OBSERVADORES DE CORRENTE  
POR MODOS DESLIZANTES**

**Rodrigo Gehrke Tonin**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM,RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

**Orientador: Prof. Humberto Pinheiro**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2014**

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Gehrke Tonin, Rodrigo

Controle de Corrente Aplicado a Conversores PWM  
Conectados à Rede Elétrica sem Sensor de Tensão CA Utilizando  
Observadores de Corrente por Modos Deslizantes / Rodrigo  
Gehrke Tonin - 2014

108 p.; 30 cm

Orientador: Humberto Pinheiro

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa  
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2014

1. Observador de Corrente por modos deslizantes 2. Controle  
de corrente sensorless 3. Sincronismo com a rede sem sensor de  
tensão 4. Separação de Sequência de Fase Positiva I. Pinheiro,  
Humberto II. Título.

---

© 2014

Todos os direitos autorais reservados a Rodrigo Gehrke Tonin. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;  
Endereço Eletrônico: rgtonin88@gmail.com.

---

**Universidade Federal de Santa Maria  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova o Dissertação de Mestrado

**CONTROLE DE CORRENTE APLICADO A  
CONVERSORES PWM CONECTADOS À REDE  
ELÉTRICA SEM SENSOR DE TENSÃO CA  
UTILIZANDO OBSERVADORES DE CORRENTE  
POR MODOS DESLIZANTES**

elaborado por  
**Rodrigo Gehrke Tonin**

como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Mestre em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

**Humberto Pinheiro, Ph.d.**  
(Presidente/Orientador)

**Felipe Bovolini Grigoletto, Dr.** (UNIPAMPA)

**Fábio Ecke Bisogno, Dr.** (UFSM)

Santa Maria, 22 de Agosto de 2014



Aos meus pais, aos meus irmãos e amigos pelo apoio, carinho e confiança.





## AGRADECIMENTOS

Meu sincero agradecimento ao professor Humberto Pinheiro, pela sua esplêndida orientação com compreensão e confiança, compartilhando suas ideias, críticas, reflexões, e principalmente seu conhecimento que contribuiu de forma ativa aos estudos propostos.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e principalmente a coordenação do PPGEE por propiciar a oportunidade de acesso ao curso de pós-graduação de alta qualidade. Agradecimento aos professores Hilton Abílio Gründling, José Renes Pinheiro, Luciano Schuch, Leandro Michels, Cassiano Rech, Robinson Figueiredo de Camargo, Vinícius Foletto Montagner que compartilharam seus conhecimentos e experiências ao longo do curso.

Ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle por fornecer um ambiente e recursos de trabalho que foram essenciais ao desenvolvimento desta dissertação.

Aos colegas do GEPOC pelo companheirismo, auxílio técnico e troca de conhecimento imprescindível para a conclusão da dissertação.

Aos amigos Bruno, João, Marcus, Vinicius, Mayumi e Ademilson pelo companheirismo ao longo dessa jornada.

Aos meus irmãos Kauana e Vinicius pelo companheirismo e pelas eventuais e sadias brigas e discussões.

À minha mãe e ao meu pai por me apoiarem incondicionalmente, sendo referências na minha vida.



*“If we value the pursuit of knowledge, we must be free to follow wherever that search may lead us. The free mind is not a barking dog, to be tethered on a ten-foot chain. ”*

**Adlai E. Stevenson Jr.**



## RESUMO

Dissertação de Mestrado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

### CONTROLE DE CORRENTE APLICADO A CONVERSORES PWM CONECTADOS À REDE ELÉTRICA SEM SENSOR DE TENSÃO CA UTILIZANDO OBSERVADORES DE CORRENTE POR MODOS DESLIZANTES

AUTOR: RODRIGO GEHRKE TONIN

ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO

Local da Defesa e Data: Santa Maria, 22 de Agosto de 2014.

Esta dissertação apresenta o controle de corrente em eixos síncronos de conversores conectados a rede de energia elétrica sem o uso de sensores de tensão de linha. Para realizar o sincronismo com a rede elétrica é proposto um observador de corrente por modos deslizantes em eixos de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ . Tanto o controle como o sincronismo são desenvolvidos em tempo discreto visando sua implementação em processador digital de sinais ou microcontrolador. Primeiramente são medidas as correntes de duas fases do sistema, então é realizada a transformação para eixos estacionários e proposto o observador de corrente por modos deslizantes. Com o auxílio de um algoritmo baseado na teoria das componentes discretas de *Fortescue* para a separação de sequência de fase positiva, é obtida posição angular elétrica da rede visando a transformação para eixos de coordenadas síncronas. O controle das correntes é realizado através de dois controladores PI projetados em tempo discreto. Através de resultados de simulação e experimentais obtidos é comprovado o bom desempenho do método proposto.

**Palavras-chave:** Observador de corrente por Modos Deslizantes, controle de corrente sensorless, sincronismo com a rede sem sensor de tensão, separação de sequência de fase positiva.



# ABSTRACT

Master's Dissertation  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil

## SLIDING MODE OBSERVER FOR A VOLTAGE SENSORLESS CURRENT CONTROL OF GRID CONNECTED PWM CONVERTERS

AUTHOR: RODRIGO GEHRKE TONIN

ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO

Place and Date: Santa Maria, August, 22<sup>st</sup>, 2014.

This master thesis presents a current sliding mode observer for voltage sensorless grid connected converters. To perform the grid synchronization a sliding mode current observer in stationary axes  $\alpha\beta$  is proposed. Aiming its implementation in digital signal processors or microcontroller both the synchronism and control are developed in discrete time domain. Firstly the line currents are measured, then the transformation to stationary axes is carried out and the sliding mode current observer is proposed. Based on a Fortescue discrete component theory an algorithm to separation of sequence positive phase is proposed aiming to obtained the positive grid angular position to realized the synchronous coordinates axes transformation. The current control is carried out by two PI controllers designed in a discrete time domain. The good performance of the proposed method is proven through the simulation and experimental results.

**Keywords:** Sliding Mode Current Observer, sensorless current control, grid voltage sensorless synchronism, positive sequence separator.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Diagrama esquemático da técnica VOC. ....	40
Figura 2.2 – Diagrama esquemático da técnica DPC. ....	42
Figura 2.3 – Seleção de setores para método de controle DPC. ....	44
Figura 2.4 – Representação da rede como uma Máquina Virtual. ....	45
Figura 2.5 – Diagrama vetorial apresentando as relações entre correntes e tensões do sistema para obtenção do vetor do fluxo virtual. ....	46
Figura 2.6 – Diagrama de blocos padrão do estimador de fluxo virtual. ....	47
Figura 2.7 – Diagrama esquemático do método VF-DPC. ....	48
Figura 2.8 – Diagrama de esquemático do VFOC. ....	49
Figura 2.9 – Diagrama de blocos padrão do estimador de fluxo virtual proposto por Kulka (2009). ....	50
Figura 2.10 – Diagrama de esquemático de sincronismo utilizando método do DVF com separação de sequência de fase Kulka (2009). ....	51
Figura 2.11 – Diagrama de blocos padrão do estimador de fluxo virtual proposto por Suul (2012). ....	52
Figura 2.12 – Diagrama de esquemático de sincronismo utilizando DSOGIVF com separação de sequência de fase Suul (2012). ....	53
Figura 3.1 – Esquema completo do sistema do VSC conectado a rede através de um filtro L sem o uso de sensores de tensão. ....	56
Figura 3.2 – Modelo do lado CA do conversor conectado a rede elétrica com Filtro L. ....	57
Figura 3.3 – Relação entre eixos de coordenadas $abc$ e $\alpha\beta$ . ....	58
Figura 3.4 – Circuito equivalente do eixo $\alpha$ . ....	60
Figura 3.5 – Circuito equivalente do eixo $\beta$ . ....	60
Figura 3.6 – Circuito equivalente do eixo $o$ . ....	60
Figura 3.7 – Relação entre eixos de coordenadas $\alpha\beta$ e $dq$ com orientação no vetor de tensão de sequência positiva da rede. ....	62
Figura 3.8 – Diagrama de blocos do observador de corrente DSM. ....	64
Figura 3.9 – Um modo quase deslizante instável para uma superfície de deslizamento $\sigma_{i(k)} = x_{(k)} = 0$ (SIRA-RAMIREZ, 1991, Exemplo 3.1). ....	66
Figura 3.10 – Sequência de componentes simétricas: a) Sequência positiva ABC, b) Sequência negativa ACB e c) Sequência zero. ....	69
Figura 3.11 – Diagrama de blocos do separador de sequência de fase positiva. ....	71
Figura 3.12 – Diagrama de bode para os filtros utilizando frequência da rede constante. ....	72
Figura 3.13 – Resposta ao degrau para os filtros utilizados. ....	72
Figura 3.14 – Sistema de controle utilizando 2 controladores PI. ....	74
Figura 3.15 – Diagrama de blocos da planta em Z considerando o atraso de transporte para sinais de controle. ....	76
Figura 3.16 – Função de transferência em malha fechada do circuito. ....	77
Figura 3.17 – Função de transferência em malha fechada do circuito. ....	77
Figura 3.18 – Resposta ao degrau para o sistema em malha fechada. ....	78
Figura 3.19 – Mapa de pólos e zeros do sistema em malha fechada. ....	79
Figura 3.20 – Diagrama de bode do sistema em malha fechada para os ganhos de $k_p = 4,407216$ e $k_i = 0,187384$ . ....	79

Figura 4.1	– Resultado de Simulação: simulação completa do sistema <i>voltage sensorless</i> do VSC conectado à rede utilizando um observador de correntes por modos deslizantes. Primeiro: Frequência estimada; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Tensão de fase da rede; Quarto: Posição angular estimada e real da rede; Quinto: Correntes de eixo direto e quadratura .....	83
Figura 4.2	– Resultado de Simulação: zoom nos instantes de 0 a 0.05 segundos. Primeiro: Frequência estimada; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Tensão de fase da rede; Quarto: Posição angular estimada e real da rede; Quinto: Correntes de eixo direto e quadratura.....	84
Figura 4.3	– Resultado de simulação: zoom nos instantes de 0.28 a 0.39 segundos. Primeiro: Frequência estimada; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Tensão de fase da rede; Quarto: Posição angular estimada e real da rede; Quinto: Correntes de eixo direto e quadratura.....	85
Figura 4.4	– Resultado de Simulação: zoom nos instantes de 0.73 a 0.85 segundos. Primeiro: Frequência estimada; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Tensão de fase da rede; Quarto: Posição angular estimada e real da rede; Quinto: Correntes de eixo direto e quadratura.....	86
Figura 4.5	– Resultado de Simulação: zoom nos instantes de 0.49 a 0.71 segundos. Primeiro: Frequência estimada; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Tensão de fase da rede; Quarto: Posição angular estimada e real da rede; Quinto: Correntes de eixo direto e quadratura.....	87
Figura 4.6	– Resultado de Simulação: operação do sistema durante ocorrência de <i>phase-jump</i> . Primeiro: Frequência estimada da rede; Segundo: Tensões de fase da rede no ponto de conexão; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede. ....	88
Figura 4.7	– Resultado de Simulação: zoom nos instantes de 0.23 a 0.38 segundos, durante ocorrência de <i>phase-jump</i> . Primeiro: Frequência estimada da rede; Segundo: Tensões de fase da rede no ponto de conexão; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede. ....	89
Figura 4.8	– Resultado de Simulação: plotagem entre as tensões estimadas $\alpha$ e $\beta$ no PCC durante ocorrência de <i>phase-jump</i> . ....	90
Figura 4.9	– Resultado Experimental: sistema <i>voltage sensorless</i> do VSC conectado a rede utilizando um observador de correntes por modos deslizantes. Primeiro: Tensões de Linha da rede; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede; Quarto: Correntes de eixo direto e quadratura. ....	92
Figura 4.10	– Resultado Experimental: sistema <i>voltage sensorless</i> do VSC conectado a rede utilizando um observador de correntes por modos deslizantes. Primeiro: Tensões de Linha da rede; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede; Quarto: Correntes de eixo direto e quadratura. ....	93
Figura 4.11	– Resultado Experimental: sistema VSC conectado a rede utilizando a posição angular real. Primeiro: Tensões de Linha da rede; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede; Quarto: Correntes de eixo direto e quadratura. ....	94
Figura 4.12	– Resultado Experimental: do sistema <i>voltage sensorless</i> do VSC conectado a rede utilizando um observador de correntes por modos deslizantes. Primeiro: Tensões de Linha da rede; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede; Quarto: Correntes de eixo direto e quadratura. ....	95

Figura 4.13 – Resultado Experimental: do sistema <i>voltage sensorless</i> do VSC conectado a rede utilizando um observador de correntes por modos deslizantes. Primeiro: Tensões de Linha da rede; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede; Quarto: Correntes de eixo direto e quadratura. ....	96
Figura 4.14 – Resultado Experimental: correntes de linha da rede no momento de partida do sistema. ....	97
Figura 4.15 – Resultado Experimental: correntes de linha da rede no momento em que é realizado um salto na referência. ....	98



## LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Parâmetros do circuito para resultados de simulação.....	81
Tabela 4.2 – Parâmetros do circuito para resultados experimentais.....	91



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DCC	Dual Current Controller
DG	Geração Distribuída
DPC	Direct Power Control
DSM	Modos Deslizantes Discreto
DSOGI	Dual Second Order Generalized Integrator
DTC	Direct Torque Control
HVDC	High Voltage Direct Current
LKC	Lei das Correntes de Kirchoff
LKT	Lei das Tensões de Kirchoff
PI	Controlador Proporcional Integral
PLL	Phase Locked Loop
PSS	Separador de Sequência de Fase Positiva
PWM	Pulse Width Modulation
QSG	Quadrature Signal Generator
SOGI	Second Order Generalized Integrator
VF	Fluxo Virtual
VOC	Voltage Oriented Control
VSC	Conversor Alimentado em Tensão
ZOH	Zero Order Hold





## LISTA DE SÍMBOLOS

$e_{d,q}$	Erro das correntes do controlador PI em eixos $d, q$
$f$	Frequência da rede
$f_s$	Frequência de amostragem
$i_{a,b,c}$	Corrente das fases $a, b, c$
$i_{\alpha,\beta}$	Corrente em eixos $\alpha, \beta$
$\hat{i}_{\alpha,\beta}$	Corrente estimada em eixos $\alpha\beta$
$\tilde{i}_{\alpha,\beta}$	Erro das correntes em eixos $\alpha, \beta$
$i_{d,q}$	Corrente nos eixos direto e de quadratura
$i_{d,q}^*$	Corrente de referência nos eixos direto e de quadratura
$k_i$	Ganho integral do controlador PI
$k_p$	Ganho proporcional do controlador PI
L	Filtro indutivo
$p$	Potência ativa
$q$	Potência reativa
R	Resistência da linha
$s_{a,b,c}$	Sinal de controle dos interruptores do conversor para as fases $a, b, c$
$T_s$	Tempo de amostragem
$u_{abc,g}$	Tensão do conversor do lado da rede
$u_{\alpha,\beta}$	Sinal de controle nos eixos $\alpha, \beta$
$u_{d,q}$	Sinal de Controle nos eixos direto e de quadratura
$u_s$	Tensão do conversor
$v_{a,b,c}$	Tensão das fases $a, b, c$
$v_{a,b,c}^+$	Tensão de fase de sequência de positiva $a, b, c$
$v_{\alpha,\beta}$	Tensão de fase nos eixos $\alpha, \beta$
$v_{\alpha,\beta}^+$	Tensão de fase de sequência de positiva nos eixos $\alpha\beta$
$\hat{v}_{\alpha,\beta}$	Tensão estimada nos eixos $\alpha, \beta$
$\hat{v}_{\alpha,\beta}^+$	Tensão estimada de sequência positiva nos eixos $\alpha, \beta$
$\dot{\hat{v}}_{\alpha,\beta}^+$	Derivada da tensão estimada da sequência positiva nos eixos $\alpha, \beta$
$\hat{v}_{\alpha,\beta}^{90}$	Componente de quadratura do sinal de tensão de sequência positiva nos eixos $\alpha, \beta$
$\hat{v}_{\alpha,\beta}^{180}$	Componente deslocada de $180^\circ$ do sinal de tensão de sequência positiva nos eixos $\alpha, \beta$
$v_{d,q}$	Tensão de fase nos eixos direto e de quadratura
$V_{cc}$	Tensão do barramento CC
$\hat{V}_{cc}$	Tensão de referência do barramento CC
$\hat{v}_L$	Tensão estimada de linha
$x_{d,q}$	Estados do controlador PI em eixos $d, q$
$\Psi_S$	Fluxo do Conversor
$\theta$	Posição angular da rede
$\hat{\theta}$	Posição angular estimada da rede

## LISTA DE SÍMBOLOS

---

$\hat{\gamma}, \gamma_n$	Posição angular estimada e setor da técnica DPC
$\hat{\gamma}_\Psi$	Posição Angular Estimada do Vetor de Fluxo Virtual
$\hat{\Psi}_L$	Fluxo Estimado da Linha
$\omega$	Frequência angular da Rede
$\hat{\omega}$	Frequência Estimada da Rede
$\sigma_{\alpha,\beta}$	Função de Comutação em eixos de coordenadas $\alpha, \beta$ do observador DSM
$\sigma_i$	Superfície de deslizamento do observador DSM
$\gamma_i$	Limites da superfície de deslizamento do observador DSM
$sign()$	Função Sinal

# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	27
1.1 Introdução geral .....	27
1.2 Revisão bibliográfica .....	28
1.2.1 Motivação para Operação sem Sensores de Tensão .....	28
1.2.2 Revisão dos Métodos de Sincronismo .....	31
1.3 Objetivos da dissertação .....	37
<b>2 CONVERSORES CONECTADOS À REDE COM CON- TROLE DE CORRENTE SEM SENSOR DE TENSÃO</b> ...	39
2.1 Introdução .....	39
2.2 Voltage Oriented Control - VOC .....	39
2.3 Direct Power Control - DPC .....	42
2.4 Virtual Flux - VF .....	45
2.5 Virtual Flux Direct Power Control - VF-DPC .....	47
2.6 Virtual Flux Oriented Control - VFOC .....	48
2.7 Dual Virtual Flux - DVF .....	50
2.8 Dual Virtual Flux Second Order Generalized Integrator - DSOGI-VF	52
2.9 Conclusão .....	54
<b>3 OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES APLICADO A CONVERSORES CONTROLADOS EM CORRENTE SEM SENSOR DE TENSÃO</b> .....	55
3.1 Introdução .....	55
3.2 Apresentação do Sistema e Modelo da Rede .....	55
3.2.1 Modelagem da rede .....	56
3.2.1.1 Transformação para eixos de coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ .....	58
3.2.1.2 Transformação para eixos de coordenadas Síncronas $dq$ .....	61
3.3 Observador por Modos Deslizantes em Tempo Discreto .....	63
3.3.1 Condições de Estabilidade do Observador de corrente DSM .....	65
3.4 Separador de Sequência de Fase Positiva .....	69
3.4.1 Projeto Fitros Passa-Baixas de Segunda Ordem .....	70
3.5 Estimação da Frequência da Rede e da Posição .....	73
3.6 Controlador de Corrente .....	74
3.7 Conclusão .....	80
<b>4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS</b> .	81
4.1 Resultados obtidos em Simulação .....	81
4.2 Resultados Experimentais .....	91
4.3 Conclusão .....	99

<b>5 CONCLUSÃO GERAL</b> .....	101
5.1 Considerações Gerais .....	101
5.2 Publicações .....	102
5.3 Sugestões para trabalhos futuros .....	102
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	103

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Introdução geral

Mundialmente a demanda por eletricidade tem aumentado progressivamente nos últimos anos e há um aumento na queima de combustíveis fósseis pelos setores de produção de energia para atender as necessidades das demandas. De acordo com a Agência Internacional de Energia (IEA) dois terços da produção da energia global é atingida pela queima de combustíveis fósseis o que provoca mudanças no clima, como o aquecimento global, e impactos ambientais. Também com o aumento dos preços desses combustíveis muitos pesquisadores e políticos estão tomando face do problema de que as fontes de energia baratas estão se esgotando e novas soluções são necessárias. Com o objetivo de reverter esse quadro eles tem apostado na utilização de fontes de energias limpas, chamadas de energias renováveis, tais como, solar, dos ventos, das marés, entre outras. Assim, com o auxílio da eletrônica de potência, há o surgimento e constante ampliação dos sistemas de geração distribuída (DG) com o intuito de apoiar essas fonte de energias renováveis (KULKA, 2009).

Os sistemas de geração de energia distribuída (DG) tem causado um impacto significativo no mercado de energia elétrica e irão certamente afetar o cenário da energia em um futuro próximo. Estes sistemas incluem sistemas de geração de energia fotovoltaicos, turbinas eólicas, microturbinas, células de combustível, motores de combustão interna, entre outros. Além disso, muitos sistemas de armazenamento de energia como baterias e *flywheel* são utilizados para armazenar o excesso de eletricidade produzida. Este armazenamento de energia pode ser entregue a rede quando necessário, para eliminar grandes investimentos em fontes geradoras. Todas essas tecnologias para sistemas de distribuição e geração de energia requerem capacidades específicas de conversores eletrônicos de potência para converter a energia gerada em energia utilizável que pode ser conectada diretamente com a rede ou utilizada por consumidores (CHAKRABORTY; KRAMER; KROPOSKI, 2009). Assim, a conversão eletrônica de energia elétrica é a tecnologia chave para aumento da eficiência para a geração de energia ou armazenamento (SUUL, 2012).

Dessa forma, os conversores alimentados em tensão (*Voltage Source Converters - VSC*) tem emergido como topologia dominante para o controle de aplicações trifásicas utilizadas para recursos de energia distribuída como sistemas fotovoltaicos e sistemas de células de combustível, os quais providenciam uma saída CC e dependem dos conversores para a integração com a rede elétrica CA. Como uma das vantagens tem-se que a aplicação de conversores alimentados em tensão é encontrada em diversas faixas de potência, sendo que a maioria aparece na faixa de baixa e média potência onde se destacam a aplicação

para painéis fotovoltaicos, acionamento de motores e turbinas eólicas. Há também a utilização em sistemas de grande potência tais como sistemas de distribuição de energia em corrente contínua (CC) de alta tensão (HVDC) (SUUL, 2012).

Porém, a adição de eletrônica de potência trás custos para os investimentos de capital dos sistemas DG juntamente com alguns problemas de confiabilidade. Portanto, o uso generalizado de energia distribuída requer topologias de eletrônica de potência que são menos caras e mais confiáveis. O uso de eletrônica de potência modular é uma maneira de lidar com essas questões. Adoção de blocos funcionais que podem ser usados para várias aplicações resulta em alto volume de produção e redução do esforço de engenharia, testes de projeto, instalação e manutenção no local para aplicações específicas do cliente (CHAKRABORTY; KRAMER; KROPOSKI, 2009).

A redução dos custos do sistema, bem como o aumento da confiabilidade e modularidade destes conversores é desejável, não só para o aumento da utilização e popularização, mas também para a sua padronização e realização da conexão de sistemas de geração distribuída com a rede elétrica. Um dos meios de atingir esses requisitos é utilizando o mínimo de sensores possíveis. Outra maneira é a escolha do melhor método de sincronismo e controle. Na próxima seção será realizada a revisão bibliográfica, onde serão vistas as principais motivações para operação de conversores sem a utilização de sensores de tensão, e será realizada uma revisão sobre os principais métodos de sincronismo *voltage sensorless*.

## 1.2 Revisão bibliográfica

Nesta seção serão apresentados as principais motivações para trabalhar com conversores conectados à rede de energia elétrica sem a utilização de sensores de tensão. Será também realizada a revisão bibliográfica sobre este assunto, onde serão apresentados os principais métodos para sincronismo e controle desses conversores com a rede de energia elétrica desenvolvidos até o presente momento. No capítulo seguinte serão detalhados e explicados os principais métodos apresentados na revisão bibliográfica.

### 1.2.1 Motivação para Operação sem Sensores de Tensão

Métodos tradicionais de conexão de conversores alimentados em tensão com a rede elétrica utilizam no mínimo cinco sensores, dos quais, dois são para as medidas das correntes de linha, um para a medida da tensão do barramento CC e os outros dois para as medidas das tensões de linha da rede (AGIRMAN; BLASKO, 2003; BLASKO; KAURA, 1997; MOHAMED; EL-SAADANY; SALAMA, 2009). Esse número de sensores

aumentam para o caso de operações de conversores em paralelo e de sistemas a quatro fios. No entanto é possível realizar a operação destes conversores conectados à rede com um número reduzido de sensores (SUUL, 2012). Dessa forma, durante os últimos anos tem aumentado as pesquisas e o desenvolvimento de diferentes técnicas de controle para a operação desses conversores quando conectados a rede de elétrica sem a utilização de alguns sensores.

Encontram-se na literatura diferentes métodos para o projeto e operação desses sistemas com número reduzido de sensores, dos quais tem-se a operação sem a utilização de sensores de tensão do lado da rede (*Voltage Sensorless*) (ITO; KANNO; KAWAUCHI, 1994; NOGUCHI et al., 1996; NOGUCHI et al., 1998; AGIRMAN; BLASKO, 2003; MOHAMED; EL-SAADANY; SALAMA, 2009), operação sem sensores de corrente de linha (*Current Sensorless*) (SMIDT; DUARTE, 1995; BHOWMIK et al., 1997), operação com apenas um sensor para medida de tensão do barramento CC (LEE; LIM, 2002) e operação somente com sensores de corrente de linha (OHNUKI; MIYASHITA O. LATAIRE, 1999).

Deve ser ressaltado que os sensores de corrente de linha da rede são essenciais para a proteção do conversor para o caso de ocorrer sobre-corrente, sendo assim, o projeto desses sistemas preferem, em sua maioria, remover somente os sensores de tensão de linha (NOGUCHI et al., 1998; HANSEN et al., 2000). Além disso, os sensores de corrente de linha são frequentemente uma parte integrante do módulo físico do conversor, enquanto que, os sensores de tensão de linha devem ser instalados posteriormente no lado da rede do filtro indutivo, fazendo com que as medidas dos sinais de tensão sejam interrompidas por interferência eletromagnética (EMI) e dano físico (NOGUCHI et al., 1998). Assim, a operação desses sistemas sem o uso de sensores de tensão é mais simples e comum do que com a remoção de outros sensores, obtendo menores desvantagens com relação à proteção do conversor, complexidade de implementação e realização do sistema de controle (SUUL, 2012).

As principais motivações para a implementação desses sistemas operando sem sensores de tensão podem ser resumidos pelas seguintes considerações:

(i.) Custo reduzido:

Com projeto sem o uso de sensores de tensão de linha, o custo de pelo menos dois sensores de tensão de linha e da fiação, proteções, condicionamento para estes sinais e sistema de controle para estes pode ser evitado (ITO; KANNO; KAWAUCHI, 1994; AGIRMAN; BLASKO, 2003; HANSEN et al., 2000; MOHAMED; EL-SAADANY; SALAMA, 2009; MOHAMED; EL-SAADANY, 2008).

(ii.) Possibilidade de aumento de modularidade:

Em alguns casos é ideal que se tenha módulos dos conversores iguais, com apenas sensores de corrente de linha e de tensão do barramento CC. Também é ideal que

o hardware de controle seja idêntico, utilizando as mesmas medidas de corrente de entrada (BARRASS; CADE, 1999; KWON et al., 1999; KWON; YOUM; LIM, 1999), sendo a única diferença na questão do software.

**(iii.)** Aumento da confiabilidade do sistema:

Com a operação sem sensores de tensão de linha irão ser reduzidos o número de componentes que podem vir a falhar, sendo assim a confiabilidade com relação à interrupção da operação por falha desses sensores será aumentada (HANSEN et al., 2000; MOHAMED; EL-SAADANY; SALAMA, 2009; MOHAMED; EL-SAADANY, 2008; OHNISHI; FUJII, 1997). Frequentemente, dependendo da aplicação, as medidas de tensão são sujeitas a riscos de mau funcionamento ou a rompimento de cabos, pois, elas são instaladas a alguma distância do módulo do conversor, o que também aumenta o risco desses sinais sofrerem interferência eletromagnética antes de chegar ao controlador (NOGUCHI et al., 1998). Assim, é interessante desenvolver esses sistemas sem o uso desses sensores de tensão, pois, mesmo que estes sejam instalados e operem utilizando sensores de tensão de linha para operação normal, em caso de falha dessas medidas o algoritmo *Voltage Sensorless* passa a operar, garantindo a operação ininterrupta desse sistema (SUUL, 2012).

**(iv.)** Aumento da flexibilidade e melhoria de desempenho do sistema de controle do conversor:

Em alguns casos, os métodos de estimação necessários para a operação desses conversores sem a utilização de sensores de tensão de linha podem ser utilizados para evitar erros e atrasos de medidas para a compensação dos sinais de realimentação de controle. Também métodos de controle sem sensores de tensão têm sido requeridos para garantir robustez com conversores operando em paralelo quando trabalhando com divisão de potência entre ambos (MOHAMED; EL-SAADANY; SALAMA, 2009) e (MOHAMED; EL-SAADANY, 2008). Uso de técnicas de estimação para substituir as medidas de tensão de linha podem ser utilizadas para estimar as condições da rede em pontos que não são facilmente avaliados com medidas em tempo real. Isto pode ser utilizado para monitorar pontos relevantes da rede e providenciar informações úteis para a operação do conversor. A mesma aproximação pode ser utilizada para garantir flexibilidade na seleção do ponto de sincronismo do conversor com a rede elétrica e assim influenciar a realização e operação do conversor como indicado em (SUUL; UNDELAND, 2010; SUUL; UNDELAND, 2011).



### 1.2.2 Revisão dos Métodos de Sincronismo

Desde o início dos anos 1990 o tema de conversores alimentados em tensão (*Voltage Source Converter* - VSC) conectados a rede de energia elétrica sem o uso de sensores de tensão tem recebido significativa atenção na literatura, onde varias estratégias de controle e sincronismo tem sido propostas. Portanto nessa seção será realizada uma revisão sobre os trabalhos publicados, sendo os principais abordados detalhadamente no próximo capítulo.

Em 1994 em uma conferência no Japão, foi apresentado, por Takeshita, Kobayashi e Matsui (1994) um método para conexão de VSC à rede de energia elétrica sem o uso de sensores de tensão. A estratégia de sincronismo e controle fora totalmente desenvolvida em tempo discreto utilizando estratégia de controle orientado em tensão (*Voltage Oriented Control* - VOC) para controle das correntes de linha utilizando controladores PI em eixos síncronos. A estimação da tensão de linha e do ângulo de fase da rede, para realização do sincronismo, foi atingida baseada no projeto de observadores de corrente em eixos síncronos. Apesar do bom desempenho apresentado, este método necessitava de uma estimação inicial do ângulo de partida do sistema, e as características do controle eram afetadas pela variação paramétrica da planta.

Ainda no mesmo ano Ito, Kanno e Kawauchi (1994) propõem um método *Voltage Sensorless* também baseado na utilização de observadores de corrente, em que o erro do ângulo da tensão da rede estimado é levado à zero por um controlador do ângulo de fase baseado na série de Fourier. O método apresentou um bom desempenho, porém assim como em (TAKESHITA; KOBAYASHI; MATSUI, 1994) características indesejadas de variação paramétrica foram observadas.

Baseando-se na teoria das potências instantâneas desenvolvida para sistemas trifásicos por (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1983), Ohnishi (1991) deu o passo inicial ao controle direto de potência (*Direct Power Control* - DPC) aplicado a VSC conectados a rede elétrica, em que realiza o controle e o sincronismo através do cálculo das potências instantâneas ativas e reativas. Seguindo esta linha Noguchi et al. (1996), baseando-se na técnica de controle direto de torque (*Direct Torque Control* - DTC) aplicado a máquinas elétricas, publicou trabalho em uma conferência local japonesa onde o DPC era desenvolvido com o auxílio de uma tabela de comutação, porém estes trabalhos ainda faziam o uso de sensores de tensão.

Dando continuidade aos trabalhos apresentados a cerca do DPC, Noguchi et al. (1998) faz a publicação para conversores conectados à rede aplicando o método *Voltage Sensorless* para atingir o sincronismo e realizar o controle do sistema. Neste trabalho a estimação da tensão da rede é realizada baseando-se no cálculo das potências ativas e reativas no lado da rede do filtro indutivo. A estimação das potências é baseada nas derivadas das correntes medidas no filtro, juntamente com a medida obtida do barramento CC e dos estados de comutação das chaves.

Da mesma forma, a técnica de estimação das tensões baseada no cálculo das potências foi utilizada para a estratégia VOC, conforme (HANSEN et al., 2000), onde foi realizada a comparação entre as estratégias DPC e VOC. A partir do qual ficou claro que a tensão estimada a partir das derivadas das correntes de linha medidas é sensível a ruídos e a distúrbios, ocasionando erros de estimativa, o que faz necessário o uso de um grande filtro indutivo e uma alta frequência de amostragem para obter boa precisão.

Ainda da comparação das duas técnicas foi possível notar que a técnica DPC apresentava como outra desvantagem necessitar de uma frequência de comutação variável a fim de evitar distorções das correntes de linha. Outra desvantagem das técnicas apresentadas por (NOGUCHI et al., 1998) e (HANSEN et al., 2000) é que a estimação do vetor de tensão é obtida da divisão da amplitude do vetor de corrente, o que torna o método inadequado no caso de baixas ou nenhuma corrente circulante nos filtros indutivos.

Dessa forma em meados dos anos 2000 Malinowski (2001), Malinowski et al. (2001) e Malinowski et al. (2000), propõem estratégias *Voltage Sensorless* aplicada a VSC conectados à rede elétrica baseando-se na ideia do fluxo virtual (*Virtual Flux* - VF). Este método surge em analogia ao conceito do fluxo eletromagnético de máquinas elétricas de indução, porém, neste caso o objetivo é a reconstrução da forma de onda da tensão.

O conceito do VF aplicado a VSC conectados à rede elétrica começou a ser trabalhado em meados dos anos 1990 com destaque para (DUARTE J.L. ; VAN ZWAM, 1999), em que a rede elétrica fora considerada como uma grande máquina virtual tendo como vantagem de que o "fluxo do entreferro" desta máquina virtual poderia ser medido de forma direta. Assim, o fluxo elétrico estimado é baseado na saída da tensão do conversor, de forma similar ao fluxo eletromagnético estimado em máquinas elétricas. A tensão que será integrada é frequentemente calculada a partir das tensões do barramento CC, do conversor e dos estados de comutação dos interruptores como discutido em (MALINOWSKI, 2001), (MALINOWSKI et al., 2001; MALINOWSKI et al., 2000; MALINOWSKI M. ; JASINSKI, 2004; KULKA, 2009; SUUL et al., 2010; SUUL J.A. ; LUNA, 2012b; SUUL J.A. ; LUNA, 2012a; SUUL, 2012).

Malinowski et al. (2001) desenvolve um método para estimação do VF aplicado a técnica DPC, na tentativa de evitar problemas de estimação do vetor de tensão que haviam sido relatadas em (NOGUCHI et al., 1998). Dessa forma, o VF é estimado para então ser realizado o cálculo da potência. Como vantagens deste método têm-se menos ruído nas potências estimadas, devido ao comportamento de filtro passa-baixas que este método assume, são evitadas derivadas das medidas das correntes de linha e é necessária uma menor frequência de amostragem em relação ao DPC. Como desvantagens, seguem as mesmas da técnica DPC sendo a principal delas a frequência de comutação variável.

Para contornar esses problemas, Malinowski (2001) investiga diferentes técnicas *Voltage Sensorless* abrindo caminho para a estratégia de controle de fluxo virtual orientado em tensão (*Virtual Flux Oriented Control* - VFOC), onde o sincronismo com a rede

passa a ser orientado ao ângulo de fase obtido com a estimação do VF. Em 2003 Malinowski M. ; Kazmierkowski (2003) realiza um estudo sobre as principais estratégias de controle *Voltage Sensorless* abordadas em (MALINOWSKI, 2001), de onde conclui que métodos de controle com frequência de comutação variável irão requerer um sistema de controle que opere com uma frequência de amostragem maior que a média de frequência de comutação do conversor. Ainda, em 2004 o mesmo autor, (MALINOWSKI M. ; JASINSKI, 2004), visando contornar os problemas de frequência variável, propõem uma técnica VF de controle direto de potência com o uso de modulação Space Vector (DPC-SVM), onde consegue eliminar o problema da frequência de comutação variável da técnica DPC.

Dando seqüência aos trabalhos utilizando o conceito de VF, Kulka (2009) propõe um método em que existem dois estimadores de VF trabalhando em paralelo (*Dual Virtual Flux* - DVF). Este método segue os princípios de controle do VOC, sendo que o ângulo estimado para as transformações em eixos síncronos é estimado tanto para a seqüência de fase positiva quanto para a seqüência de fase negativa, podendo-se controlar independentemente as correntes para cada seqüência de fase. A separação em seqüências de fases é realizada durante a estimação e cálculo do VF utilizando filtros passa baixas de segunda ordem. Este método permite trabalhar com a rede em desequilíbrio e minimizar significativamente os problemas referentes a questões de faltas que possam ocorrer na rede. Embora o método seja muito eficiente, ainda há a necessidade de um algoritmo para estimação do ângulo de partida da rede, conforme (TAKESHITA; KOBAYASHI; MATSUI, 1994).

Ainda no contexto da utilização do VF, entre os anos de 2010 e 2012, Suul et al. (2010), Suul J.A. ; Luna (2012a) e Suul J.A. ; Luna (2012b), Suul (2012), propõem um novo método de sincronismo (*Voltage Sensorless*). A realização deste método é feita utilizando dois filtros passa-baixa, baseados no conceito de integradores de segunda ordem com frequência de corte adaptativa, operando em paralelo para obtenção dos sinais de VF (*Virtual Flux Dual Second Order Generalized Integrator* - DSOGI-VF). A principal vantagem deste método é que a estimação do VF pode ser realizada durante condições de desequilíbrio da rede. Outro destaque fica para boa resposta dinâmica do sistema se comparada a outras técnicas apresentadas na literatura, superando inconvenientes dos métodos tradicionais de VF no que diz respeito às variações de frequência e em condições de desequilíbrio da rede, também não necessita de procedimento de partida.

Além das estratégias *Voltage Sensorless* que utilizam os princípios do VOC já comentadas, existem vários outros trabalhos que se baseiam neste princípio, onde cada uma varia o método para realizar o sincronismo bem como o controle das correntes.

As estratégias de sincronismo aplicadas em (BARRASS; CADE, 1999; KWON et al., 1999; KWON; YOUM; LIM, 1999), são muito semelhantes, onde o ângulo de fase é obtido a partir da saída dos controladores de corrente em eixos síncronos. Barrass e

Cade (1999) desenvolveram um método *Voltage Sensorless* de sincronismo baseado na medida indireta da tensão (*indirect voltage sensing - IVS*), onde o sincronismo com a rede foi baseada no sinal de saída dos controladores de corrente PI desenvolvidos em eixos síncronos. O ângulo de fase resultante da saída de um dos controladores foi utilizado como entrada para um PLL, providenciando o ângulo de fase utilizado para as transformações em eixos síncronos e para a modulação *Space Vector* da saída do conversor. Kwon et al. (1999) e Kwon, Youm e Lim (1999) seguem a ideia do IVS, na qual o ângulo de fase da rede é estimado a partir das saídas dos controladores PI em eixos síncronos, mas o cálculo é realizado através do arco-tangente entre as variações de tensão em eixos direto e de quadratura.

Nestes métodos anteriormente comentados há a necessidade de um algoritmo para detecção do ângulo de partida da rede, da mesma forma que em (TAKESHITA; KOBAYASHI; MATSUI, 1994; ITO; KANNO; KAWAUCHI, 1994; KULKA, 2009), o qual é realizado provocando-se dois curtos-circuitos no conversor em um intervalo de tempo pequeno, de modo a medir as correntes resultantes e assim determinar o ângulo de partida do sistema.

As estratégias de sincronismo *Voltage Sensorless* desenvolvidas em (ZHU et al., 2003; KENNEL; LINKE; SZCZUPAK, 2003; SZCZUPAK; KENNEL, 2004; KENNEL; SZCZUPAK, 2005) são semelhantes, pois, fazem uma estimação da tensão da rede baseada no modelo de referência da planta. Zhu et al. (2003) apresenta um método de controle, que pode operar como inversor, retificador ou bost PFC. Para o sincronismo é utilizado um estimador de tensão e um algoritmo para determinar o ângulo de fase da rede, o qual converge rapidamente e atualiza os parâmetros do ângulo online. Além disso, segundo o autor, o método é capaz de detectar quando há falta da rede, providenciando função de anti-ilhamento para a maioria das circunstâncias. O sistema se mostra robusto para instabilidades da rede, mas o autor considera que mais estudos devam ser realizados, como análise de variações paramétricas, proteções e funções de anti-ilhamento.

De 2003 a 2005 Kennel, Linke e Szczupak (2003), Szczupak e Kennel (2004), Kennel e Szczupak (2005), realizam a estimação da tensão da rede e do do ângulo de fase baseando-se no modelo de referência da planta. São avaliadas situações de perturbações na rede, tais como desequilíbrios, sobre e sub-tensões e perda de fase. É avaliada também a questão da sensibilidade ao erro do valor estimado da indutância da rede, onde percebe-se uma defasagem entre o ângulo real e o ângulo estimado da rede. Este erro somente afeta o regime transitório do sistema de modo que conclui-se que métodos de sincronismo e controle *Voltage Sensorless* equivalem-se a métodos que utilizam sensores de tensão.

Baseando-se em métodos que utilizam observadores de correntes, como já visto em (TAKESHITA; KOBAYASHI; MATSUI, 1994; ITO; KANNO; KAWAUCHI, 1994), foram desenvolvidos novos estudos referentes a estimação de tensão baseando-se em técnicas mais avançadas de controle que são encontradas em (KNAPCZYCK; PIENKOWSKI, 2005;

BOLSENS et al., 2005; AHMED et al., 2008; AHMED et al., 2009; MOHAMED; EL-SAADANY; EL-SHATSHAT, 2007; MOHAMED; EL-SAADANY, 2008; MOHAMED; EL-SAADANY; SALAMA, 2009; MOHAMED; EL-SAADANY, 2011).

A técnica de sincronismo *voltage sensorless* aplicada VSC proposta por Knapczyck e Pienkowski (2005) realiza a estimação da tensão e a determinação do ângulo de fase da rede utilizando um observador de corrente em eixos síncronos por modos deslizantes (*Sliding-Mode*). O método aplicado mostra-se robusto a flutuações da rede, a variações de parâmetros do sistema e a distúrbios de carga. Como desvantagem, o método é totalmente desenvolvido em tempo contínuo, o que limita a análise para aplicações reais devido as provas de estabilidade perderem a validade quando realizado em tempo discreto.

Ahmed et al. (2008), Ahmed et al. (2009) propõem uma estratégia de controle de corrente *voltage Sensorless* utilizada em sistemas de geração distribuída (DG) onde uma estratégia de controle adaptativo é adicionada ao sistema para estimar a tensão de linha e prover o sincronismo. De modo a compensar o atraso nos cálculos é empregado um filtro de Kalman modificado para estimar os estados das variáveis de controle com um passo de antecedência atualizando os estados antes do intervalo de amostragem acabar. São desenvolvidas três malhas de controle de corrente, onde a malha da corrente de linha garante a referência de operação em regime permanente, utilizando um PLL para obter o ângulo da rede das tensões estimadas pelo filtro.

Mohamed, El-Saadany e El-Shatshat (2007), Mohamed e El-Saadany (2008), Mohamed, El-Saadany e Salama (2009), Mohamed e El-Saadany (2011) apresentam um novo observador naturalmente adaptativo e robusto que posteriormente é aprimorado e chamado de observador de redes neurais. Este observador é aplicado a sistemas DG, onde os parâmetros são variantes no tempo e impactam diretamente na execução dos controladores e dos algoritmos de estimação. Nestes trabalhos são desenvolvidos dois observadores que operam em paralelo de forma a estimar em tempo real a tensão da rede no PCC e os parâmetros como indutância e resistência da rede. A estratégia de controle utilizada assemelha-se a VOC, porém ao invés da utilização de controladores PI são utilizados controladores *deadbeat*. São incluídos no método de controle utilizado, cálculos de atraso e a natureza dos sinais PWM como ZOH. Como desvantagem da técnica apresentada é que há um maior esforço computacional, devido a utilização de algoritmos adaptativos em tempo real.

Outras técnicas de controle *Voltage Sensorless* aplicadas a VSC surgiram no decorrer deste tempo sem que se utilizassem técnicas baseadas nas comentadas até o momento. Dessa forma, Ohnishi e Fujii (1997) propôs uma técnica baseada no rastreamento da frequência de operação com base no balanço de potência entre a fonte de energia CA e de carga CC de modo que o sincronismo não fosse sensível a variação dos parâmetros do circuito. A frequência e o ângulo da rede foram estimados a partir da medida do barramento CC. Este método mostrou-se confiável, de boa eficiência e com resposta rápida.

Chattopadhyay e Ramanarayanan (2001), Chattopadhyay e Ramanarayanan (2004) propõem um método de controle *Voltage Sensorless* aplicado a conversores conectados a rede elétrica que elimina qualquer transformação para eixos de coordenadas síncronas, como consequência uma malha PLL para estimação do ângulo da rede não é necessária. O objetivo do controle é modelar a corrente de linha como se fosse a tensão através do uso do conceito de um emulador de resistência em tempo discreto. Os estados de comutação das chaves são determinados pelo uso de dois controladores de corrente em eixos de coordenadas  $\alpha\beta$ . O sincronismo é atingido através de um algoritmo que mantém o rastreamento do setor onde se encontra o vetor de tensão no plano  $\alpha\beta$ .

Embora exista na literatura uma grande quantidade de trabalhos propostos, quando se avalia a questão de distúrbios e de desequilíbrios presentes na rede, estes trabalhos se restringem, sendo que em alguns trabalhos como (KENNEL; LINKE; SZCZUPAK, 2003; SZCZUPAK; KENNEL, 2004; KENNEL; SZCZUPAK, 2005) essa investigação é assumida para pequenos valores de desequilíbrio da rede. Os primeiros trabalhos que apresentaram uma investigação mais detalhada são (JOO; SONG; NAM, 2001; SONG; JOO; NAM, 2003).

Primeiramente Joo, Song e Nam (2001) propõe um método *voltage sensorless* onde são estimadas separadamente as componentes de normais e em desequilíbrio da tensão da rede utilizando um estimador modificado de ordem reduzida. Os ruídos de medida são evitados através da utilização de variáveis auxiliares. Segundo os autores é robusto a ruídos de medidas e apresenta um bom desempenho em regime transitório. Posteriormente, Song, Joo e Nam (2003) descreve um estimador de tensão com o objetivo de operar com desequilíbrios da rede, sendo assim são estimadas tanto as sequências de fase positiva quanto negativas. É efetuado o sincronismo para cada uma das sequências de fase, a estimar as tensões da rede em eixo direto e de quadratura para cada uma dessas sequências. Este método introduz a estratégia da operação de controle de corrente em paralelo (*Dual Current Controller* - DCC), onde são controladas separadamente as correntes em eixos síncronos para cada sequência de fase.

A partir desses métodos surgiram outros, Lee et al. (2008), Lee et al. (2009a), Lee et al. (2009b) propõem um método baseado em observadores em tempo contínuo a fim de estimar as sequências de fase positiva e negativa. Seguindo o princípio do controle de corrente e sincronismo em paralelo (DCC) outros autores também investigaram questões de desequilíbrio da rede. Em Kulka (2009) foi utilizado princípio de separação de sequência de fase utilizando filtros passa-baixa de segunda ordem, enquanto que Suul (2012) propõe um método conhecido como DSOGI - VF. Já, Mohamed, A-Rahman e Senthapathy (2012) avaliam a questão da compensação do desequilíbrio de tensão da rede e de distúrbios por meio de um estimador adaptativo de parâmetros baseado no modelo interno semelhante aos métodos apresentados em (MOHAMED; EL-SAADANY; EL-SHATSHAT, 2007; MOHAMED; EL-SAADANY, 2008; MOHAMED; EL-SAADANY;

SALAMA, 2009; MOHAMED; EL-SAADANY, 2011). Nos métodos apresentados em (CHATTOPADHYAY; RAMANARAYANAN, 2001; CHATTOPADHYAY; RAMANARAYANAN, 2004) também são avaliados questões de desequilíbrio, sendo que o objetivo é manter as tensões e correntes trifásicas equilibradas.

Dentro das estratégias de sincronismo vistas, as que utilizam observadores de corrente, (TAKESHITA; KOBAYASHI; MATSUI, 1994; ITO; KANNO; KAWAUCHI, 1994; KNAPCZYCK; PIENKOWSKI, 2005; BOLSENS et al., 2005; AHMED et al., 2008; AHMED et al., 2009; MOHAMED; EL-SAADANY; EL-SHATSHAT, 2007; MOHAMED; EL-SAADANY, 2008; MOHAMED; EL-SAADANY; SALAMA, 2009) e (MOHAMED; EL-SAADANY, 2011), chamam a atenção, pois, essas estratégias são muito eficazes na obtenção do vetor de tensão, porém algumas necessitam de algoritmos para obtenção da posição angular inicial da rede. Quando são consideradas questões de distúrbios na rede, esses métodos acabam se tornando complexos e na sua grande maioria exigem um grande esforço computacional. Outra questão é que alguns são desenvolvidos em tempo contínuo e acabam perdendo sua validade em aplicações reais. Assim surge a motivação para desenvolvimento desta dissertação dentro desta linha, onde o observador deve ser projetado em tempo discreto, ser de entendimento simples e não necessitar de grande esforço computacional. Sendo assim este será o foco deste trabalho.

Visto a motivação para a operação de VSC conectados a rede elétrica sem o uso de sensores de tensão, bem como da necessidade da utilização de métodos que sejam capazes de suprir questões de desequilíbrios e variações na frequência da rede. Na próxima seção serão descritos a proposta do trabalho bem como os objetivos desta dissertação. Também será realizada uma descrição dos assuntos que serão abordados em cada capítulo.

### 1.3 Objetivos da dissertação

Esta dissertação propõe um sistema de controle de corrente em eixos síncronos *voltage sensorless* aplicado VSC conectados à rede elétrica. A principal motivação do trabalho é proporcionar o sincronismo do conversor com a rede elétrica, operando sobre condições adversas da rede, como possíveis desequilíbrios, sobre e sub tensões e variações de frequência, tais como *phase-jump*. Para isso, são utilizados um bloco contendo o observador de corrente por modos deslizantes em eixos estacionários totalmente desenvolvido em tempo discreto, um bloco contendo o separador de sequência de fase (PSS) e um bloco contendo o algoritmo para adaptação da frequência. A partir do observador obtêm-se a informação da componente fundamental da tensão da rede estimada, após, através do PSS, obtêm-se a informação do ângulo de sequência de fase positiva da rede.

Dentre as principais características deste trabalho estão a operação de VSC conectados a rede elétrica sem a utilização de sensores de tensão. O sistema de controle

das correntes e de sincronismo com a rede deve ser desenvolvido totalmente em tempo discreto, ser robusto apresentando boa resposta a faltas na rede que possam provocar desequilíbrios e *phase-jump* e apresenta uma ótima resposta transitória. Além disso, os sistema deve partir sem a utilização de algoritmos de partida.

Como objetivos específicos tem-se:

- (i.) Desenvolver um estimador das tensões da rede elétrica;
- (ii.) Demonstrar o seu desempenho por simulação;
- (iii.) Implementar o algoritmo proposto em DSP;
- (iv.) Apresentar resultados de simulação e experimentais que validem as análises teóricas e demonstrem o bom desempenho do sistema proposto.

Os capítulos desta dissertação estão organizados na forma que segue.

O Capítulo 1 apresenta a motivação e os objetivos da dissertação, além de uma revisão bibliográfica sobre o tema a fim de contextualizar a dissertação na realidade atual.

O Capítulo 2 apresenta a descrição e comparação sobre os principais métodos de controle e sincronismos aplicados a VSC conectados a rede elétrica sem o uso de sensores de tensão.

O Capítulo 3 apresenta o sistema proposto, onde são desenvolvidos um observador por modos deslizantes em tempo discreto, um método para a separação da sequência de fase positiva do ângulo de fase da rede e a estratégia de controle utilizada.

O Capítulo 4 apresenta os resultados de simulação e experimentais.

No Capítulo 5 apresenta a conclusão geral da dissertação.



## 2 CONVERSORES CONECTADOS À REDE COM CONTROLE DE CORRENTE SEM SENSOR DE TENSÃO

### 2.1 Introdução

Nas últimas décadas tem sido desenvolvido uma grande quantidade de métodos para o controle e sincronismo de conversores conectados à rede de alimentação sem a utilização de sensores de tensão. Os princípios dos métodos desenvolvidos para a operação *voltage sensorless* de VSC conectados à rede elétrica são derivados de métodos de *sensorless* para o controle de máquinas elétricas CA. Dentre os principais métodos abordados na literatura temos a técnica de controle orientado na tensão da rede (*Voltage Oriented Control* - VOC), a técnica de controle direto de potência (*Direct Power Control* - DPC) e a técnica de estimação da tensão a partir do fluxo virtual (*Virtual Flux* - VF) onde a rede elétrica é considerada uma grande máquina virtual. A partir desses métodos surgem outros tais como o controle direto de potência baseado no fluxo virtual (*Virtual Flux - Direct Power Control* - VF-DPC), o controle orientado no fluxo virtual (*Virtual Flux Oriented Control* - VFOC), o método de sincronismo utilizando duplos estimadores de fluxo virtual (*Dual Virtual Flux* - DVF) e um método para estimação do fluxo virtual baseado na utilização de duplos integradores de segunda ordem (*Dual Virtual Flux Second Order Generalized Integrator* - DSOGI-VF). Dessa forma neste capítulo serão apresentados cada um desses métodos analisando seus principais pontos positivos e negativos.

### 2.2 *Voltage Oriented Control* - VOC

A técnica de controle orientado no vetor de tensão da rede VOC é uma estratégia desenvolvida para ser usada com conversores conectados à rede de energia elétrica. Foi o primeiro método que permitiu a sincronização com a rede com base na teoria desenvolvida anteriormente para motores CA. É uma técnica muito popular e tem sido constantemente utilizada e comprovada garantindo boa dinâmica e performance estática através de malhas internas de controle de corrente (SUUL, 2012). Esta técnica de controle vem cada vez mais sendo aplicada sem o uso de sensores de tensão em inúmeros trabalhos, conforme visto na revisão bibliográfica, onde variam os métodos de controle de corrente e a forma como a tensão é estimada. O diagrama deste método de controle sem o uso de sensores de tensão de linha é mostrada na Figura 2.1

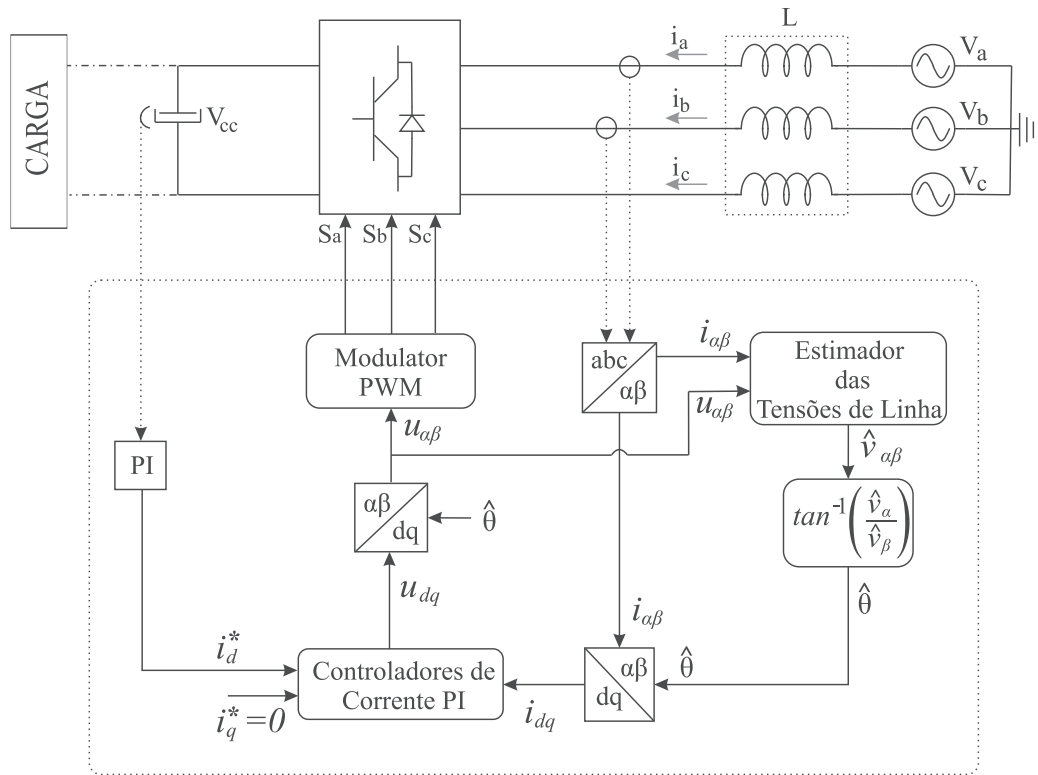


Figura 2.1 – Diagrama esquemático da técnica VOC.

A principal característica deste método é o processamento dos sinais dos controladores de corrente em dois sistemas de coordenadas. O primeiro sistema é o eixo de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  e o segundo é a utilização das variáveis em eixos de coordenadas síncronas  $dq$ . As correntes são medidas, transformadas para o eixo de coordenadas  $\alpha\beta$  e depois transformadas para eixos de coordenadas síncronas  $dq$ . A transformação em eixos  $dq$  é orientada com o ângulo estimado da rede.

A corrente correspondente ao eixo direto é responsável pelo controle da potência ativa, enquanto que a de eixo de quadratura é responsável pelo controle da potência reativa. Geralmente a referência de corrente de eixo direto é comandada a partir da saída do controle de tensão do barramento CC, para o caso do sistema operando como retificador, ou a partir de um referencial que determine a potência ativa entregue a rede, para o caso de operação no modo inversor. Já o eixo de quadratura deve ser referenciado a zero de modo a garantir fator de potência unitário. Este método requer no máximo três controladores PI a fim de realizar o sincronismo e de controle de corrente, podendo operar tanto para o controle de inversores como de retificadores, entregando potência ativa para a rede ou para a carga. A configuração final e a performance dos sistemas com VOC dependem da qualidade da estratégia de controle de corrente aplicado (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998).

O sincronismo com a rede é realizado a partir da estimação da tensão da rede. Esta estimação pode ser realizada por meio de várias técnicas, por exemplo, através do

processamento dos sinais das correntes medidas e de comutação das chaves conforme (NOGUCHI et al., 1998) e (HANSEN et al., 2000). Utilizando observadores (TAKESHITA; KOBAYASHI; MATSUI, 1994), (ITO; KANNO; KAWAUCHI, 1994), (KNAPCZYCK; PIENKOWSKI, 2005), (BOLSENS et al., 2005), (AHMED et al., 2008), (AHMED et al., 2009), (MOHAMED; EL-SAADANY; EL-SHATSHAT, 2007), (MOHAMED; EL-SAADANY, 2008), (MOHAMED; EL-SAADANY; SALAMA, 2009) e (MOHAMED; EL-SAADANY, 2011), entre outros citados na revisão bibliográfica.

Dentro das estratégias de sincronismo utilizadas para com este método de controle, deve se ressaltar as que utilizam observadores de corrente, (TAKESHITA; KOBAYASHI; MATSUI, 1994; ITO; KANNO; KAWAUCHI, 1994; KNAPCZYCK; PIENKOWSKI, 2005; BOLSENS et al., 2005; AHMED et al., 2008; AHMED et al., 2009; MOHAMED; EL-SAADANY; EL-SHATSHAT, 2007; MOHAMED; EL-SAADANY, 2008; MOHAMED; EL-SAADANY; SALAMA, 2009) e (MOHAMED; EL-SAADANY, 2011). Essas estratégias são muito eficazes na obtenção da posição angular do vetor estimado de tensão da rede, porém alguns desses trabalhos necessitam de algoritmos para obtenção da posição angular inicial da rede. Quando são consideradas questões de distúrbios na rede, esses métodos acabam se tornando complexos e na sua grande maioria exigem um grande esforço computacional. Outra questão é que alguns são desenvolvidos em tempo contínuo e acabam perdendo sua validade em aplicações reais. Assim surge a motivação para desenvolvimento desta dissertação dentro desta linha, onde o observador deve ser projetado em tempo discreto, ser de entendimento simples e não necessitar de grande esforço computacional.

Após a estimação das tensões de linha é realizado o cálculo da posição angular da tensão da rede, onde pode ser utilizada uma malha para rastreamento do ângulo de fase da rede (*Phase Locked Loop* - PLL). A operação com uma malha PLL dá confiabilidade aos resultados, calculando ângulo de forma mais suave, reduzindo o impacto das harmônicas da rede, bem como dos saltos de fase ou quedas de tensão (MALINOWSKI, 2001).

Apesar da grande aceitabilidade deste método dentro da literatura existem algumas desvantagens, dentre as quais pode-se citar que o controle das correntes do sistema é relacionado diretamente com a estratégia de sincronismo, sendo que em situações de desequilíbrio são necessários algoritmos extras. Há a existência do acoplamento entre as componentes ativas e reativas, sendo que alguma solução para o desacoplamento deve ser utilizada. São utilizadas transformações em eixos de coordenadas, o que torna mais complexo o sistema e faz com que controladores PI sejam requeridos (MALINOWSKI et al., 2001). Após a abordagem deste método, na próxima seção será apresentado o método de controle direto de potência (DPC).

2.3 Direct Power Control - DPC

A Figura 2.2 mostra o diagrama de blocos da técnica de controle e sincronismo de conversores conectados à rede de energia com o controle direto das potências instantâneas (*Direct Power Control* - DPC) proposta por (OHNISHI, 1991) e aprimorada posteriormente por Noguchi et al. (1996) e Noguchi et al. (1998). Este método possibilita alcançar fator de potência unitário através do controle direto das malhas de potências ativas e reativas sem o uso de sensores de tensão do lado da rede. Esta estratégia de controle não usa malhas internas de controle de corrente e não há bloco para a modulação PWM, pois os estados de comutação dos interruptores do conversor são selecionados por uma tabela de comutação baseada nos erros instantâneos entre as grandezas estimadas das potências ativas e reativas. Portanto, o ponto chave da implementação da estratégia DPC é uma correta e rápida estimação das potências ativa e reativa,(NOGUCHI et al., 1998) e (MALINOWSKI, 2001), semelhante a estratégia de controle direto de torque DTC aplicado a máquinas de indução e síncronas, onde são controlados o torque e o fluxo máquina.

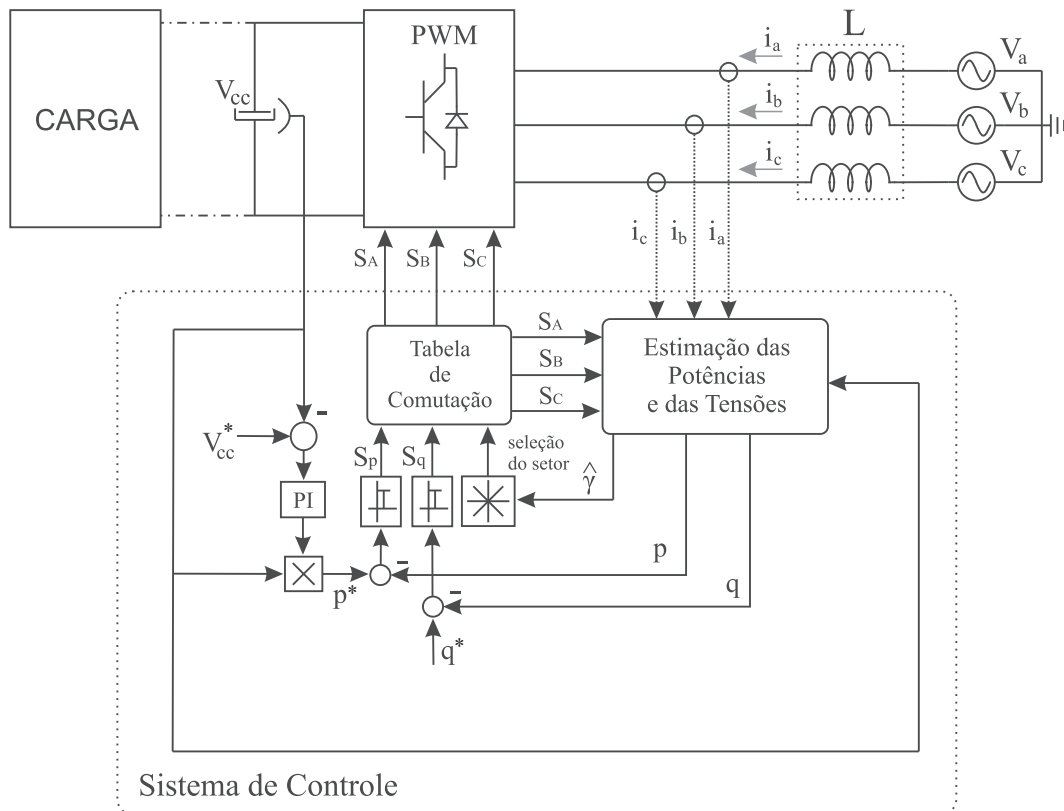


Figura 2.2 – Diagrama esquemático da técnica DPC.

Observando a Figura 2.2 temos as medidas das correntes de linha, um bloco para estimação das potências e das tensões, dois controladores de histerese para as potências ativas e reativas que fornecem sinais digitais  $S_q$  e  $S_p$ , juntamente com a posição angular do

vetor de tensão estimado  $\hat{\gamma}$  e um bloco que contém uma tabela para a seleção dos estados de comutação das chaves. Também é realizada a medida da tensão do barramento CC que após passar por um controlador proporcional integral (PI), provém o sinal de referência para a potência ativa  $p^*$ . O sinal de referência da potência reativa  $q^*$  é setado para zero de modo a resultar em operação com fator de potência unitário.

A estimação das potências ativas (p) e reativas (q) são dadas pelas equações (2.1) e (2.2), onde a potência ativa é dada pelo produto escalar das correntes e tensões, enquanto que a potência reativa é dada pelo produto vetorial delas. A primeira parte das equações representam a potência sobre o filtro indutivo e a segunda absorvida pelo retificador.

$$p = L\left(\frac{di_a}{dt}i_a + \frac{di_b}{dt}i_b + \frac{di_c}{dt}i_c\right) + V_{cc}(s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c) \quad (2.1)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}}\left[3L\left(\frac{di_a}{dt}i_c - \frac{di_c}{dt}i_a\right) - V_{cc}(s_a(i_b - i_c) - s_b(i_c - i_a) - s_c(i_a - i_b))\right] \quad (2.2)$$

Como pode ser visto nas equações (2.1) e (2.2) as potências variam conforme os estados de comutação do conversor e ambas requerem o conhecimento das correntes de linha e da indutância do filtro. Como a tensão do barramento CC pode ser considerada constante, na maior parte da operação, nota-se que a estimação das potências é diretamente proporcional as correntes medidas.

Para o sincronismo com a rede devem ser estimadas as tensões de linha do conversor, é importante que as tensões sejam estimadas corretamente sobre condições de desequilíbrio e no caso destas sofrerem distorções devido a presença de harmônicos. Não somente a componente fundamental deve ser estimada corretamente, mas também as componentes harmônicas e as tensões de sequência negativa (NOGUCHI et al., 1996) e (NOGUCHI et al., 1998). A informação das tensões é necessária para que a tabela de comutação possa ser lida. Assim as tensões de linha são estimadas, em coordenadas  $\alpha\beta$ , a partir da teoria das potências instantâneas sendo obtidas pela equação (2.3) desenvolvida por (AKAGI; KANAZAWA; NABAE, 1983).

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha \\ \hat{v}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Após ter sido realizada a estimação das tensões é realizado o cálculo do ângulo estimado  $\hat{\gamma}$ , entre elas, conforme equação (2.4).

$$\hat{\gamma} = \arctan\left(\frac{\hat{v}_\alpha}{\hat{v}_\beta}\right) \quad (2.4)$$

e para encontrar o setor onde o vetor das tensões vai se encontrar, conforme mostrado na

Figura 2.3, é utilizada a equação (2.5).

$$(n - 2)\frac{\pi}{6} \leq \gamma_n < (n - 1)\frac{\pi}{6} \quad (2.5)$$

onde  $n$  corresponde ao setor em que o vetor de tensão se encontra, o qual pode variar de 1 à 12 conforme Figura 2.3.

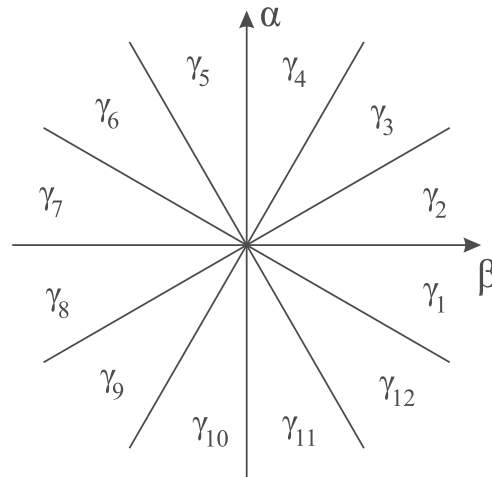


Figura 2.3 – Seleção de setores para método de controle DPC.

Depois de ter sido realizada a determinação do setor e do valor digital da comparação dos controladores de histerese, os valores digitais obtidos são lançados em uma tabela de comutação conforme apresentada em (NOGUCHI et al., 1998) e (MALINOWSKI, 2001), a partir de onde são determinados os estados de comutação das chaves  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$ .

Neste método a frequência de amostragem deve ser superior a frequência de comutação. Esta solução simples permite um controle preciso das potências instantâneas ativas e reativas e o erro fica somente limitado pela banda de histerese. Este método de estimação assume os valores instantâneos dos valores das variáveis estimadas contendo portanto toda a informação necessária, componentes fundamentais e harmônicas, garantindo desta forma um fator de potência unitário (MALINOWSKI, 2001).

Conforme visto em (NOGUCHI et al., 1998), (HANSEN et al., 2000) e (MALINOWSKI, 2001), apesar da simplicidade deste método ele possui algumas desvantagens tais como: serem necessários grandes valores de indutância para o filtro da linha, elevada frequência de amostragem, a estimação das potências depende dos estados de comutação das chaves do conversor, sendo assim devem ser evitados os cálculos das potências e tensões no momento da comutação dos interruptores. Ainda o método resulta em uma frequência de comutação variável o que dificulta o projeto dos filtros.

## 2.4 Virtual Flux - VF

O conceito de fluxo virtual (VF), surge em analogia ao conceito do fluxo eletromagnético de máquinas elétricas de indução, sendo que, este conceito aplicado a conversores conectados à rede elétrica começou a ser trabalhado em meados dos anos 1990 com destaque para (DUARTE J.L. ; VAN ZWAM, 1999) onde a rede elétrica fora considerada como uma grande máquina virtual, figura 2.4. Assim, o fluxo elétrico estimado é baseado na saída da tensão do conversor, de forma similar ao fluxo eletromagnético estimado em máquinas elétricas. A ideia principal deste método é estimar as tensões de saída do conversor através da medida do barramento CC e dos sinais de comando dos interruptores, sendo que este sinal é posteriormente integrado de forma a obter o fluxo virtual conforme demonstrado em (MALINOWSKI et al., 2000; MALINOWSKI et al., 2001; MALINOWSKI, 2001; MALINOWSKI M. ; JASINSKI, 2004; KULKA, 2009; SUUL et al., 2010; SUUL J.A. ; LUNA, 2012b; SUUL J.A. ; LUNA, 2012a; SUUL, 2012).

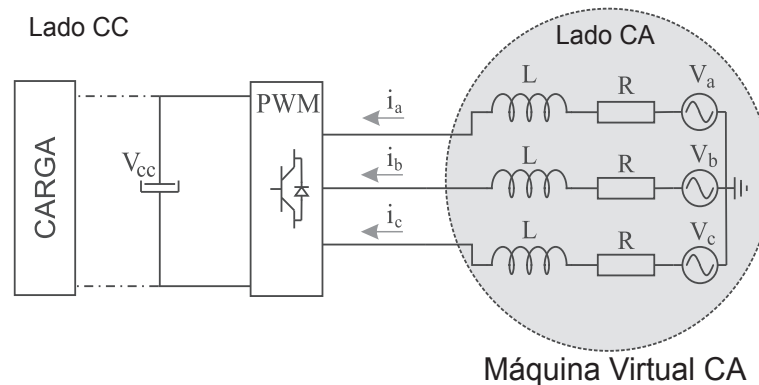


Figura 2.4 – Representação da rede como uma Máquina Virtual.

Da Figura 2.4 temos que R e L representam a resistência e a indutância do estator de um motor virtual, e as tensões de linha  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  e  $V_{ca}$  seriam induzidas pelo fluxo virtual. Em outras palavras a integral das tensões de linha conduz a um vetor de fluxo virtual estimado da linha  $\hat{\Psi}_{L,\alpha\beta}$  em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ , conforme (2.6).

$$\hat{\Psi}_{L,\alpha\beta} = \int \hat{v}_{L,\alpha\beta} dt \quad (2.6)$$

O vetor do VF em coordenadas  $\alpha\beta$ , tem sua interpretação geométrica que pode ser visualizada na Figura 2.5.

Sabendo que, de modo simplificado, a tensão de linha é dada pela soma da queda de tensão sobre o filtro indutivo com a tensão do conversor, conforme visualizado na Figura 2.5, temos que o vetor de fluxo virtual da rede em coordenadas estacionárias é dado pela

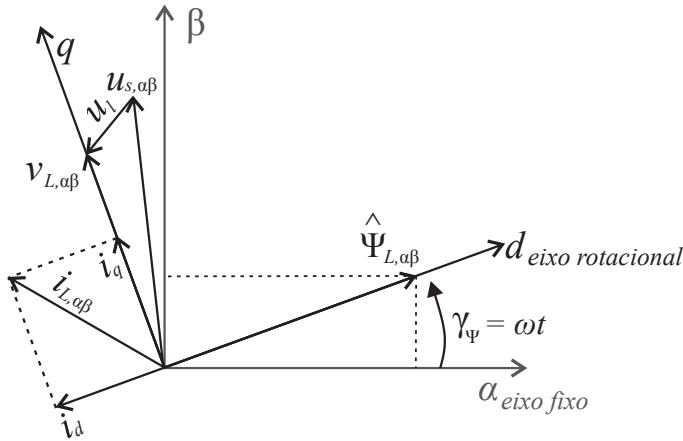


Figura 2.5 – Diagrama vetorial apresentando as relações entre correntes e tensões do sistema para obtenção do vetor do fluxo virtual.

integral desta soma, conforme equação (2.7).

$$\hat{\Psi}_{L,\alpha\beta} = \int (\mathbf{u}_{S,\alpha\beta} + L \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt}) dt = \Psi_{S,\alpha\beta} + L\mathbf{i}_{\alpha\beta} \quad (2.7)$$

em que, a queda de tensão sobre o conversor em coordenadas  $\alpha\beta$  é dada por (2.8) e (2.9).

$$u_{s,\alpha} = V_{cc} \frac{2}{3} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \quad (2.8)$$

$$u_{s,\beta} = V_{cc} \frac{1}{\sqrt{3}} (S_b - S_c) \quad (2.9)$$

onde  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  são os sinais aplicados aos interruptores do conversor.

Desde que o VF corresponde a integral da tensão de linha, o ângulo de fase instantâneo  $\hat{\gamma}_\Psi$  atrasa-se do ângulo da tensão de fase fundamental de  $90^\circ$  conforme (2.10) e (2.11).

$$\hat{\gamma}_\Psi = \arctan\left(\frac{\hat{\Psi}_{L,\beta}}{\hat{\Psi}_{L,\alpha}}\right) \quad (2.10)$$

$$\hat{\theta} = \hat{\gamma}_\Psi + 90^\circ \quad (2.11)$$

Na prática o uso de um integrador puro não pode ser utilizado na estimação do VF, devido a alguns efeitos indesejáveis resultantes de uma possível componente CC nos sinais de medida, não importando quão pequena esta seja, que levará a saturação do integrador. Dessa forma a solução encontrada por (MALINOWSKI, 2001) é a utilização de um filtro passa-baixa de primeira ordem com frequência de corte geralmente uma década abaixo da frequência da rede, assim o padrão de modelo para o estimador do fluxo virtual é mostrado na Figura 2.6. Esse filtro irá se comportar como um integrador para



sinais da frequência fundamental, porém haverá atenuação significativa de amplitude e irá acrescentar um pequeno erro de fase,(KULKA, 2009), (SUUL J.A. ; LUNA, 2012b), (SUUL J.A. ; LUNA, 2012a) e (SUUL, 2012).

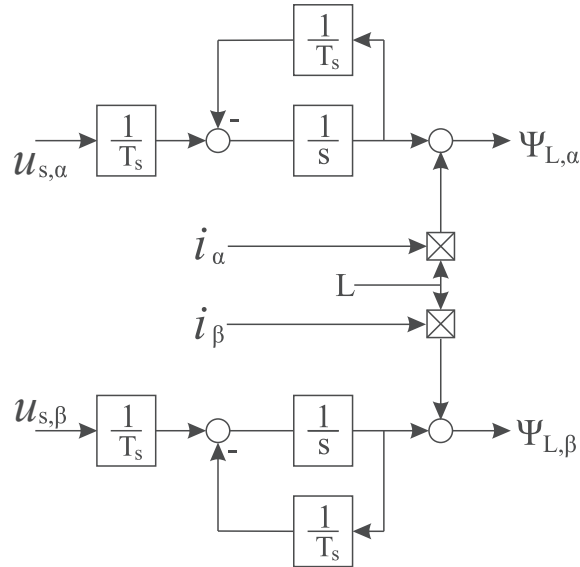


Figura 2.6 – Diagrama de blocos padrão do estimador de fluxo virtual.

## 2.5 Virtual Flux Direct Power Control - VF-DPC

A técnica de VF aplicado ao DPC surge em meados dos anos 2000 quando Malinowski et al. (2001) desenvolve um método do VF-DPC na tentativa de evitar problemas de estimação do vetor de tensão que haviam sido relatadas em (NOGUCHI et al., 1998). O diagrama de blocos deste sistema é mostrado na Figura 2.7.

Observando a Figura 2.7 temos as medidas das correntes de linha, um bloco onde é realizada a estimação do VF em eixos de coordenadas  $\alpha\beta$ , um bloco para o cálculo das potências baseando-se no VF, dois controladores de histerese para as potências ativas e reativas que fornecem sinais digitais  $S_q$  e  $S_p$ , juntamente com a posição angular do vetor de tensão estimado  $\hat{\gamma}_\Psi$  e um bloco que contém uma tabela de comutação para a seleção dos estados de comutação das chaves. Também é realizada a medida da tensão do barramento CC que após passar por um controlador Proporcional Integral (PI), provém o sinal de referência para a potência ativa  $p_{ref}$ . O sinal de referência da potência reativa  $q_{ref}$  é setado para zero de modo a obter fator de potência unitário para o sistema. Neste método são realizadas as medidas das correntes de linha, após é realizado a estimação do vetor de fluxo virtual baseando-se em alguns dos métodos citados na seção 2.4. A estimação da potência ativa e reativa é realizada através do fluxo virtual estimado, segundo equações

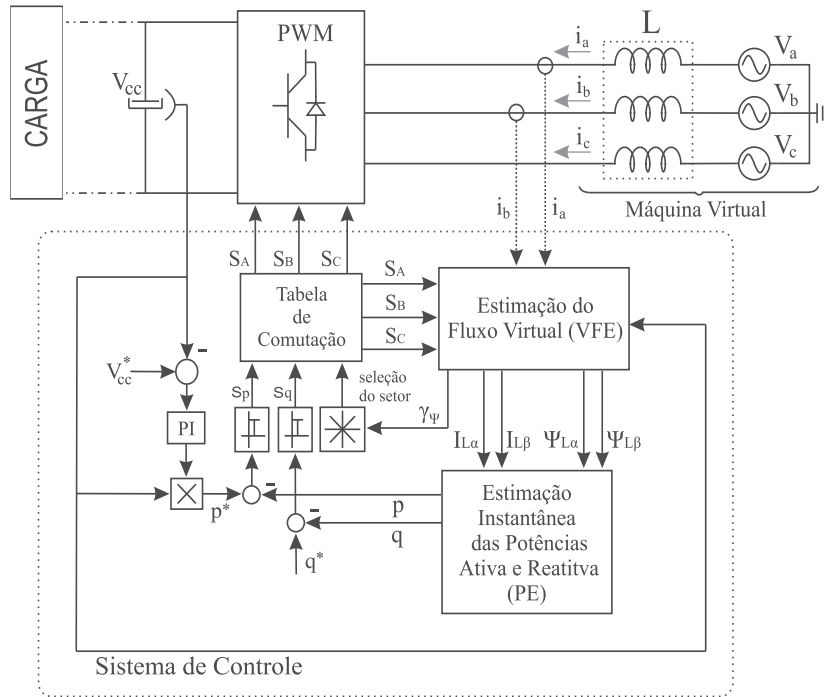


Figura 2.7 – Diagrama esquemático do método VF-DPC.

(2.12) e (2.13).

$$p = \omega(\hat{\Psi}_{L,\alpha}i_{L,\beta} - \hat{\Psi}_{L,\beta}i_{L,\alpha}) \quad (2.12)$$

$$q = \omega(\hat{\Psi}_{L,\alpha}i_{L,\alpha} + \hat{\Psi}_{L,\beta}i_{L,\beta}) \quad (2.13)$$

A posição angular do vetor de fluxo para a determinação do setor o será determinada pelo ângulo de fase  $\hat{\gamma}_\Psi$ , conforme equação (2.10). Este sistema apresenta como vantagens em relação ao método DPC, menor ruído nas potências estimadas, devido ao comportamento de filtro passa-baixas que este método assume, são evitadas derivadas das medidas das correntes de linha e é necessária uma menor frequência de amostragem. Como desvantagens seguem as mesmas da técnica DPC sendo a principal a frequência de comutação variável (MALINOWSKI et al., 2000),(MALINOWSKI et al., 2001) e (MALINOWSKI, 2001).

## 2.6 Virtual Flux Oriented Control - VFOC

O método VF aplicado à estratégia de VOC, conhecido como controle orientado no vetor de fluxo virtual (*Virtual Flux Oriented Control - VFOC*) foi introduzido por Malinowski (2001) e consiste em se realizar o controle de correntes em eixos síncronos e o sincronismo a partir do VF descrito por (MALINOWSKI, 2001), Figura 2.6. A orientação

para o sincronismo e para as transformações para eixos síncronos é orientada no ângulo obtido do vetor de fluxo virtual, o diagrama deste método pode ser visto na Figura 2.8

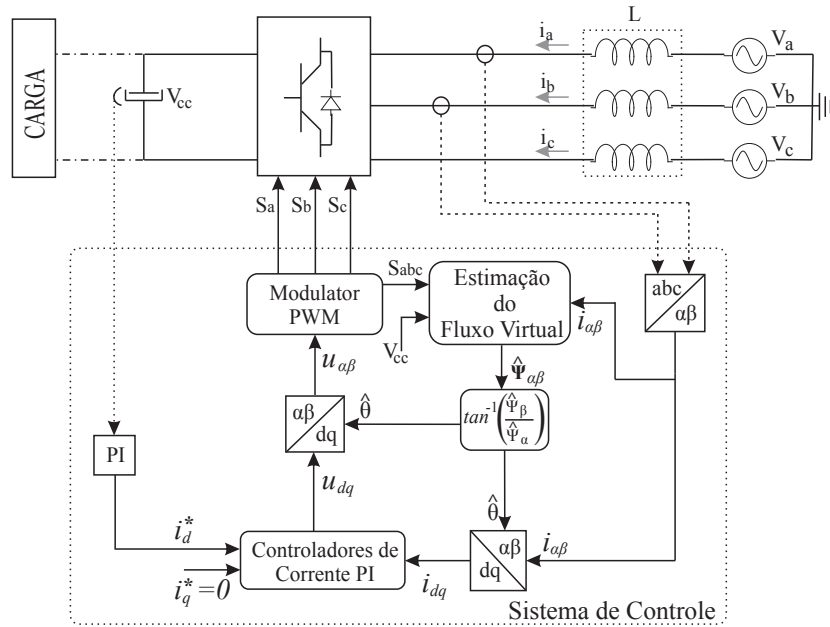


Figura 2.8 – Diagrama de esquemático do VFOC.

A principal característica deste método assim como do método VOC, apresentado na seção 2.1, é o processamento dos sinais dos controladores de corrente em dois sistemas de coordenadas. O primeiro sistema é o eixo de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  para a estimação do fluxo e o segundo é a utilização das variáveis em eixos de coordenadas síncronas  $dq$  para o controle das correntes. As correntes são medidas, transformadas para o eixo de coordenadas estacionárias e depois transformadas para eixos de coordenadas síncronas. A transformação em eixos  $dq$  é orientada com o ângulo estimado a partir do fluxo virtual, conforme (2.10) e (2.11). O método para estimação do fluxo virtual pode variar, conforme mostrado na seção 2.4, mas é realizado em eixos de coordenadas estacionárias. Uma das vantagens deste método é que a precisão da estimativa do ângulo é melhor que a obtida pelo método tradicional. Como desvantagens tem-se as mesmas do método de estimação do fluxo virtual. Outra desvantagem, que também é encontrada nos demais métodos abordados neste capítulo é que obtenção do ângulo é realizada a partir da estimação do fluxo por métodos que não consideram condições de desequilíbrio da rede. Para tanto devem-se considerar métodos que façam esta consideração, conforme os propostos por (KULKA, 2009) e (SUUL, 2012) que serão abordados nas próximas seções.

## 2.7 Dual Virtual Flux - DVF

Com o intuito de superar as limitações do método de estimação do VF descrito na seção 2.4, Kulka (2009) propôs um outro método simples para estimação do VF, conforme 2.9

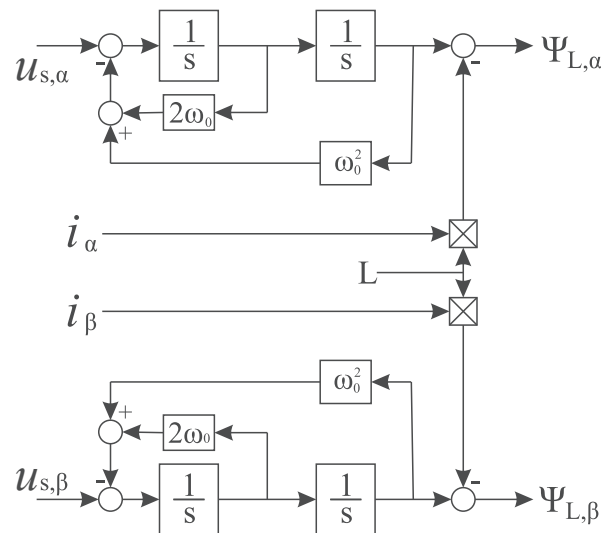


Figura 2.9 – Diagrama de blocos padrão do estimador de fluxo virtual proposto por Kulka (2009).

Este é baseado em dois filtros passa-baixa em cascata com a frequência de corte igual a frequência fundamental da rede. Com esta abordagem uma resposta transitória rápida é conseguida. As características de amplitude e fase correspondem analiticamente ao ganho unitário e a fase é defasada  $90^\circ$  da fundamental. Este método apresenta boa estimação do VF para o caso de rede forte, no entanto no caso da rede sofrer com desvios da frequência fundamental algum método de adaptação da frequência deve ser utilizado.

Utilizando este novo conceito para estimação do VF Kulka (2009) desenvolve método de sincronismo conhecido como Dual Virtual Flux (DVF) que pode ser visto na Figura 2.10.

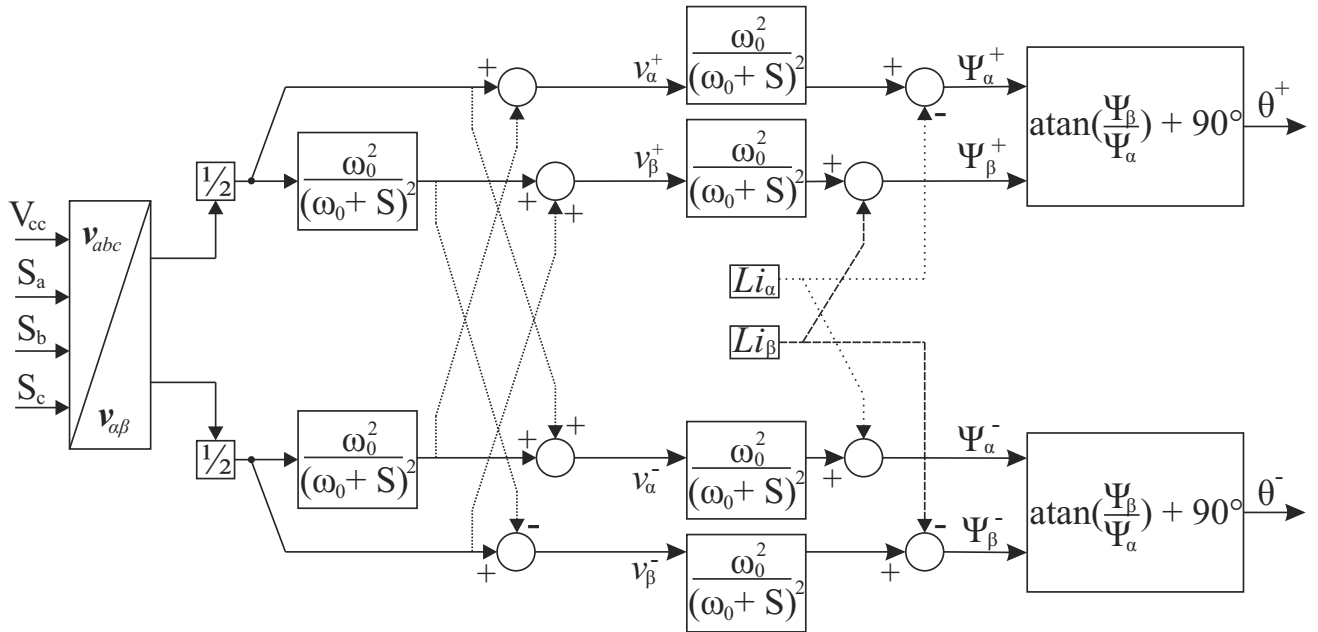


Figura 2.10 – Diagrama de esquemático de sincronismo utilizando método do DVF com separação de sequência de fase Kulka (2009).

Este método utiliza seis filtros passa baixa de segunda ordem, conforme apresentado na Figura 2.9, em cascata para a estimação do VF em eixos de coordenadas  $\alpha\beta$ . Após são estimadas as posições angulares de sequência de fase positiva e negativa. Dentre as principais características desse método está a separação de sequência de fase negativa e positiva que é desenvolvida, baseada no princípio das componentes simétricas de *Fortescue*, após a obtenção de um sinal de quadratura produzido pela passagem do sinal pelo primeiro filtro passa-baixa de segunda ordem.

O sistema de controle utilizado por (KULKA, 2009) é baseado na estratégia de VOC, onde o sinal do ângulo de referência para sincronismo é obtido através da estimação do VF. São realizados o controle tanto para as correntes de sequência de fase positiva quanto negativa, necessitando de quatro controladores PI.

Esse sistema de sincronismo e controle apresenta bom desempenho e robustez quanto a desequilíbrios e distúrbios que possam ocorrer na rede, apresentando uma boa resposta transitória. Apesar do bom desempenho apresentado, possui algumas desvantagens tais como a utilização de filtros em cascata, o que pode afetar o desempenho transitório. Quando é realizado o cálculo da separação em sequência de fase, um dos sinais não é filtrado, reduzindo a atenuação de sinais de alta frequência. Ainda os sinais de fluxo estimado atrasam dos sinais da tensão de referência em  $90^\circ$ , tendo que compensar esse atraso. Outra desvantagem é que este sistema não considera a questão da adaptação de frequência. Além de tudo, este método necessita de um algoritmo para a determinação da posição angular inicial.

## 2.8 Dual Virtual Flux Second Order Generalized Integrator - DSOGI-VF

Avaliando esta questão da adaptação da frequência, e visando superar as limitações propostas pelos outros métodos, Suul (2012) propõem um método para estimação do VF baseado em um *Second Order Generalized Integrator* configurado como *Quadrature Signal Generator* - (SOGI-QSG), conforme Figura 2.11. O bloco do SOGI quando configurado como QSG funciona como um adaptador de frequência *on-line* para sinais senoidais, e é utilizado para sincronismo e controle de conversores conectado a rede elétrica (RODRIGUEZ et al., 2006a; RODRIGUEZ et al., 2006b).

Conforme visto na Figura 2.11 existem dois sinais de saída, o sinal filtrado que está em fase com o sinal de entrada  $v'$  e o sinal de saída em quadratura  $qv'$  que está defasado  $-90^\circ$  de  $v'$  (RODRIGUEZ et al., 2006b) e (RODRIGUEZ et al., 2006a). Esta configuração tem sido muito difundida para aplicações de sincronismo com a rede elétrica e para separação das componentes de fase simétricas sobre condições de desequilíbrio (SUUL, 2012).

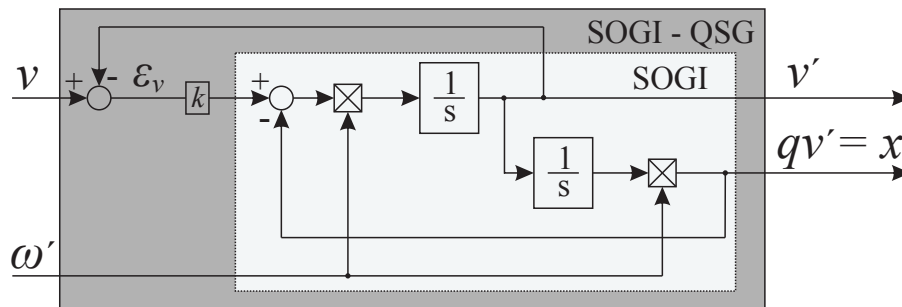


Figura 2.11 – Diagrama de blocos padrão do estimador de fluxo virtual proposto por Suul (2012).

A Figura 2.11 apresenta a estrutura com uma tensão de entrada genérica  $v$ , em caso de operação *voltage sensorless* esta é a tensão sobre os terminais do conversor  $u_s$ . A frequência estimada  $\omega'$  é um sinal de entrada para a estrutura do filtro. O sinal de saída  $v'$  é o sinal filtrado da tensão de entrada, já o sinal de saída  $qv'$  é o sinal em quadratura de  $v'$ , representado pela integral deste sinal multiplicado pela frequência de entrada  $\omega'$ , conforme equação (2.14). Dessa forma,  $qv' = x$  que representa o fluxo sobre o conversor. Diminuindo pela parcela de tensão sobre o filtro  $L$ , equação (2.15), é obtido o fluxo da rede. A função de transferência que representa  $v$  em função do fluxo  $x$  é representado por um filtro passa-baixa de segunda ordem, equação (2.16).

$$x = qv' = \omega' \int v' dt \quad (2.14)$$

$$\hat{\Psi} = x - Li \quad (2.15)$$

$$x(s) = qv'(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (2.16)$$

Observa-se que a frequência de corte do filtro  $\omega'$  do filtro pode ser rastreada utilizando-se um bloco para rastreamento de fase (*Phase Locked loop-PLL*) ou para rastreamento da frequência (*Frequency Locked Loop - FLL*), que opera com o sinal de erro interno  $\varepsilon_v$  do bloco SOGI [51] e [52].

Aplicando este método para a obtenção do VF aliado a estratégia do DVF proposto por (KULKA, 2009), Suul (2012) desenvolve um método de sincronismo conhecido como *Virtual Flux Dual Second Order Generalized Integrator* (DSOGIVF) devido a utilização de dois blocos SOGI-QSG para a estimação do fluxo, conforme pode ser visto na Figura 2.12.

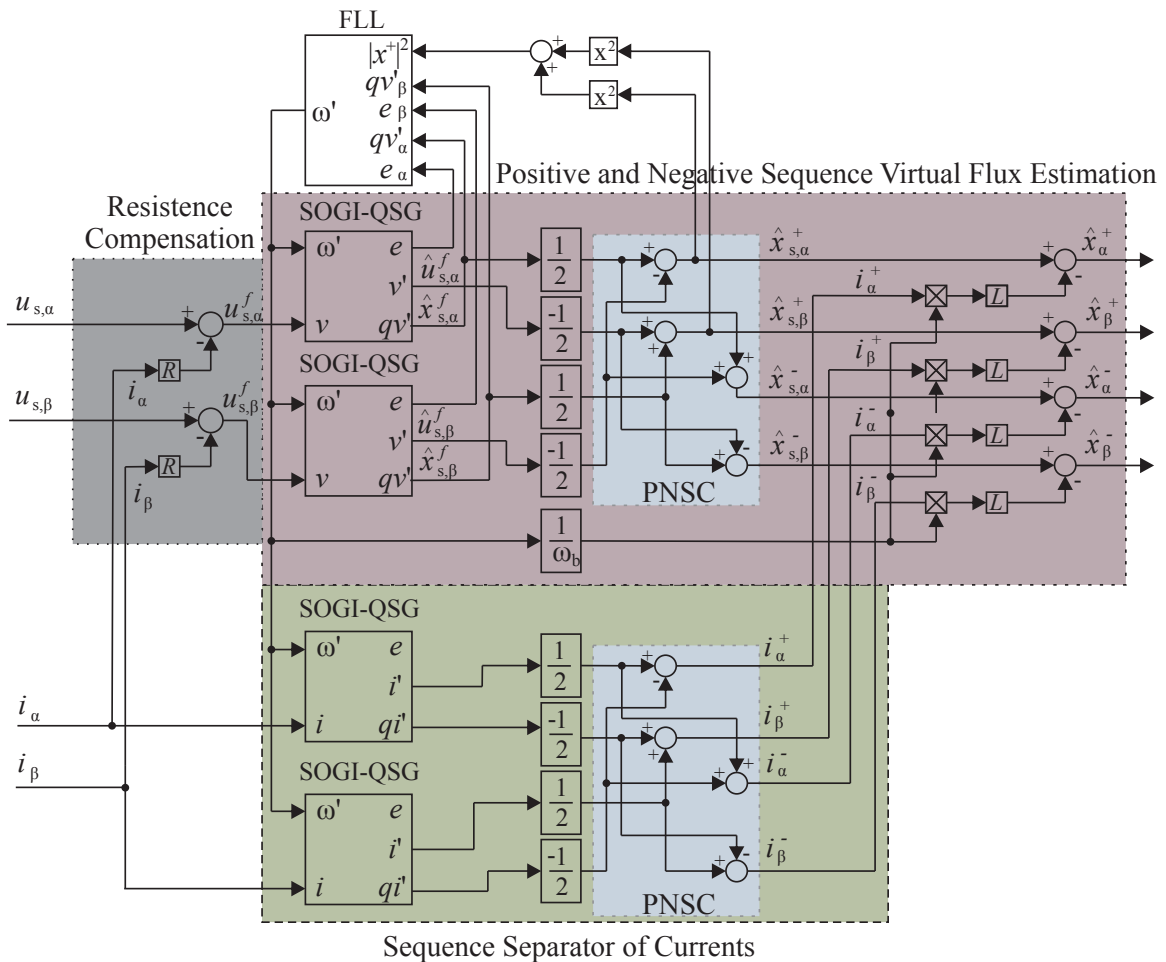


Figura 2.12 – Diagrama de esquemático de sincronismo utilizando DSOGIVF com separação de sequência de fase Suul (2012).

Através da Figura 2.12 é possível observar o método é proposto totalmente em eixos de coordenadas  $\alpha\beta$  e utiliza quatro SOGI-QSG para a determinação do VF com separação

de sequência de fase. Dois desses SOGI-QSG são responsáveis pela estimação do VF sobre o conversor e os outros dois pela estimação do VF sobre o filtro indutivo. Durante a estimação do fluxo é realizado o cálculo, baseando-se nas componentes simétricas de *Fortescue*, para determinação das sequências de fase positiva e negativa. Também é utilizado um bloco FLL que utiliza os sinais de erro dos blocos SOGI-QSG para fazer a estimação e rastreamento dos sinais da frequência da rede.

Comparando este método com a estrutura proposta por (KULKA, 2009), é visto que o método tem um número mínimo de estruturas conectadas em cascata, o que resulta em uma resposta transitória mais rápida e amortecida. Ainda, tem como principais vantagens a obtenção do VF com separação em sequência de fase com uma estrutura mais simples se comparada a técnicas convencionais para estimação do VF e realiza adaptação da frequência através da utilização de bloco FLL. Sendo assim, é possível a operação durante condições de desequilíbrio da rede, bem como na ocorrência de variações de frequência (SUUL, 2012).

## 2.9 Conclusão

Neste capítulo foram vistos os principais métodos *voltage sensorless* de controle e sincronismo de VSC conectados a rede elétrica, onde foi visto as principais características, bem como vantagens e desvantagens de cada método. Ficou evidente tanto da revisão bibliográfica quanto deste capítulo que são poucas as técnicas de sincronismo que utilizam observadores, visto que há um predomínio de técnicas de controle e sincronismo que utilizam o conceito do VF, sendo esta bem aceita atualmente. Outra questão pouco discutida e trabalhada é a dos desequilíbrios e distúrbios da rede. Sendo assim surge o interesse pelo trabalho com a utilização de observadores e que considerando questões de desequilíbrios e distúrbios na frequência da rede, assim, no próximo capítulo será desenvolvido o projeto de um observador por modos deslizantes em tempo discreto aplicado ao controle de corrente de VSC conectados à rede sem a utilização de sensores de tensão.



# 3 OBSERVADOR POR MODOS DESLIZANTES APLICADO A CONVERSORES CONTROLADOS EM CORRENTE SEM SENSOR DE TENSÃO

## 3.1 Introdução

Este capítulo descreve o sistema proposto para controle e sincronismo *Voltage Sensorless* aplicado a VSC conectados a rede elétrica. Primeiramente é feita a apresentação do sistema e é realizada a modelagem da rede em eixos de coordenadas estacionárias e síncronas, em tempo contínuo e discreto. Dando sequência é proposto um observador de correntes por modos deslizante em tempo discreto desenvolvido em eixos de coordenadas estacionárias, com o objetivo de estimar as tensões de linha da rede. Com o propósito de filtrar e obter um conjunto de tensões equilibradas para sincronismo é desenvolvido um separador de sequência de fase positiva (PSS) utilizando filtros passa-baixa de 2ª ordem, a partir do qual atingi-se o ângulo da rede que é utilizado para o sincronismo e nas transformações em eixos de coordenadas síncronas. Também é desenvolvido um algoritmo para o cálculo e estimação da frequência da rede que é utilizada na realimentação dos filtros passa-baixa. Por último é apresentado o projeto dos controladores de corrente em eixos de coordenadas síncronas em tempo discreto.

## 3.2 Apresentação do Sistema e Modelo da Rede

O sistema proposto é mostrado na Figura 3.1, onde o conversor é conectado a rede através de um filtro  $L$  e o sincronismo e controle são realizados sem o uso de sensores de tensão. O sincronismo com a rede é realizado a partir da estimação da posição angular da rede. A tensão de linha da rede é estimada através do observador de correntes por modos deslizantes em tempo discreto (*Discrete Sliding Mode - DSM*) em eixos de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  utilizando as informações da tensão sobre o conversor e das correntes de linha medidas. As tensões de saída do observador contém informação das tensões da rede adicionado de um *chattering* de amplitude significativa. Dessa forma, um separador de sequência de fase positiva é utilizado, de modo a filtrar esta tensão, bem como, obter a componente de sequência de fase positiva da tensão da rede. O controle de corrente é realizado em eixos de coordenadas síncronas  $dq$ .

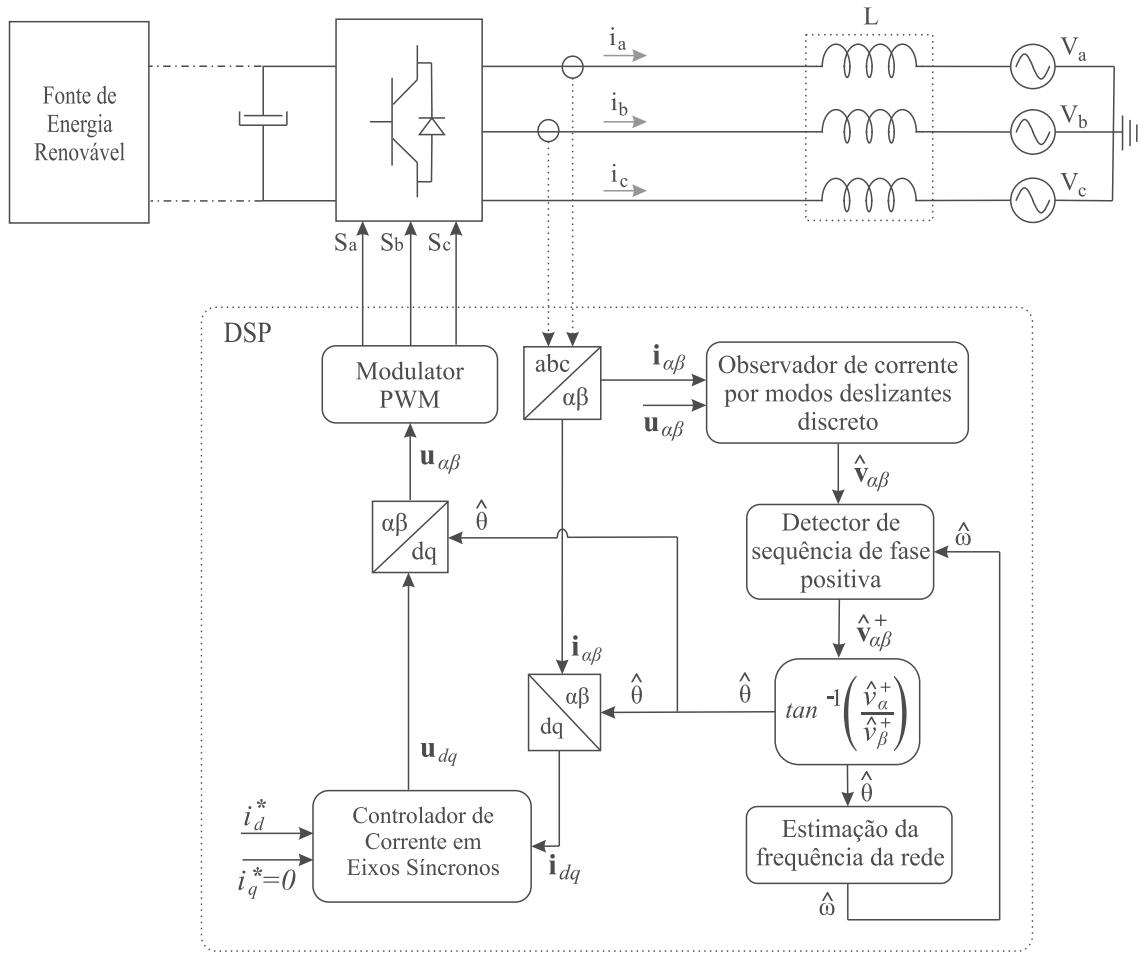


Figura 3.1 – Esquema completo do sistema do VSC conectado a rede através de um filtro L sem o uso de sensores de tensão.

### 3.2.1 Modelagem da rede

Dado o VSC conectado a rede através de um filtro  $L$ , conforme apresentado no modelo simplificado da Figura 3.2.

Como o sistema é a três fios, da lei das correntes de Kirchoff (LKC) tem-se que a soma das correntes de linha é igual a zero, equação (3.1).

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (3.1)$$

Agora aplicando a lei das tensões de Kirchoff (LKT) obtemos

$$u_{ag} = L \frac{di_a}{dt} + v_a - v_b - L \frac{di_b}{dt} + u_{bg} \quad (3.2)$$

$$u_{bg} = L \frac{di_b}{dt} + v_b - v_c - L \frac{di_c}{dt} + u_{cg} \quad (3.3)$$

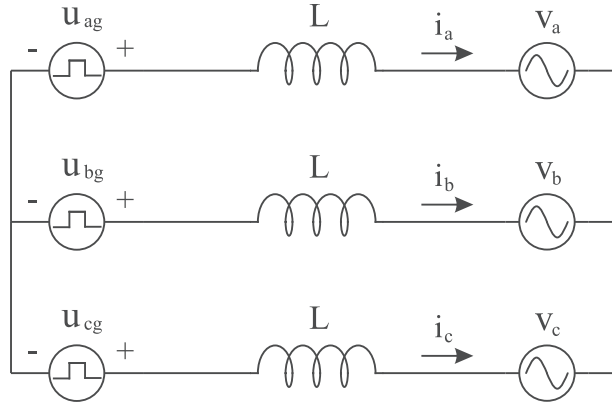


Figura 3.2 – Modelo do lado CA do conversor conectado a rede elétrica com Filtro L.

Derivando (3.1) e rearranjando (3.2) e (3.3) obtêm-se:

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0 \quad (3.4)$$

$$L \frac{di_a}{dt} - L \frac{di_b}{dt} = u_{ag} - u_{bg} - v_a + v_b \quad (3.5)$$

$$L \frac{di_b}{dt} - L \frac{di_c}{dt} = u_{bg} - u_{cg} - v_b + v_c \quad (3.6)$$

agrupando 3.4, 3.5 e 3.6 na forma matricial,

$$L \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ag} \\ u_{bg} \\ u_{cg} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

reescrevendo, obtêm-se a equação para o modelo do sistema em coordenadas  $abc$  em tempo contínuo

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ag} \\ u_{bg} \\ u_{cg} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Agora serão obtidos os modelos em eixos de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta 0$  e síncronas  $dq$ , em tempo contínuo e discreto.

3.2.1.1 Transformação para eixos de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$

Frequentemente são utilizadas transformações lineares aplicadas a sistemas trifásicos cujo o objetivo é obter sistemas equivalentes que tornem mais simples a análise do sistema. Dessa forma, Clarke (1943), capítulo 10, propõem uma transformação de eixos de coordenadas  $abc$  para eixos de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta 0$ , chamada de *transformada de Clarke*. Nesta transformação, o sistema é simétrico e opera a três fios, figura 3.2, fazendo com que o componente 0 torne-se nula e o sistema torna-se bifásico representado pelas coordenadas  $\alpha\beta$ , conforme pode ser visto na Figura 3.3, onde o eixo  $\alpha$  está em fase com o eixo  $a$  e o eixo  $\beta$  está defasado  $90^\circ$  de  $\alpha$ . Baseando-se nesse conceito, utilizando um fator de multiplicação  $K$  conforme (KULKA, 2009), têm-se a matriz de transformação para eixos de coordenadas  $\alpha\beta 0$ ,

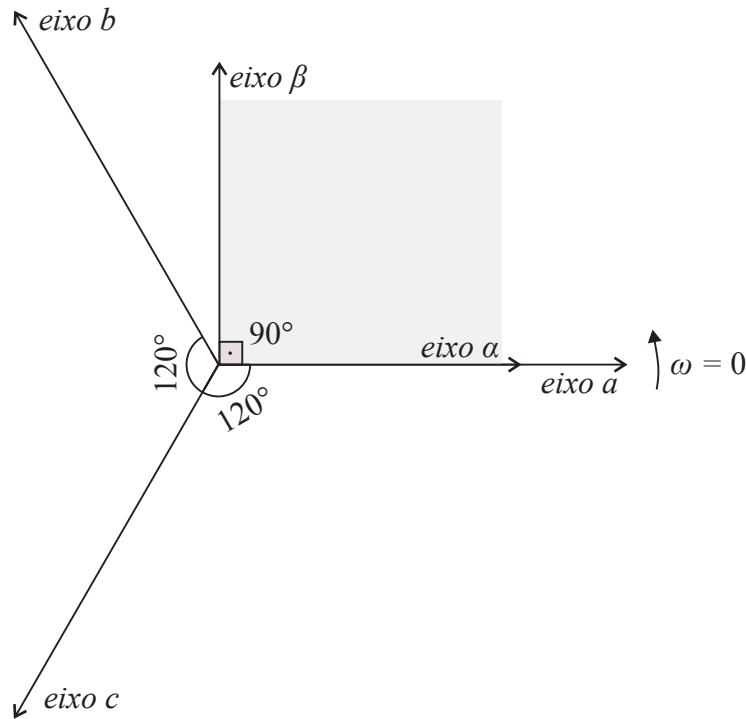


Figura 3.3 – Relação entre eixos de coordenadas  $abc$  e  $\alpha\beta$ .

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3}K \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

onde, segundo Kulka (2009) a seleção de  $K$  é arbitrária dependendo da aplicação e da implementação. Os fatores de  $K$  comumente encontrados são,

- Escala de valor de pico :  $K = 1$ ;

- Escala de valor RMS:  $K = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ;
- Potência invariante:  $K = \sqrt{\frac{3}{2}}$ ;

Utilizando  $K = 1$  tem-se que a amplitude da fase  $a$  é igual a amplitude da componente  $\alpha$  obtida e ambas tem a mesma fase. O ângulo zero é definido quando  $\alpha$  é um valor de pico positivo e  $\beta$  está cruzando por zero. Portanto escolhe-se  $K = 1$ , logo

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Derivando (3.10) tem-se,

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_\alpha}{dt} \\ \frac{dv_\beta}{dt} \\ \frac{dv_o}{dt} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dv_a}{dt} \\ \frac{dv_b}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

assim defini-se uma matriz de transformação  $\mathbf{T}_{\text{abc}2\alpha\beta o}$

$$\mathbf{T}_{\text{abc}2\alpha\beta o} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

Substituindo (3.10) em (3.8) obtêm-se,

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \mathbf{T}_{\text{abc}2\alpha\beta o} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ag} \\ u_{bg} \\ u_{cg} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \mathbf{T}_{\text{abc}2\alpha\beta o} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Obtendo o sistema para coordenadas  $\alpha\beta o$ ,

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{di_o}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \mathbf{T}_{\text{abc}2\alpha\beta o} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{T}_{\text{abc}2\alpha\beta o}^{-1} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_o \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \mathbf{T}_{\text{abc}2\alpha\beta o} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \mathbf{T}_{\text{abc}2\alpha\beta o}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

da equação (3.10) têm-se que,

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{di_o}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_o \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

o que resulta nos seguintes circuitos equivalentes das Figuras 3.4, 3.5 e 3.6.

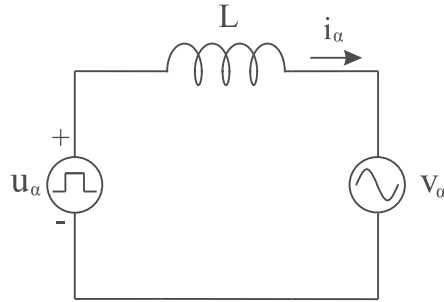


Figura 3.4 – Circuito equivalente do eixo  $\alpha$ .

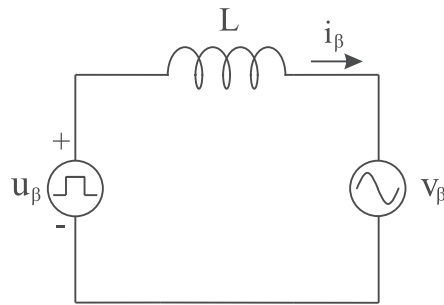


Figura 3.5 – Circuito equivalente do eixo  $\beta$ .

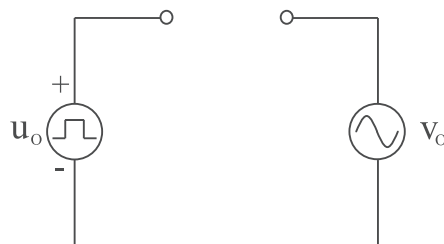


Figura 3.6 – Circuito equivalente do eixo  $o$ .

Como o sistema é a três fios não há caminho para a circulação da corrente de eixo zero, se desprezadas as capacitâncias parasitas do circuito, então no que segue da derivação serão omitidas as grandezas de tal eixo tornando a equação (3.15) da forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Reescrevendo (3.16) em uma forma mais compacta obtêm-se,

$$\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} = \mathbf{B}\mathbf{u}_{\alpha\beta} - \mathbf{B}\mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (3.17)$$

onde,  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$  é o vetor do sinal de entrada do controle e  $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$  é o vetor de distúrbio da rede.

Afim de obter o observador proposto em tempo discreto, (3.17) é discretizada utilizando o método de Euler com uma frequência de amostragem  $f_s$ , então obtêm-se,

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta(k+1)} = \mathbf{A}_d\mathbf{i}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{B}_d\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{B}_d\mathbf{v}_{\alpha\beta(k)} \quad (3.18)$$

onde,  $\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} \end{bmatrix}$  e o período de amostragem é  $T_s = \frac{1}{f_s}$ .

### 3.2.1.2 Transformação para eixos de coordenadas Síncronas $dq$

Após a conversão para o eixo de coordenadas estacionárias é realizada a transformação para coordenadas síncronas, ou também conhecida como *transformada de Park*, Park (1929), Park (1933) que desenvolveu a teoria para máquinas elétricas. Consiste em criar um sistema de coordenadas cujo o plano de referência seja de coordenadas rotóricas. O modelo obtido será utilizado para o sistema de controle de correntes, pois possui como vantagem que os vetores girantes podem ser compreendidos como quantidades CC, dessa forma simplificando a análise e o controle. A Figura 3.7 mostra a relação entre os planos de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  e síncronas  $dq$  sendo orientado pelo vetor de tensão da rede estimado  $v_{\alpha\beta}$ .

As matrizes de transformação, tanto de  $\alpha\beta$  para  $dq$ , quanto o contrário, são definidas como

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 2dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$\mathbf{T}_{dq 2\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Considerando o modelo da rede, o vetor de tensão e de corrente em eixos síncronos podem ser obtidos por meio das componentes estacionárias como

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 2dq}\mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (3.21)$$

$$\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 2dq}\mathbf{i}_{\alpha\beta} \quad (3.22)$$

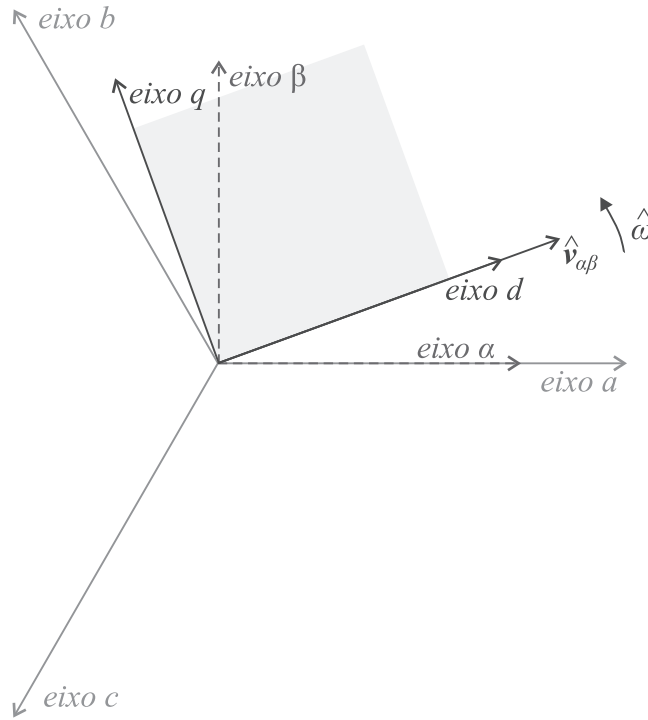


Figura 3.7 – Relação entre eixos de coordenadas  $\alpha\beta$  e  $dq$  com orientação no vetor de tensão de sequência positiva da rede.

derivando a equação (3.22), temos,

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq} = \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{\alpha\beta 2dq} \mathbf{i}_{\alpha\beta} \quad (3.23)$$

agora aplicando a regra em (3.23) da cadeia obtêm-se,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = -\omega \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & -\text{cos}(\theta) \\ \text{cos}(\theta) & \text{sen}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \mathbf{T}_{\alpha\beta 2dq} \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Sabendo que a transformada de eixos síncronos para eixos estacionários para o vetor das correntes é dado por,

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}_{dq 2\alpha\beta} \mathbf{i}_{dq} \quad (3.25)$$

agora substituindo as equações em tempo contínuo obtidas em eixos de coordenadas  $\alpha\beta$  (3.16) e (3.25) em (3.24) obtêm-se,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} &= -\omega \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & -\text{cos}(\theta) \\ \text{cos}(\theta) & \text{sen}(\theta) \end{bmatrix} \mathbf{T}_{dq 2\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{1}{L} \mathbf{T}_{\alpha\beta 2dq} \mathbf{T}_{dq 2\alpha\beta} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \mathbf{T}_{\alpha\beta 2dq} \mathbf{T}_{dq 2\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.26)$$

simplicando (3.26), é obtido o modelo do sistema em eixos de coordenadas síncronas em



tempo contínuo, conforme (3.27)

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = -\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

Afim de realizar o controle proposto em tempo discreto, a equação (3.27) é discretizada, e reescrita de uma forma mais compacta, utilizando o método de Euler com uma frequência de amostragem  $f_s$ , então obtêm-se,

$$\mathbf{i}_{dq(k)} = \mathbf{i}_{dq(k-1)} + \frac{T_s}{L} [\mathbf{v}_{dq(k-1)} - \bar{\mathbf{u}}_{dq(k-1)} - \omega L \mathbf{J} \mathbf{i}_{dq(k-1)}] \quad (3.28)$$

onde, a matriz  $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ , e o vetor  $\bar{\mathbf{u}}_{dq}$  é o vetor de tensão médio calculado sobre o período de amostragem é  $T_s = \frac{1}{f_s}$  do lado CA.

Este modelo da rede será utilizado para o desenvolvimento do projeto dos controladores de corrente em eixos síncronos, que serão discutidos na sub-seção 3.6.

Na próxima seção será desenvolvido um observador de corrente por modos deslizantes em tempo discreto em eixos de coordenadas estacionárias, segundo o modelo da rede apresentado em eixos  $\alpha\beta$  pela equação (3.18).

### 3.3 Observador por Modos Deslizantes em Tempo Discreto

Esta seção descreve em detalhes um algoritmo para estimação da tensão de linha totalmente desenvolvido em tempo discreto. Inicialmente, a partir do modelo desenvolvido em tempo discreto para rede em coordenadas  $\alpha\beta$ , equação (3.18), é proposto o observador de corrente por modos deslizantes em tempo discreto (*Discrete Sliding Mode - DSM*). As condições de existência dos modos deslizantes discretos são estabelecidas, fornecendo um intervalo para os ganhos do observador, tal que assegurem a existência de uma superfície de deslizamento. Posteriormente, nas outras seções, serão desenvolvidos, um algoritmo para atenuação do *chattering* e separação de sequência de fase positiva da tensão estimada pelo observador, um algoritmo para estimação da frequência da rede e os controladores de corrente.

Dada a Figura 3.8, onde o bloco do observador de correntes por modos deslizantes em tempo discreto é mostrado tendo como entradas o vetor das correntes de linha medida  $\mathbf{i}_{\alpha\beta(k)}$  e das tensões sobre o conversor  $\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}$  em coordenadas estacionárias, como saída tem-se o vetor das tensões de linha da rede estimadas  $\hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta(k)}$  também em coordenadas estacionárias.

O observador de correntes compara as correntes medidas e as observadas e possui uma que reduz o erro de forma que, na inexistência de erro, a função forçante contém a estimação da tensão da linha. O erro das correntes é levado a zero indicando que as

trajetórias dos estados converge para a superfície de deslizamento ( $\sigma_{\alpha\beta(k)}$ ).

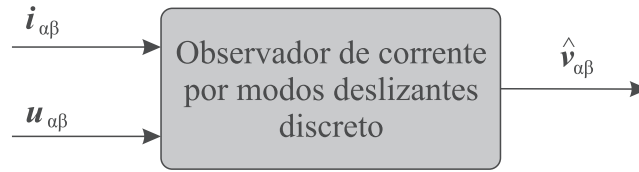


Figura 3.8 – Diagrama de blocos do observador de corrente DSM.

Primeiramente define-se as grandezas estimadas como:

$$\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha(k)} & \hat{i}_{\beta(k)} \end{bmatrix}^T \quad (3.29)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta(k)} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha(k)} & \hat{v}_{\beta(k)} \end{bmatrix}^T \quad (3.30)$$

$$\sigma_{\alpha\beta(k)} = \begin{bmatrix} \sigma_{\alpha(k)} & \sigma_{\beta(k)} \end{bmatrix}^T \quad (3.31)$$

que são respectivamente os vetores estimados da corrente, da tensão e da função de comutação.

Comummente, uma função de comutação é escolhida por uma combinação linear dos estados (DRAZENOVIC, 1969; UTKIN, 1992). Nesta dissertação a função de comutação é definida como sendo o erro entre o vetor de corrente estimada e real, dado por

$$\sigma_{\alpha\beta(k)} = \tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} = \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{i}_{\alpha\beta(k)} \quad (3.32)$$

Assim sendo, baseando-se no modelo da rede em coordenadas  $\alpha\beta$  desenvolvido na seção 3.2 equação (3.18), o observador de corrente por modos deslizantes em tempo discreto pode ser escrito como

$$\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k+1)} = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta(k)} + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{\alpha\beta(k)} - \mathbf{B}_d \hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta(k)} \quad (3.33)$$

onde  $\mathbf{u}_{\alpha\beta(k)}$  é a tensão nos terminais do conversor em coordenadas  $\alpha\beta$  e  $\hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta(k)}$  é a função de atração.

A função de atração para este caso é definida como

$$\hat{\mathbf{v}}_{\alpha\beta(k)} = h_1 \text{sign}(\sigma_{\alpha\beta(k)}) \quad (3.34)$$

onde  $h_1$  é uma constante e  $\text{sign}()$  é a função sinal.

Neste caso a constante  $h_1$  deve ser maior que máximo pico atingido pela tensão de linha da rede de modo a garantir a convergência do observador para zero conforme (UTKIN; GULDNER; SHIJUN, 1999; DRAKUNOV; UTKIN, 1989). O vetor da função sinal

da função de comutação  $sign(\sigma_{\alpha\beta(k)})$  tem a função de forçar as trajetórias a permanecer entorno da superfície de deslizamento.

### 3.3.1 Condições de Estabilidade do Observador de corrente DSM

Conforme (BERNARDES, 2013) a técnica de modos deslizantes para observadores que exista: (i) uma superfície de deslizamento exista, e (ii) que as trajetórias dos estados converjam para ela. Esses critérios são avaliados por condições de convergência, as quais as trajetórias dos estados deslocam-se na direção e alcançam a superfície, garantindo os modos deslizantes. Se essas trajetórias permanecem em uma banda limitada no espaço de estados, então as dinâmicas no interior dela podem ser chamadas por modos quase deslizantes.

Ainda de (BERNARDES, 2013), quando considera-se uma implementação no domínio de tempo discreto, os elementos de comutação são substituídos por rotinas computacionais, que mudam a estrutura do sistema, nos instantes de amostragem, opondo-se a implementações em tempo contínuo, em que a comutação associada à função sinal pode ocorrer em qualquer instante, tão logo as trajetórias dos estados cruzem o hiperplano de comutação. Desde que, a ação de controle é computada em instantes discretos e aplicada durante o período de amostragem, inevitavelmente, um modo deslizante não ideal surgirá. Assim, para assegurar a estabilidade de um sistema por modos deslizantes discretos, a condição de convergência é dada por

$$\sigma_{i(k)}(\sigma_{i(k+1)} - \sigma_{i(k)}) \leq 0 \quad (3.35)$$

Essa condição é necessária, porém insuficiente para garantir os modos quase deslizantes, podendo ocorrer uma instabilidade se a amplitude do *chattering* das trajetórias dos estados aumenta ao longo do cruzamento pela superfície de deslizamento (BERNARDES, 2013), como mostra a Figura 3.9.

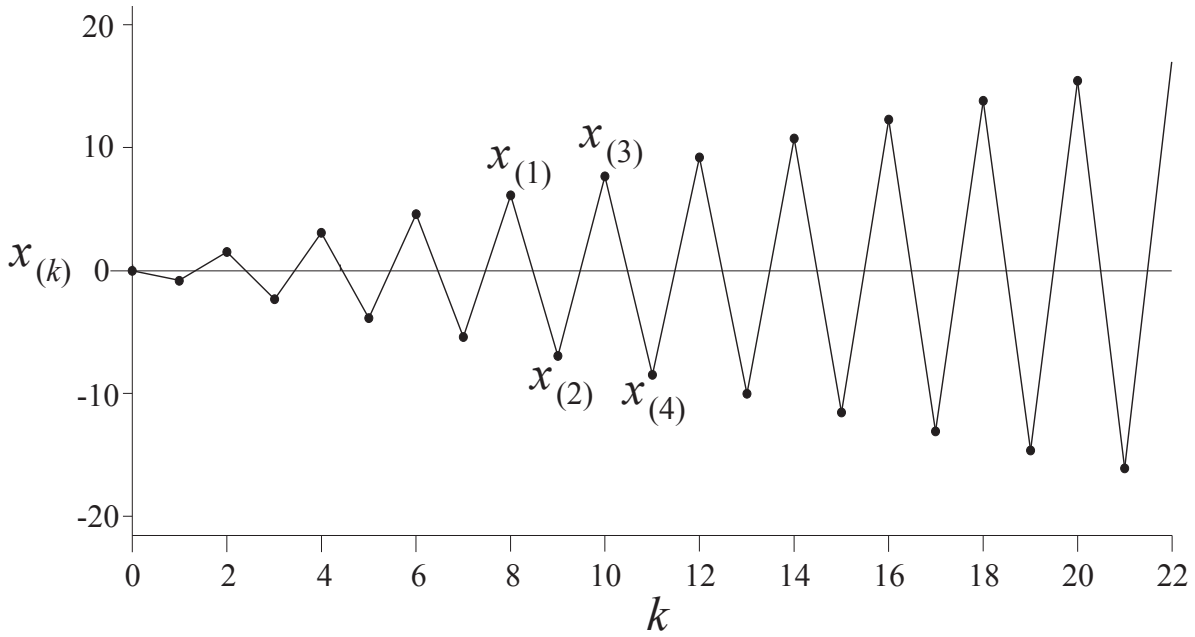


Figura 3.9 – Um modo quase deslizante instável para uma superfície de deslizamento  $\sigma_{i(k)} = x(k) = 0$  (SIRA-RAMIREZ, 1991, Exemplo 3.1).

De forma a evitar a instabilidade discutida na Figura 3.9 garantindo a existência dos modos deslizantes discretos e a convergência das trajetórias dos estados para uma superfície de deslizamento, Sarpturk, Istefanopulos e Kaynak (1987) propuseram uma condição necessária e suficiente, dada por

$$|\sigma_{i(k+1)}| < |\sigma_{i(k)}| \quad (3.36)$$

sendo que (3.36) contempla duas inequações, obtidas por

$$\begin{aligned} |\sigma_{i(k+1)}|^2 &< |\sigma_{i(k)}|^2 \Rightarrow \\ \Rightarrow \sigma_{i(k+1)}^2 &< \sigma_{i(k)}^2 \Rightarrow \\ \Rightarrow \sigma_{i(k+1)}^2 - \sigma_{i(k)}^2 &< 0 \end{aligned} \quad (3.37)$$

tal que multiplicada por  $sign^2(\sigma_{i(k)}) = 1$ , para  $\sigma_{i(k)} \neq 0$ , resulta em

$$[(\sigma_{i(k+1)} - \sigma_{i(k)})sign(\sigma_{i(k)})][(\sigma_{i(k+1)} - \sigma_{i(k)})sign(\sigma_{i(k)})] < 0, \quad (3.38)$$

sendo decomposta em

$$(\sigma_{i(k+1)} - \sigma_{i(k)})sign(\sigma_{i(k)}) < 0 \quad (3.39)$$

$$(\sigma_{i(k+1)} + \sigma_{i(k)})sign(\sigma_{i(k)}) \geq 0. \quad (3.40)$$

em que a inequação (3.39) garante que as trajetórias dos estados apontam a direção da

superfície de deslizamento  $\sigma_{i(k)} = 0$ . Já a inequação (3.40) é suficiente para a estabilidade, pois garante que a amplitude do *chattering*, diminua para atingir  $\sigma_{i(k)} = 0$ , ou pelo menos não aumente dentro de um intervalo de amostragem, ou seja, as trajetórias permaneçam entre de um limitante superior ( $+\gamma_{i(k)}$ ) e inferior ( $-\gamma_{i(k)}$ ). Essas inequações são nomeadas condições de deslizamento e convergência. Elas estabelecem os limites superior e inferior para os ganhos de comutação (MONSSES, 2002).

Drakunov e Utkin (1989) sugerem que, para sistemas no domínio de tempo discreto, as trajetórias dos estados devem alcançar uma superfície de deslizamento em um intervalo de tempo finito e, após isso, elas devem limitar-se a uma região para garantir a existência de modos deslizantes discretos.

Para garantir a existência das condições de deslizamento, inequação (3.39), e convergência, inequação (3.40), a seguir, são desenvolvidas as provas matemáticas. Dado que a função de comutação  $\sigma_{i(k)}$  é dada pelo erro das correntes no instante ( $k$ ), conforme equação (3.32), então  $\sigma_{i(k+1)}$  será,

$$\sigma_{i(k+1)} = \tilde{\mathbf{i}}_{i(k+1)} = \hat{\mathbf{i}}_{i(k+1)} - \mathbf{i}_{i(k+1)} \quad (3.41)$$

em que  $\hat{\mathbf{i}}_{i(k+1)}$  e  $\mathbf{i}_{i(k+1)}$  são dados respectivamente pelas equações (3.33) e (3.18).

Assim podemos reescrever  $\sigma_{i(k+1)}$ :

$$\sigma_{i(k+1)} = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{i}}_{i(k)} + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{i(k)} - \mathbf{B}_d \hat{\mathbf{v}}_{i(k)} - \mathbf{A}_d \mathbf{i}_{i(k)} - \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{i(k)} + \mathbf{B}_d \mathbf{v}_{i(k)} \quad (3.42)$$

dado que a função de atração  $\hat{\mathbf{v}}_{i(k)} = h_1 \text{sign}(\sigma_{i(k)})$  então,

$$\sigma_{i(k+1)} = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{i}}_{i(k)} + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{i(k)} - \mathbf{B}_d h_1 \text{sign}(\sigma_{i(k)}) - \mathbf{A}_d \mathbf{i}_{i(k)} - \mathbf{B}_d \mathbf{u}_{i(k)} + \mathbf{B}_d \mathbf{v}_{i(k)} \quad (3.43)$$

rearranjando os termos de (3.43) obtêm-se,

$$\sigma_{i(k+1)} = \mathbf{A}_d \sigma_{i(k)} - \mathbf{B}_d h_1 \text{sign}(\sigma_{i(k)}) + \mathbf{B}_d \mathbf{v}_{i(k)} \quad (3.44)$$

De modo a garantir provar à existência da condição de deslizamento (3.39), substitui-se (3.44) em (3.39),

$$(\mathbf{A}_d \sigma_{i(k)} - \mathbf{B}_d h_1 \text{sign}(\sigma_{i(k)}) + \mathbf{B}_d \mathbf{v}_{i(k)} - \sigma_{i(k)}) \text{sign}(\sigma_{i(k)}) < 0 \quad (3.45)$$

o que leva a,

$$(\mathbf{A}_d - I) \|\sigma_{i(k)}\| - \mathbf{B}_d h_1 + \mathbf{B}_d \mathbf{v}_{i(k)} \text{sign}(\sigma_{i(k)}) < 0 \quad (3.46)$$

em que  $I$  é a matriz identidade e  $(\mathbf{A}_d - I) = 0$ , dessa forma,

$$\mathbf{B}_d(-h_1 + \mathbf{v}_{i(k)} \text{sign}(\sigma_{i(k)})) < 0 \quad (3.47)$$

da onde obtêm-se que o valor do ganho  $h_1$  deve ser,

$$h_1 > \text{máx} \|\mathbf{v}_{i(k)}\| \quad (3.48)$$

o que garante que a desigualdade (3.39) é satisfeita e que as trajetórias apontaram para a superfície de deslizamento  $\sigma_{i(k)}$ .

Para provar a existência da condição de convergência (3.40), substitui-se (3.44) em (3.40),

$$(\mathbf{A}_d \sigma_{i(k)} - \mathbf{B}_d h_1 \text{sign}(\sigma_{i(k)}) + \mathbf{B}_d \mathbf{v}_{i(k)} + \sigma_{i(k)}) \text{sign}(\sigma_{i(k)}) \geq 0 \quad (3.49)$$

levando a,

$$(\mathbf{A}_d + I) \|\sigma_{i(k)}\| - \mathbf{B}_d h_1 + \mathbf{B}_d \mathbf{v}_{i(k)} \text{sign}(\sigma_{i(k)}) \geq 0 \quad (3.50)$$

o que resulta em,

$$2I \|\sigma_{i(k)}\| + \mathbf{B}_d(-h_1 + \mathbf{v}_{i(k)} \text{sign}(\sigma_{i(k)})) \geq 0 \quad (3.51)$$

Da inequação (3.47), note que o termo  $\mathbf{B}_d(-h_1 + \mathbf{v}_{i(k)} \text{sign}(\sigma_{i(k)}))$  é sempre menor que zero, então, em um sentido geométrico podemos definir um limite inferior de  $-\gamma_{i(k)}$ . Dessa forma a desigualdade (3.51) será satisfeita sempre que,

$$\|\sigma_{i(k)}\| \geq \frac{\gamma_{i(k)}}{2} \quad (3.52)$$

ou

$$\|\sigma_{i(k)}\| = 0 \quad (3.53)$$

o que define a espessura da lage em torno, ou seja, a limitante superior e inferior, de modo que a função de comutação fique em torno de  $\sigma_{i(k)}$ .

Assim, o vetor da tensão estimada em coordenadas  $\alpha\beta$  é obtido, contanto que as condições de estabilidade do observador sejam respeitadas. Este vetor contém toda a informação das tensões de linha da rede, porém contém um alto nível de *chattering* o que impossibilita o seu uso direto desta grandeza para o sincronismo, pois além disso pode conter informações de sequência de fase negativa resultantes de desequilíbrios na rede e outros distúrbios. Dessa forma na seção 3.4 é apresentado um método, baseado em filtros passa-baixa de 2ª que visam a filtragem deste sinal estimado, eliminando o *chattering* e obtendo as componentes de fase positiva da tensão da rede para realização do sincronismo.

### 3.4 Separador de Sequência de Fase Positiva

Tendo como possibilidade de que as tensões de fase da rede elétrica estejam desequilibradas, então, além da sequência de fase positiva também as tensões de sequência de fase negativa estão presentes na tensão estimada. Dependendo do método de sincronização utilizado, estes desequilíbrios geram distorções nos sinais de sincronismo conforme analisado por (LEE; KANG; SEUNG, 1999; SONG; NAM, 2000). Estas distorções por sua vez provocam o aparecimento de componentes harmônicas nas grandezas de corrente em conversores trifásicos (MANJURE; MAKRAM, 2002; SONG; NAM, 2000). De modo a evitar tais distorções nos sinais de sincronização, o vetor de sincronismo será obtido, utilizando o referencial das componentes de sequência de fase positiva das tensões da rede na frequência fundamental. Para tal é desenvolvido um método de separação em sequência de fase positiva, que utiliza dois filtros passa-baixas, conforme realizado por (CAMARGO, 2006).

Assim, tomando por base a teoria das componentes simétricas desenvolvida por (FORTESCUE, 1918), Figura 3.10, onde assumimos um sistema trifásico a três fios de forma que a sequência zero pode ser negligenciada.

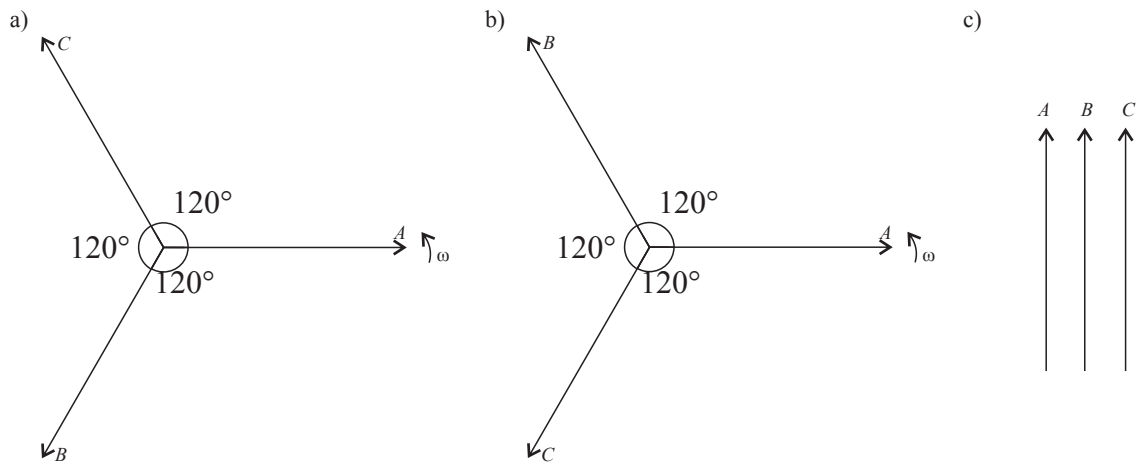


Figura 3.10 – Sequência de componentes simétricas: a) Sequência positiva ABC, b) Sequência negativa ACB e c) Sequência zero.

Pelo método de (FORTESCUE, 1918) obtemos a seguinte expressão para a obtenção da componente de fase positiva,

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

reescrevendo a equação (3.54) de forma a assumir a matriz em sua forma complexa,

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & -\frac{1}{6} & -\frac{1}{6} \\ -\frac{1}{6} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{6} \\ -\frac{1}{6} & -\frac{1}{6} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{6} & -\frac{1}{6} \\ -\frac{1}{6} & 0 & \frac{1}{6} \\ \frac{1}{6} & -\frac{1}{6} & 0 \end{bmatrix} j \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (3.55)$$

onde o operador  $a$  rotaciona um fasor em um ângulo de  $120^\circ$ ,  $a^2$  rotaciona o fasor em um ângulo de  $240^\circ$  e o operador  $j$  equivale a uma rotação de um ângulo de  $90^\circ$  na segunda parcela do lado direito da equação (3.55).

Esta teoria pode ser utilizada diretamente para sistemas bifásicos, sem a necessidade de fazer a decomposição do sistema trifásico, utilizando a transformada de *Clark*, vista na seção 3.2.1, obtêm-se seguinte equação,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} j \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.56)$$

Para obter o deslocamento de fase gerado pelo operador  $j$  na equação (3.56), na frequência fundamental, e atingir a sequência de fase positiva em coordenadas  $\alpha\beta$  são utilizados dois filtros passa-baixas de segunda ordem, conforme proposto por (CAMARGO, 2006). Onde o primeiro filtro "LPF1" contribui com uma defasagem de  $-90^\circ$  no vetor das tensões estimadas em coordenadas  $\alpha\beta$  na frequência da fundamental, resultando em uma componente em quadratura ( $v_{\alpha\beta}^{90}$ ). Este sinal em quadratura passa por um segundo filtro "LPF2" que provoca um novo deslocamento de fase de  $-90^\circ$ , dessa forma obtendo um sinal ( $v_{\alpha\beta}^{180}$ ). A Figura 3.4 mostra o diagrama de blocos do separador de sequência de fase positiva, o qual consiste em dois filtros passa-baixas de segunda ordem nos quais a frequência de corte é igual a frequência estimada da rede pelo método de estimação proposto na próxima seção. São obtidos os componentes em quadratura e de sequência de fase, tal que, a equação (3.56) pode ser reescrita,

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha(k)}^+ \\ \hat{v}_{\beta(k)}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha(k)}^{90} \\ \hat{v}_{\beta(k)}^{90} \\ \hat{v}_{\alpha(k)}^{180} \\ \hat{v}_{\beta(k)}^{180} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

### 3.4.1 Projeto Filtros Passa-Baixas de Segunda Ordem

Os filtros passa-baixas de 2ª ordem *LPF1* e *LPF2* foram projetados da mesma forma, com o objetivo de filtrar as componentes harmônicas múltiplas da frequência fundamental. A função do primeiro filtro é realizar o deslocamento de fase de  $-90^\circ$  no vetor



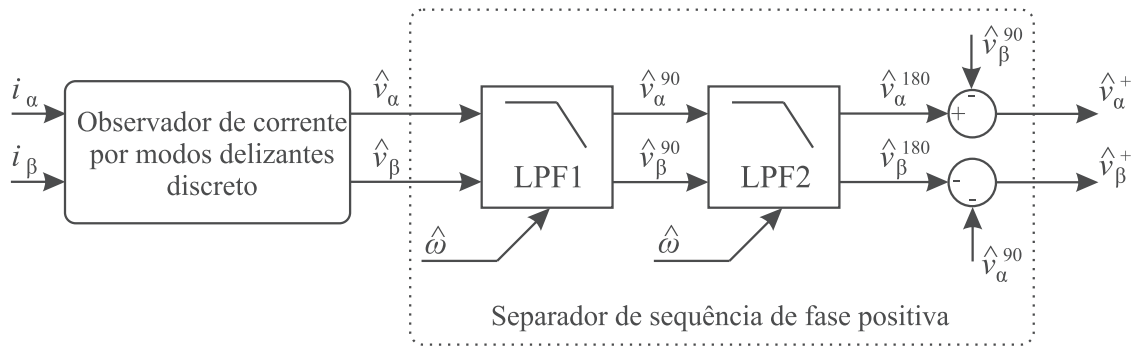


Figura 3.11 – Diagrama de blocos do separador de sequência de fase positiva.

da tensão estimada na frequência da fundamental, de forma a obter a componente em quadratura do sinal ( $\hat{v}_{\alpha\beta}^{90}$ ). O segundo filtro recebe este sinal em quadratura do vetor de tensão estimado e provoca um novo deslocamento de fase de  $90^\circ$ , obtendo uma nova componente deslocada em  $180^\circ$  da componente fundamental ( $\hat{v}_{\alpha\beta}^{180}$ ). Este conjunto de filtros além de provocarem os respectivos deslocamentos de fase, também tem a função de atenuar o *chattering* presente no sinal estimado do observador por modos deslizantes.

Assim sendo os filtros são projetados tendo um ganho unitário, ou seja,  $|G(s)| = 1$  e defasagem angular de  $-90^\circ$ , ou seja,  $\angle G(s) = -90^\circ$ , para a frequência fundamental da rede ( $\omega = 377\text{rad/s}$ ). Dada a função no tempo contínuo para filtro de 2º passa-baixas,

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.58)$$

Como o sistema é desenvolvido em tempo discreto, e visando a implementação digital, o projeto do filtro também é realizado no domínio do tempo discreto, assim a equação (3.58) é expressa na forma de equação de estados no domínio discreto,

$$\begin{aligned} x_{(k+1)} &= \mathbf{G}x_{(k)} + \mathbf{H}u_k \\ y_k &= \mathbf{C}x_k + \mathbf{D}u_k \end{aligned} \quad (3.59)$$

em que as matrizes  $\mathbf{G}$ ,  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{C}$  e  $\mathbf{D}$  são dadas por,

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -e^{(-2\omega T_s)} & 2e^{(-\omega T_s)} \cos(\omega T_s) \end{bmatrix}; \\ \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 - 2e^{(-\omega T_s)} \cos(\omega T_s) e^{(-2\omega T_s)} \end{bmatrix}; \\ \mathbf{C} &= [0 \quad \sqrt{2}]; \\ \mathbf{D} &= [0]. \end{aligned} \quad (3.60)$$

em que  $T_s$  é tempo de amostragem e  $\omega$  é a frequência estimada da rede em radianos por segundo.

Para uma frequência de amostragem  $f_s = 20160Hz$  e assumindo a frequência da rede constante  $f = 60Hz$  é obtida a seguinte resposta para o filtro, mostrada na Figuras 3.12 e 3.13. É possível observar que na frequência de corte ( $\omega = 377rad/s$ ), na Figura 3.12 o deslocamento de fase está entorno de  $-90^\circ$  e na Figura 3.13 o ganho é unitário.

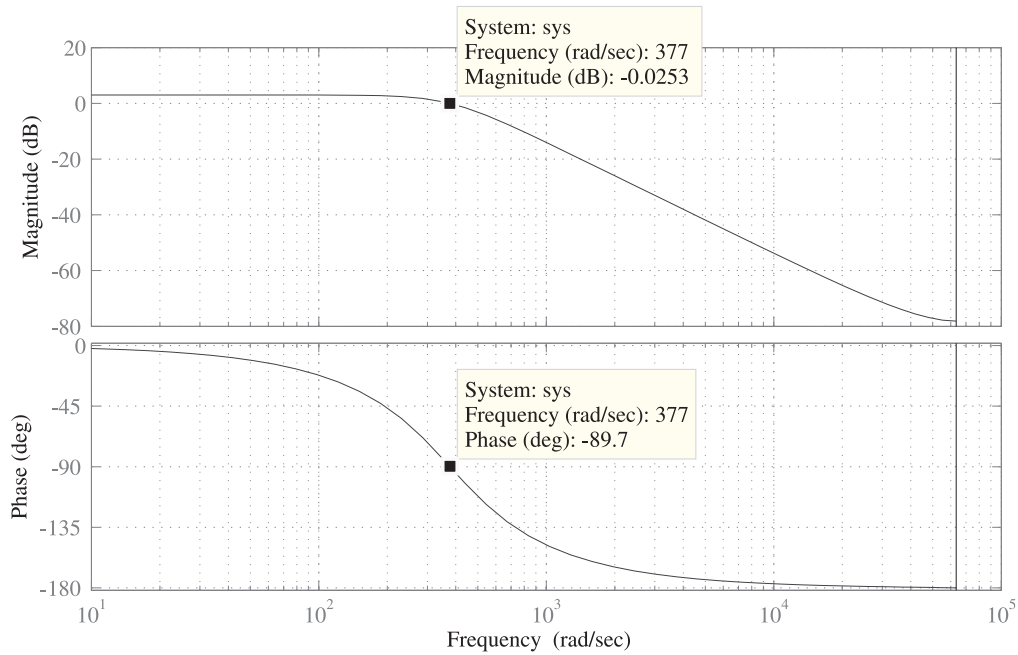


Figura 3.12 – Diagrama de bode para os filtros utilizando frequência da rede constante.

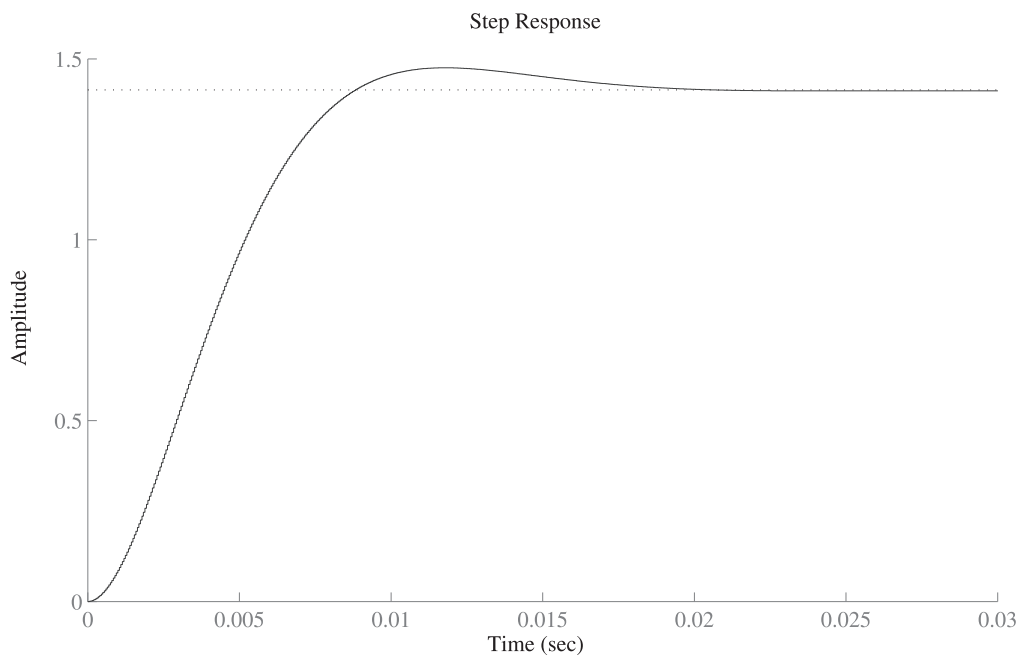


Figura 3.13 – Resposta ao degrau para os filtros utilizados.

### 3.5 Estimação da Frequência da Rede e da Posição

Nesta seção serão descritos os métodos para a obtenção do ângulo estimado de fase da rede e para a estimação da frequência da rede. O primeiro é utilizado para o sincronismo e para as transformações entre eixos de coordenadas síncronas e estacionárias. O segundo consiste em estimar a frequência da rede baseada nas tensões estimadas e no cálculo da posição angular encontrada, conforme proposto por Bernardes (2013), onde foi estimada a velocidade rotórica para o gerador síncrono a imã permanente.

Primeiramente o ângulo de fase da rede estimado é encontrado através das tensões estimadas em coordenadas  $\alpha\beta$  de sequência de fase positiva  $v_{\alpha(k)}^+$  e  $v_{\beta(k)}^+$ , dado por

$$\hat{\theta}_{(k)} = \arctan \left( \frac{\hat{v}_{\beta(k)}^+}{\hat{v}_{\alpha(k)}^+} \right). \quad (3.61)$$

Após é realizado o cálculo da frequência da rede estimada  $\hat{\omega}$ . Baseando-se em (BERNARDES, 2013) é realizado método utilizando as tensões e a posição angular estimadas. Sabendo que as tensões estimadas pela posição angular em tempo contínuo são dadas por,

$$\hat{v}_{\alpha}^+ = \cos(\hat{\theta}) \quad (3.62)$$

$$\hat{v}_{\beta}^+ = \sin(\hat{\theta}) \quad (3.63)$$

e que a frequência é obtida por,

$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}}{dt} \rightarrow \frac{d}{dt} \left( \arctan \left( \frac{\hat{v}_{\beta(k)}^+}{\hat{v}_{\alpha(k)}^+} \right) \right) \quad (3.64)$$

tal que

$$\hat{\omega} = \frac{\dot{\hat{v}}_{\beta}^+ \hat{v}_{\alpha}^+ - \hat{v}_{\beta}^+ \dot{\hat{v}}_{\alpha}^+}{(\hat{v}_{\alpha}^+)^2 + (\hat{v}_{\beta}^+)^2} = \dot{\hat{v}}_{\beta}^+ \hat{v}_{\alpha}^+ - \hat{v}_{\beta}^+ \dot{\hat{v}}_{\alpha}^+ \quad (3.65)$$

Agora, discretizando a equação (3.65), obtêm-se

$$\hat{\omega}_{(k)} = \frac{\Delta \hat{v}_{\beta(k)}^+ \hat{v}_{\alpha(k)}^+ - \hat{v}_{\beta(k)}^+ \Delta \hat{v}_{\alpha(k)}^+}{T_s} \quad (3.66)$$

onde,  $\Delta \hat{v}_{\beta}^+ = \hat{v}_{\beta(k+1)}^+ - \hat{v}_{\beta(k)}^+$  e  $\Delta \hat{v}_{\alpha}^+ = \hat{v}_{\alpha(k+1)}^+ - \hat{v}_{\alpha(k)}^+$ .

Reescrevendo (3.66),

$$\hat{\omega}_{(k)} = \frac{\hat{v}_{\beta(k+1)}^+ \hat{v}_{\alpha(k)}^+ - \hat{v}_{\alpha(k+1)}^+ \hat{v}_{\beta(k)}^+}{T_s} \quad (3.67)$$

agora, assumindo condições discretas para as equações (3.62) e (3.63) e substituindo em (3.67), obtêm-se

$$\hat{\omega}_{(k)} = \frac{\sin(\hat{\theta}_{(k+1)})\cos(\hat{\theta}_{(k)}) - \cos(\hat{\theta}_{(k+1)})\sin(\hat{\theta}_{(k)})}{T_s}, \quad (3.68)$$

da identidade trigonométrica  $\sin(a + b)$ , temos que a frequência estimada é dada por,

$$\hat{\omega}_{(k)} = \frac{\sin(\hat{\theta}_{(k+1)} - \hat{\theta}_{(k)})}{T_s}, \quad (3.69)$$

Após ter sido realizado o cálculo da frequência estimada  $\hat{\omega}_{(k)}$  pela equação (3.69), um filtro de primeira ordem, com frequência de corte igual a frequência fundamental da rede, é utilizado para atenuar ruídos provocados pela derivação de (3.68). O sinal de saída deste filtro é utilizado para atualização, a cada período de amostragem, da frequência de corte dos filtros passa-baixas discutidos na seção 3.4, garantindo robustez quanto a variações na frequência da rede.

Na próxima seção será descrito o controle de corrente proposto.

### 3.6 Controlador de Corrente

Nesta seção será desenvolvido método de controle de corrente em eixos síncronos  $dq$  desenvolvido em tempo discreto. Para o controle das correntes são utilizados dois controladores proporcional-integral (PI), onde um controla as correntes em eixo direto ( $i_d$ ) e o outro em eixo de quadratura ( $i_q$ ), conforme Figura 3.14.

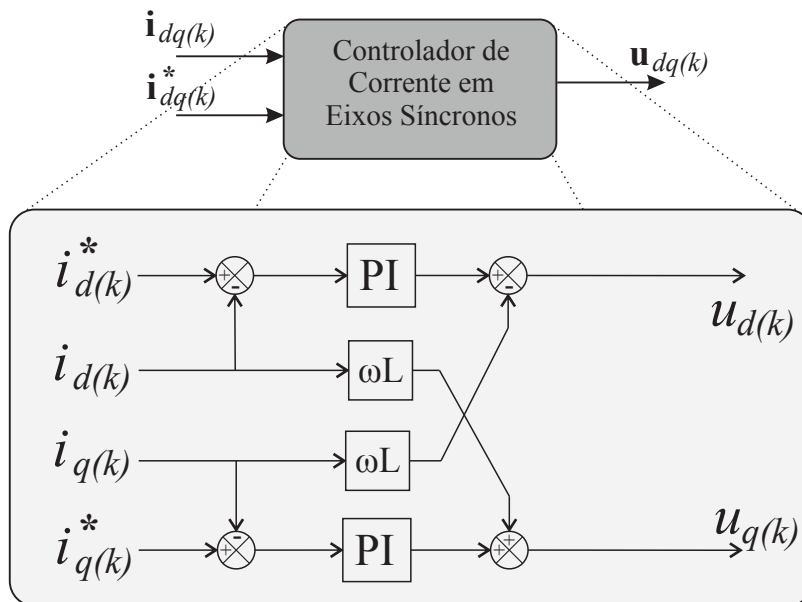


Figura 3.14 – Sistema de controle utilizando 2 controladores PI.

Foram escolhidos controladores PI implementados em eixos síncronos, por ser um dos controladores mais utilizados na literatura para a aplicação em conversores PWM trifásicos (CAMARGO, 2006). Os controladores são utilizados com o intuito de possibilitar o controle do fator de potência, garantindo erro nulo em regime permanente. Apresenta como vantagens, simplicidade em termos de projeto e um reduzido esforço computacional facilitando sua implementação em DSPs. Como desvantagens tem-se que o acoplamento do sistema não é eliminado e apresenta maior número de instruções se comparado aos controladores implementados em eixos de coordenadas estacionárias (CAMARGO, 2006).

A estrutura dos controladores PI em tempo discreto é expressa pelas seguintes equações diferença:

$$\mathbf{x}_{dq(k)} = \mathbf{x}_{dq(k-1)} + k_i[\mathbf{e}_{dq(k)}] \quad (3.70)$$

$$\mathbf{u}_{dq(k)} = \mathbf{x}_{dq(k)} + k_p[\mathbf{e}_{dq(k)}] \quad (3.71)$$

em que,  $\mathbf{e}_{dq(k)} = [\mathbf{i}_{dq(k)}^* - \mathbf{i}_{dq(k)}]$ .

Então para o projeto e definição dos ganhos de cada controlador, aplicamos a transformada  $z$  as equações diferença dos controladores de corrente (3.70) e (3.71),

$$z\mathbf{x}_{dq(z)} = \mathbf{x}_{dq(z)} + k_i z \mathbf{e}_{dq(z)}, \quad (3.72)$$

$$z\mathbf{u}_{dq(z)} = z\mathbf{x}_{dq(z)} + k_p z \mathbf{e}_{dq(z)} \quad (3.73)$$

assim,

$$\mathbf{x}_{dq(z)} = \frac{zk_i \mathbf{e}_{dq(z)}}{z - 1} \quad (3.74)$$

substituindo (3.74) em (3.73),

$$z\mathbf{u}_{dq(z)} = \frac{zk_i \mathbf{e}_{dq(z)}}{z - 1} + k_p z \mathbf{e}_{dq(z)} \quad (3.75)$$

rearranjando os termos da equação (3.75), encontra-se a seguinte função de transferência para os controladores PI,

$$\mathbf{u}_{dq(z)} = \frac{(k_p + k_i)\left(z - \frac{k_p}{k_p + k_i}\right)}{(z - 1)} \mathbf{e}_{dq(z)} \quad (3.76)$$

em que  $k_p$  e  $k_i$  serão projetados a partir da função de transferência da planta em eixos

síncronos, equação (3.28), aplicando a transformada  $z$ :

$$z \begin{bmatrix} i_{d(z)} \\ i_{q(z)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d(z)} \\ i_{q(z)} \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L} \left[ \begin{bmatrix} v_{d(z)} \\ v_{q(z)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{d(z)} \\ u_{q(z)} \end{bmatrix} + \omega L J \begin{bmatrix} i_{d(z)} \\ i_{q(z)} \end{bmatrix} \right] \quad (3.77)$$

rearranjando os termos da equação,

$$(z - 1) \begin{bmatrix} i_{d(z)} \\ i_{q(z)} \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \left[ \begin{bmatrix} v_{d(z)} \\ v_{q(z)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{d(z)} \\ u_{q(z)} \end{bmatrix} + \omega L J \begin{bmatrix} i_{d(z)} \\ i_{q(z)} \end{bmatrix} \right], \quad (3.78)$$

dessa forma é possível fazer a representação na forma de diagrama blocos, conforme Figura 3.15, onde é incluído o atraso de transporte  $z^{-1}$  dos sinais de controle  $\mathbf{u}_{dq(z)}$ .

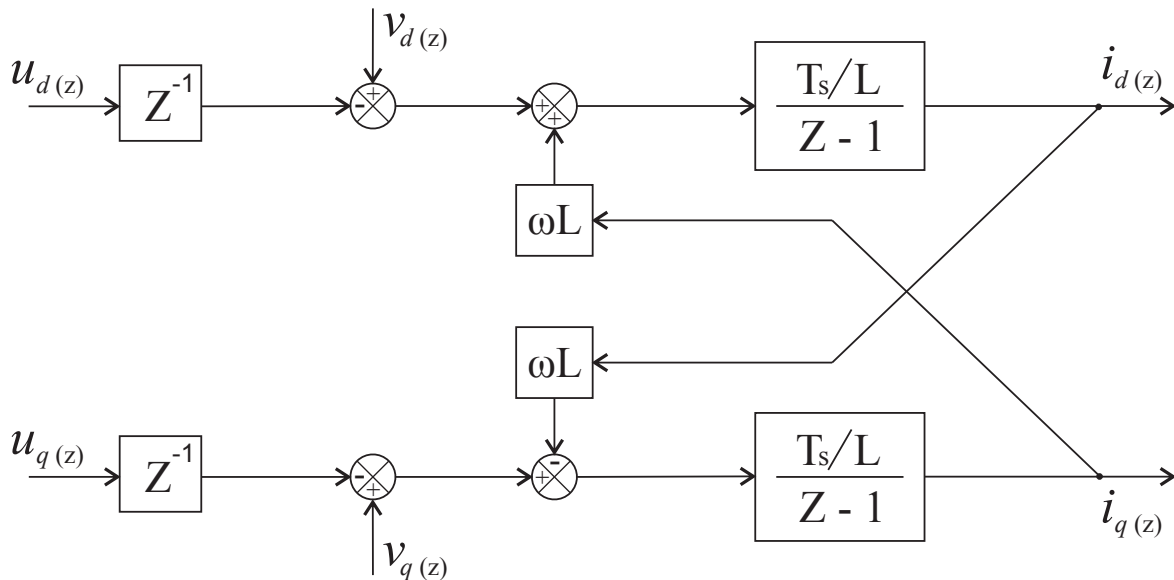


Figura 3.15 – Diagrama de blocos da planta em Z considerando o atraso de transporte para sinais de controle.

Se  $\omega L$  for pequeno o suficiente podemos desprezar o acoplamento para o projeto do controlador, onde  $v_d$  e  $v_q$  são considerados distúrbios exógenos. Dessa forma estarão sendo considerados dois sistemas SISO, um no eixo direto  $d$  e outro no eixo de quadratura  $q$ , onde cada controlador PI é projetado independentemente.

A partir da função de transferência da planta, (3.78), e da função de transferência do controlador, (3.76), atinge-se a função de transferência em malha fechada para o sistema, conforme Figura 3.16, sendo esta válida para os eixos  $d$  e  $q$ .

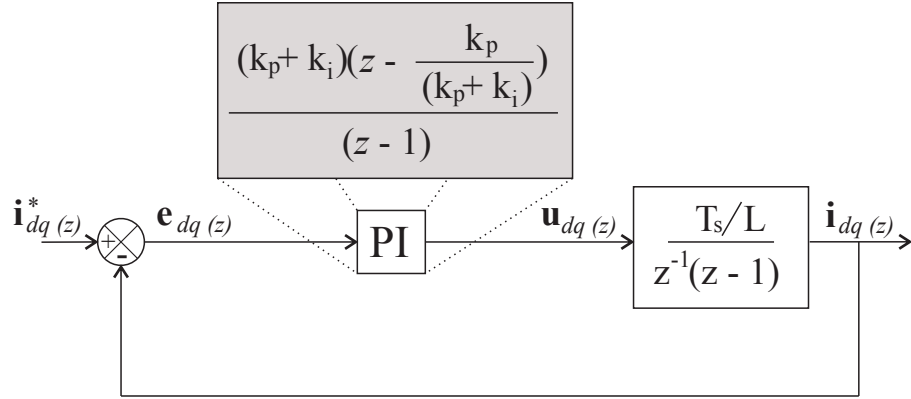


Figura 3.16 – Função de transferência em malha fechada do circuito.

Assumindo que  $k_p + k_i = \alpha$ ,  $\frac{k_p}{k_p + k_i} = \beta$  e  $\frac{T_s}{L} = k$  pode-se reescrever a função de transferência conforme mostrado na Figura 3.17,

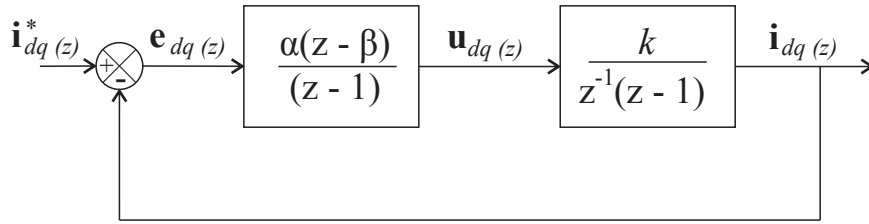


Figura 3.17 – Função de transferência em malha fechada do circuito.

assim, a função do circuito em malha aberta (MA) é escrita,

$$G_{ma(z)} = k \frac{\alpha(z - \beta)}{z(z - 1)^2}, \quad (3.79)$$

e em malha fechada (MF),

$$G_{mf(z)} = \frac{G_{ma(z)}}{1 + G_{ma(z)}}. \quad (3.80)$$

onde a equação característica da função de transferência em malha fechada será:

$$z^3 - 2z^2 + z(k\alpha - 1) - k\alpha\beta = 0. \quad (3.81)$$

A partir da função de transferência em MA, assumindo que o período de amostragem é  $T_s = \frac{1}{f_s}$  e  $F_s = 20160Hz$  e que o valor do filtro indutivo vale  $L = 1mH$ , realiza-se o projeto dos ganhos  $k_p$  e  $k_i$  do controlador pelo método do lugar das raízes no plano Z, utilizando a ferramenta Sisotool do software MATLAB<sup>®</sup>. Assim, para uma margem de fase do sistema de  $60^\circ$  e constante de amortecimento ( $\zeta$ ) próximo a  $\zeta = 0,6$ , foram determinados os ganhos de  $\alpha = 4,6846$  e  $\beta = 0,96$ . Assim a resposta ao impulso do sistema em malha fechada é mostrada na Figura 3.18.

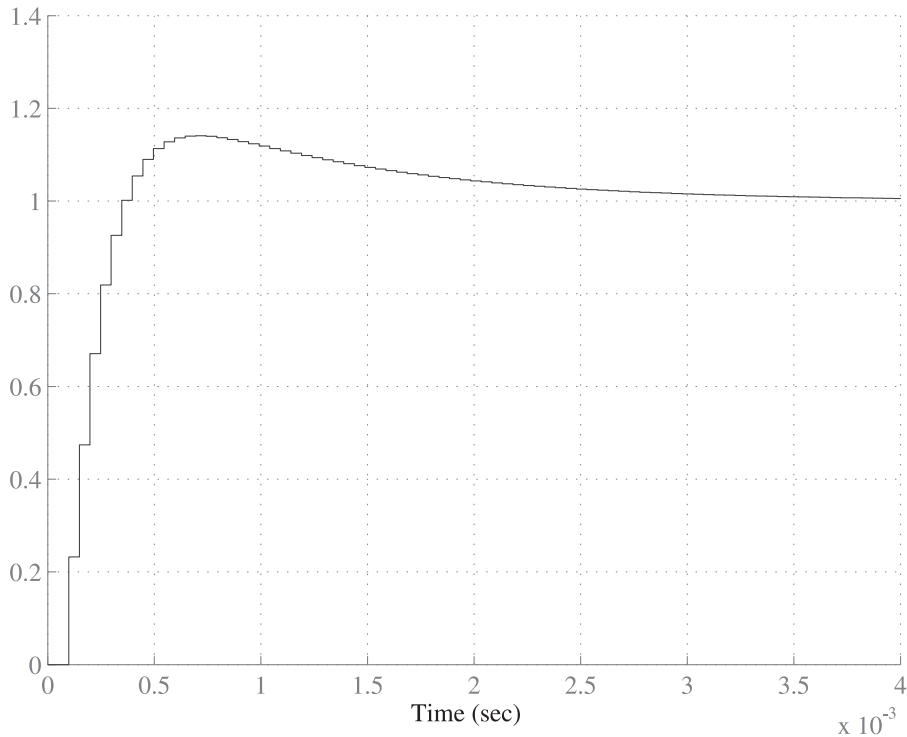


Figura 3.18 – Resposta ao degrau para o sistema em malha fechada.

Pode-se observar da Figura 3.18 que o overshoot é no máximo 1,15, e o tempo de resposta do sistema de controle é em torno de 0,002 segundos, o que mostra que o sistema responde rápido ao degrau sem ter uma grande sobre-elevação.

Dessa forma, calculamos os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  para os controladores PI de corrente, sabendo que  $\alpha = k_p + k_i$  e  $\beta = \frac{k_p}{k_p + k_i}$  então

$$k_p = \alpha\beta \tag{3.82}$$

e,

$$k_i = \alpha(1 - \beta), \tag{3.83}$$

logo,  $k_p = 4,407216$  e  $k_i = 0,187384$ .

Analisando agora as posições dos pólos e zeros do controlador, Figura 3.19, vê-se que os pólos do sistema em malha fechada encontram-se dentro do círculo de raio unitário, sendo assim o sistema estável.

O diagrama de bode para a resposta do sistema incluindo os controladores PI, conforme diagrama de blocos apresentado na Figura 3.16, é apresentado na Figura 3.20.



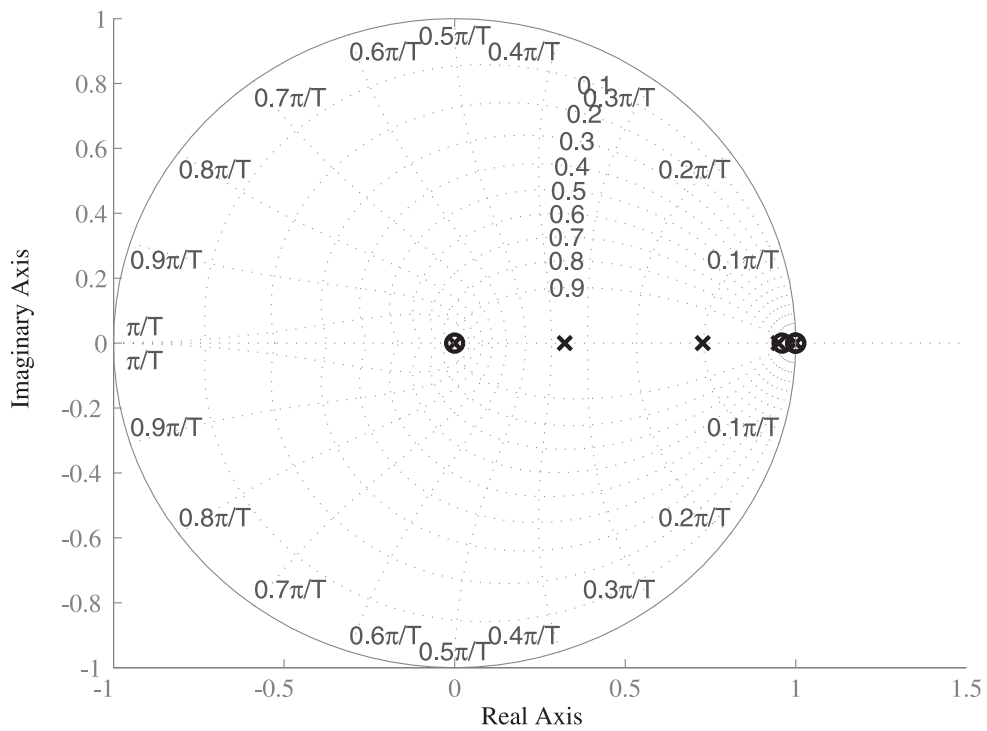


Figura 3.19 – Mapa de pólos e zeros do sistema em malha fechada.

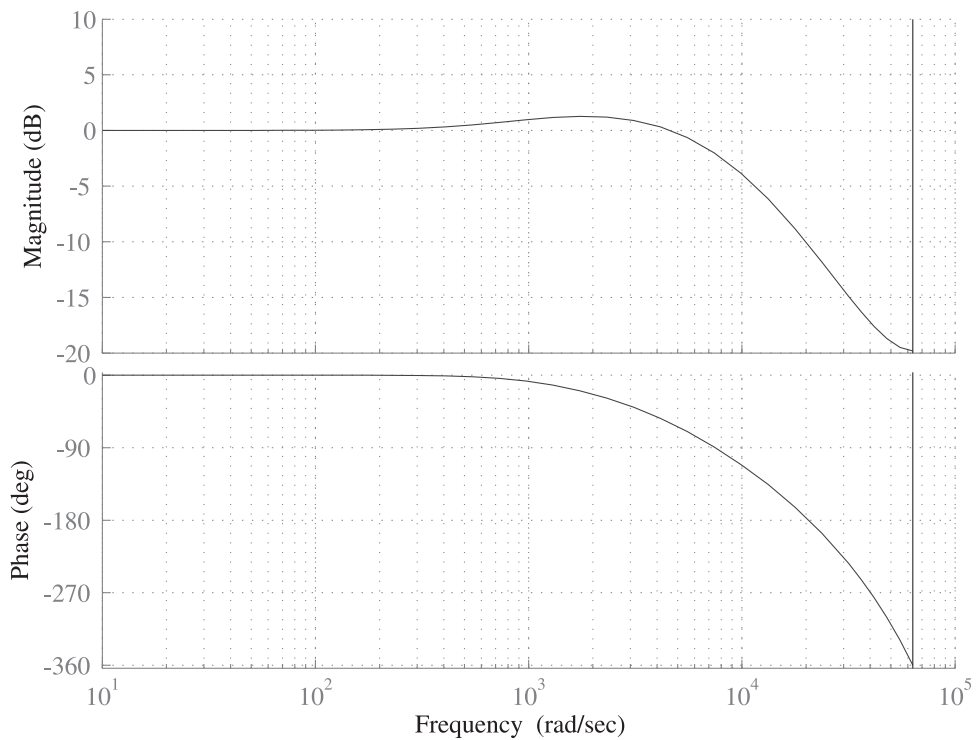


Figura 3.20 – Diagrama de bode do sistema em malha fechada para os ganhos de  $k_p = 4,407216$  e  $k_i = 0,187384$

### 3.7 Conclusão

Neste capítulo, foi realizada a apresentação do sistema proposto. Foram apresentados os modelos matemáticos do conversor PWM conectado à rede elétrica através de um filtro  $L$  tanto para eixos de coordenadas estatóricas  $abc$ , estacionárias  $\alpha\beta$  através da transformada de *Clark* e síncronas  $dq$  através da transformada de *Park*, sendo que os dois últimos são realizados também para o tempo discreto. Na seção 3.3, com o intuito de estimar a tensão da rede, foi desenvolvido o observador de corrente por modos deslizantes em eixos de coordenadas  $\alpha\beta$  e no domínio de tempo discreto e foram apresentadas e analisadas as condições de estabilidade deste observador.

Foi visto que a tensão fora estimada corretamente contendo toda a informação da tensão da rede, porém, esta continha um alto nível de *chattering*. Com o intuito de atenuar o *chattering* e possíveis componentes de sequência de fase negativa na seção 3.4 foi desenvolvido um método para separação de sequência de fase positiva utilizando dois filtros passa-baixas de 2ª ordem com frequência de corte da rede.

Ainda, a fim de estimar a frequência da rede e a posição angular, na seção 3.5 foram concebidos métodos para a estimação da frequência e da posição angular a cada período de amostragem, de modo a obter o sincronismo e efetuar as transformações entre eixos de coordenadas. Por último foi elaborado o projeto dos controladores PI em eixos de coordenadas síncronas, onde o acoplamento do sistema foi desconsiderado para análise se tornar mais simples.

Nos próximos capítulos resultados de simulação e experimentais serão apresentados para demonstrar o desempenho do sistema proposto.

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação e experimentais do sistema de controle de correntes em eixos síncronos aplicado a um VSC conectado à rede elétrica sem a utilização de sensores de tensão de linha. Para o sincronismo com a rede o método desenvolvido faz a utilização de um observador por modo deslizantes projetado em tempo discreto, conforme visto no capítulo 3. Os resultados validam o desenvolvimento teórico e demonstram o desempenho do sistema.

Primeiramente, serão descritos os parâmetros de simulação que foi realizada no software PSIM<sup>®</sup>. Em seguida, serão apresentados os resultados obtidos avaliando a partida do sistema, o ângulo de referência estimado e a questão da estimação da frequência da rede. O sistema é avaliado para questões de saltos na referência de corrente e para o desempenho em relação a possíveis distúrbios ocorridos na rede tais como desequilíbrios e *phase-jump*. Por último, serão apresentados resultados experimentais que validam o método de sincronismo e controle utilizando um observador DSM aplicado a VSC operando como inversor conectado à rede elétrica sem a utilização de sensores de tensão de linha.

### 4.1 Resultados obtidos em Simulação

Na simulação computacional do sistema foi adotado o programa PSIM<sup>®</sup>, utilizando bloco de controle DLL, pois possibilita a implementação do controle digital de forma similar ao aplicado em processadores digitais de sinais (DSP's). Dessa forma, tentando ser o mais fidedigno a uma aplicação real. Os parâmetros definidos para a simulação são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros do circuito para resultados de simulação

Parâmetros de Simulação	
Potência 3 $\phi$ Máxima	23,5kVA
Tensão do Barramento CC	800V
Tensão de Pico da Rede	311V
Indutância da Rede	1mH
Frequência de Comutação	10080Hz
Frequência de Amostragem	20160Hz
Ganho da Função de Atração	400
Ganhos dos controladores de Corrente	$k_p = 4,49; k_i = 0,187$

Nas Figuras 4.1, 4.2, 4.3, 4.4, 4.5 é possível observar do topo para a base: a frequência estimada  $\hat{\omega}$ , as correntes de linha da rede  $i_{abc}$ , as tensões de fase da rede  $v_{abc}$ , as posições angulares estimada  $\hat{\theta}$  e real  $\theta$  e as correntes de eixos direto  $i_d$ , de quadratura

$i_q$ , e corrente de eixo direto de referência  $i_d^*$ .

Na Figura 4.1 é possível observar a operação do sistema desde a partida, passando por variações na referência de corrente de eixo direto, bem como quando surgem distúrbios na rede. Na Figura 4.2 é apresentado zoom entre os instantes de tempo de 0 a 0.05 segundos, com o intuito de observar a partida do sistema. Vê-se que após a partida, no instante de 0.01 segundos, a posição angular estimada  $\hat{\theta}$  converge rapidamente em um tempo menor que um quarto de ciclo de rede, sendo que o transitório das correntes de linha pode ser negligenciado, não sendo necessário métodos de inicialização propostos por (TAKESHITA; KOBAYASHI; MATSUI, 1994; ITO; KANNO; KAWAUCHI, 1994; KULKA, 2009).

Nas Figuras 4.3, zoom entre 0.28 e 0.39 segundos, e Figura 4.4, zoom entre 0.73 e 0.85 segundos, é mostrado o comportamento do sistema nos instantes em que são simuladas faltas na rede que geram desequilíbrios das tensões da rede no ponto de conexão. É possível observar que os desequilíbrios da rede não afetam a estimação da posição angular devido a utilização do separador de sequência de fase positiva descrito no capítulo 3. Além disso é possível observar que apesar da falta ocorrida, surgem alguns distúrbios em  $120Hz$  devido as componentes de fase negativa, não sendo significativos devido aos controladores terem sido projetados com uma largura de banda maior  $120Hz$ .

Na Figura 4.5 é mostrada a região compreendida entre os instantes de tempo de 0.49 à 0.71 segundos, onde a referência de corrente de eixo direto  $i_d$  é levada a zero entre os instantes de 0.5 à 0.7 segundos, e depois é referenciada para  $25A$ . É possível observar o quão robusto é o sistema de sincronismo pois a posição angular não sofre nenhuma alteração e o sistema opera normalmente.

Nas Figuras 4.6, 4.7 e 4.8, com o intuito de avaliar o rastreamento da frequência, são mostrados resultados de simulação para o caso de ocorrer *phase-jump* no ponto de conexão comum com a rede. O fenômeno do *phase-jump* ocorre quando algum sistema que está conectado ao PCC sofre alguma falta, afetando os demais sistemas, pois há uma queda de tensão no PCC que ocasiona um salto na frequência. Através das simulações observa-se que quando o sistema é afetado a frequência sofre perturbações que são rapidamente corrigidas para o valor da frequência da rede, mostrando grande robustez do sistema à variações de frequência. Na Figura 4.8 são plotadas as tensões estimadas no PCC  $\hat{v}_\alpha$  em relação a  $\hat{v}_\beta$ , onde é possível observar claramente quando ocorre *phase-jump*, pois há uma redução de tensão, representada pelo círculo menor.

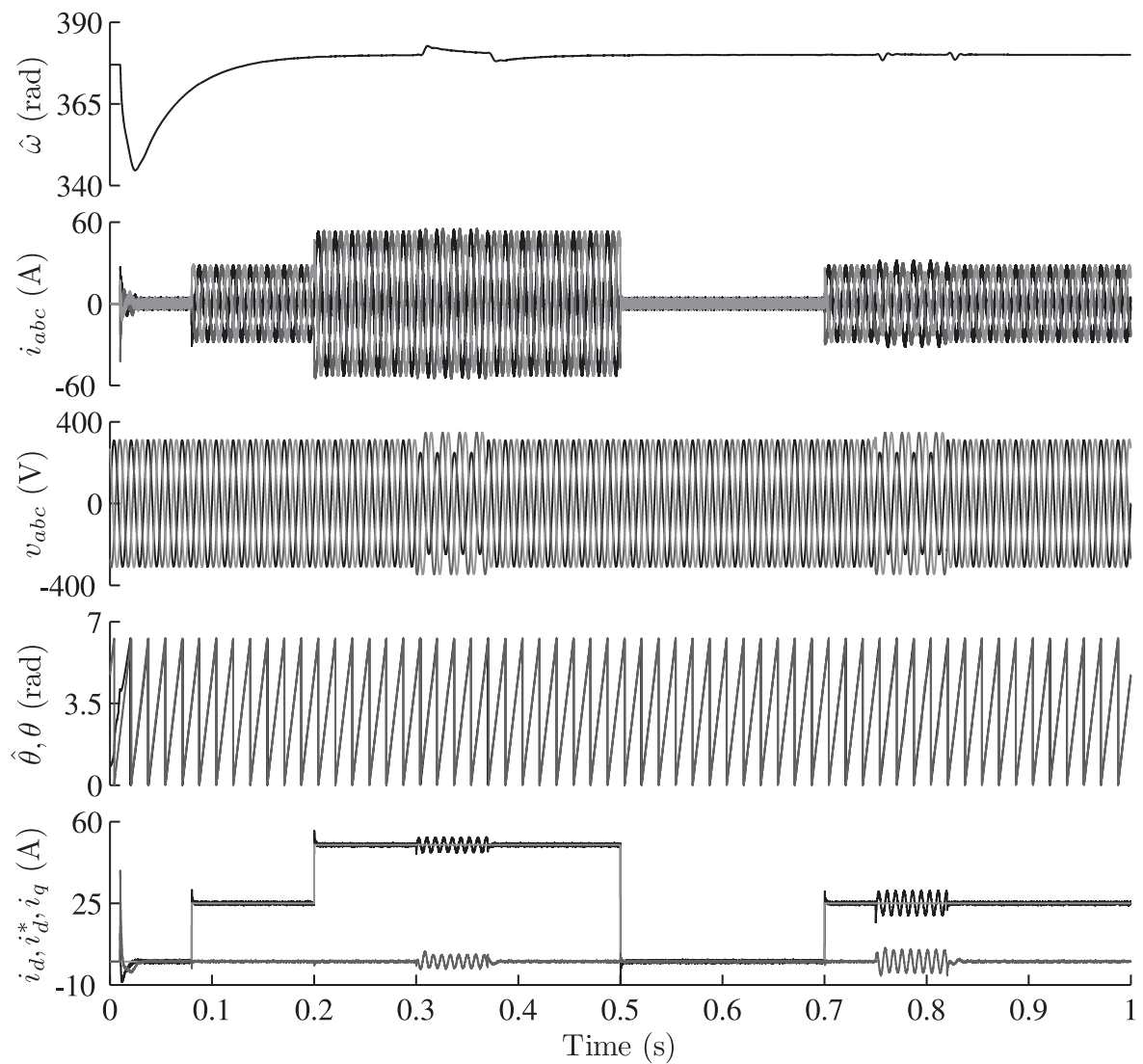


Figura 4.1 – Resultado de Simulação: simulação completa do sistema *voltage sensorless* do VSC conectado à rede utilizando um observador de correntes por modos deslizantes. Primeiro: Frequência estimada; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Tensão de fase da rede; Quarto: Posição angular estimada e real da rede; Quinto: Correntes de eixo direto e quadratura

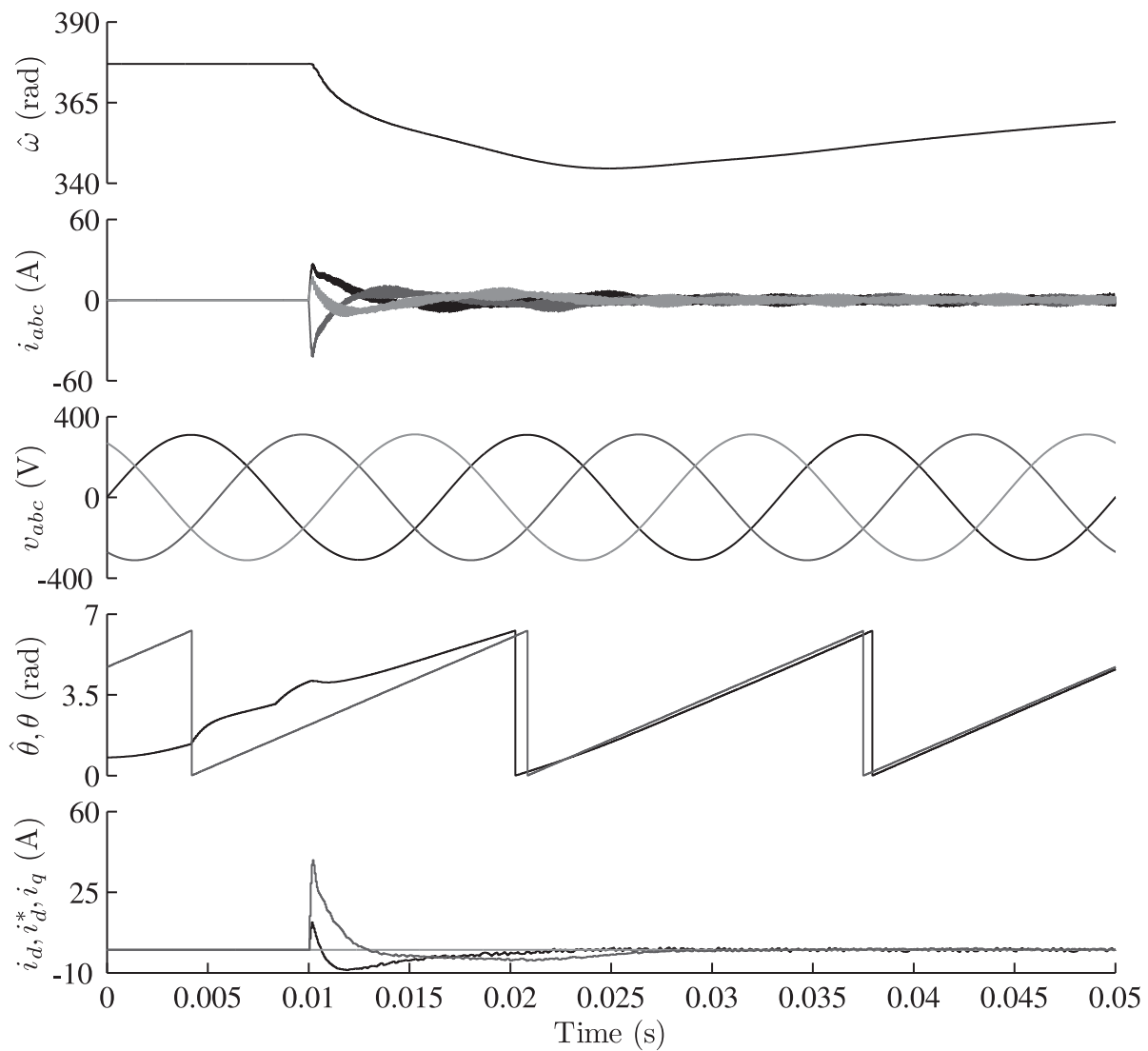


Figura 4.2 – Resultado de Simulação: zoom nos instantes de 0 a 0.05 segundos. Primeiro: Frequência estimada; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Tensão de fase da rede; Quarto: Posição angular estimada e real da rede; Quinto: Correntes de eixo direto e quadratura

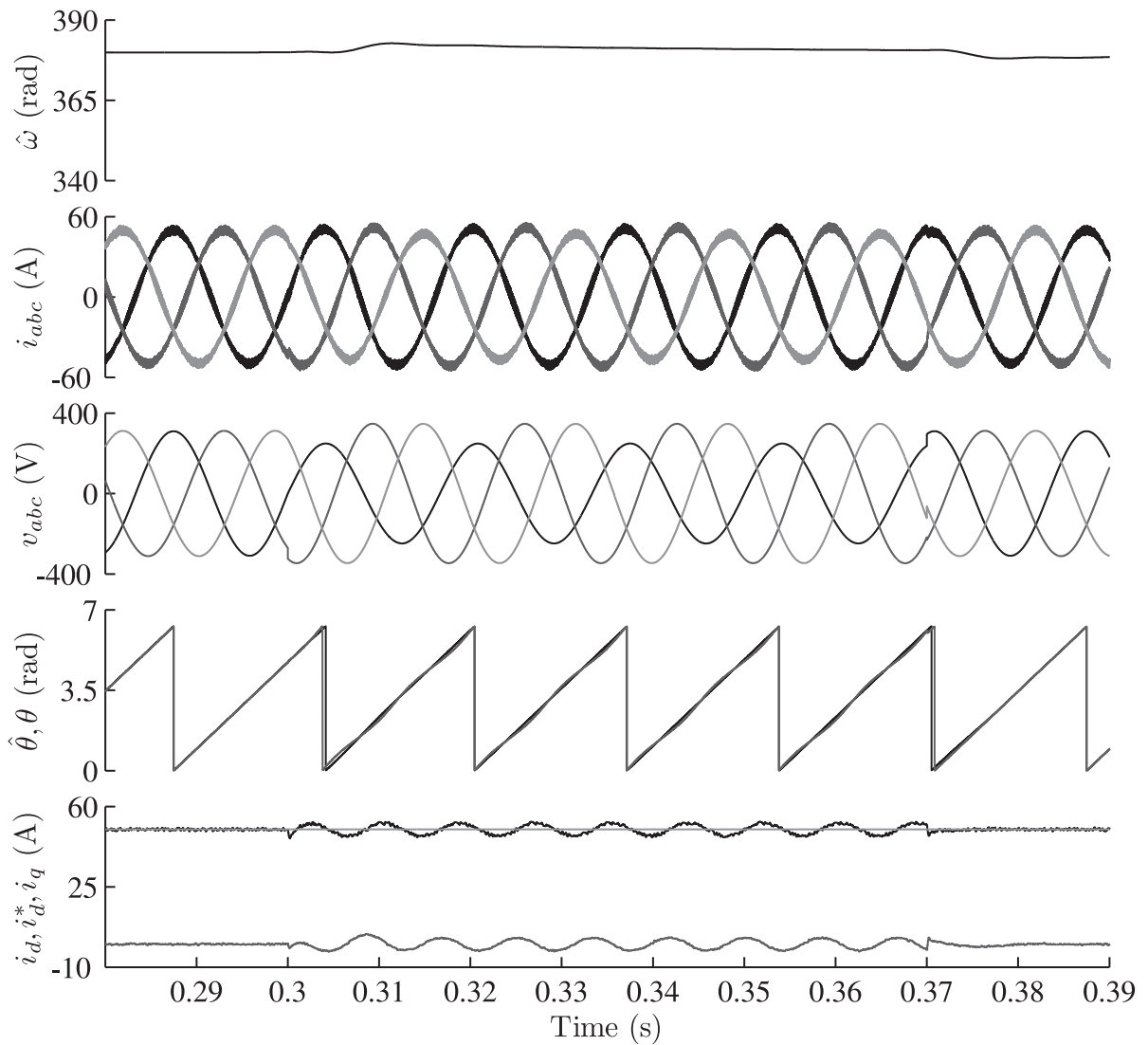


Figura 4.3 – Resultado de simulação: zoom nos instantes de 0.28 a 0.39 segundos. Primeiro: Frequência estimada; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Tensão de fase da rede; Quarto: Posição angular estimada e real da rede; Quinto: Correntes de eixo direto e quadratura

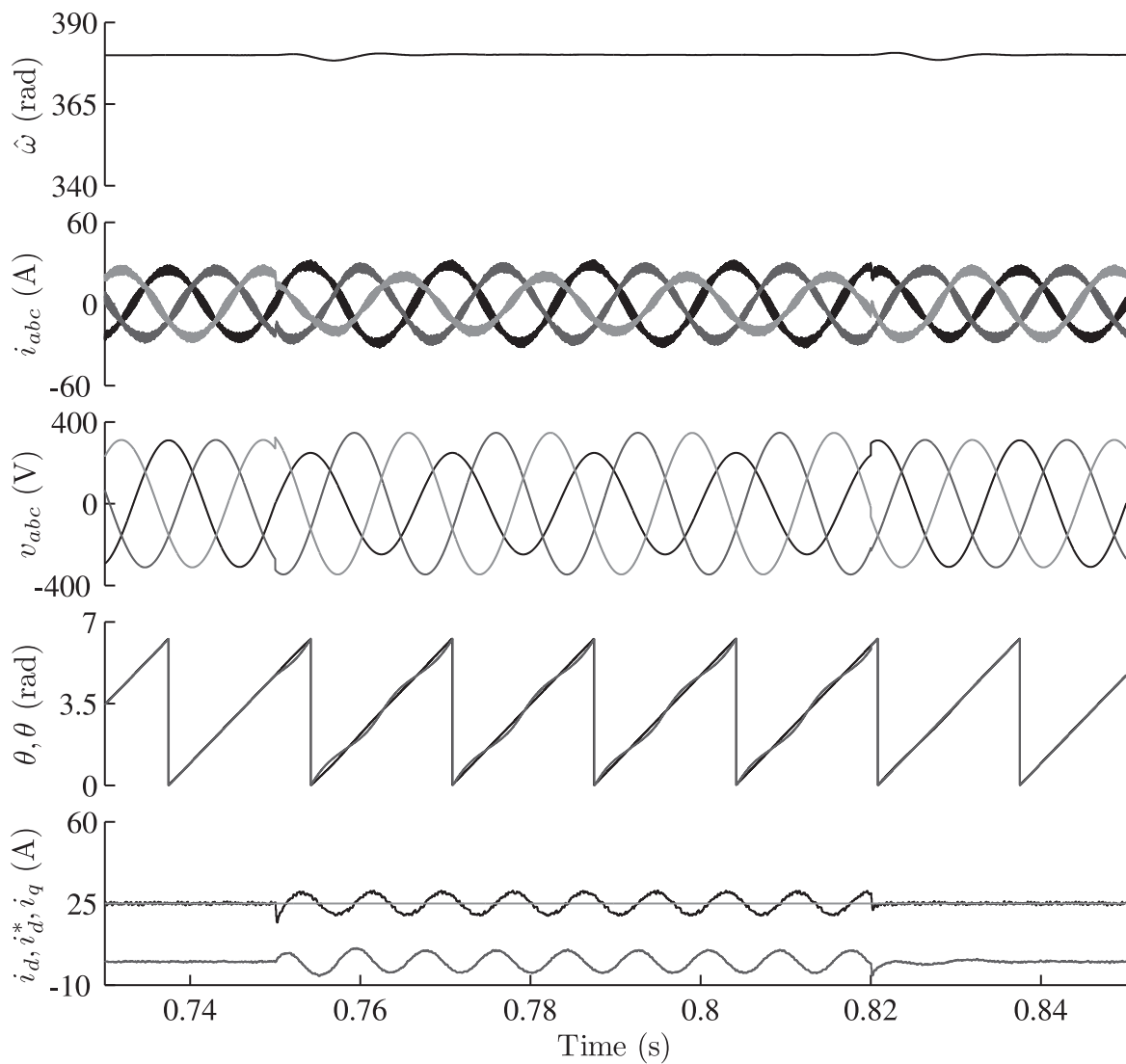


Figura 4.4 – Resultado de Simulação: zoom nos instantes de 0.73 a 0.85 segundos. Primeiro: Frequência estimada; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Tensão de fase da rede; Quarto: Posição angular estimada e real da rede; Quinto: Correntes de eixo direto e quadratura



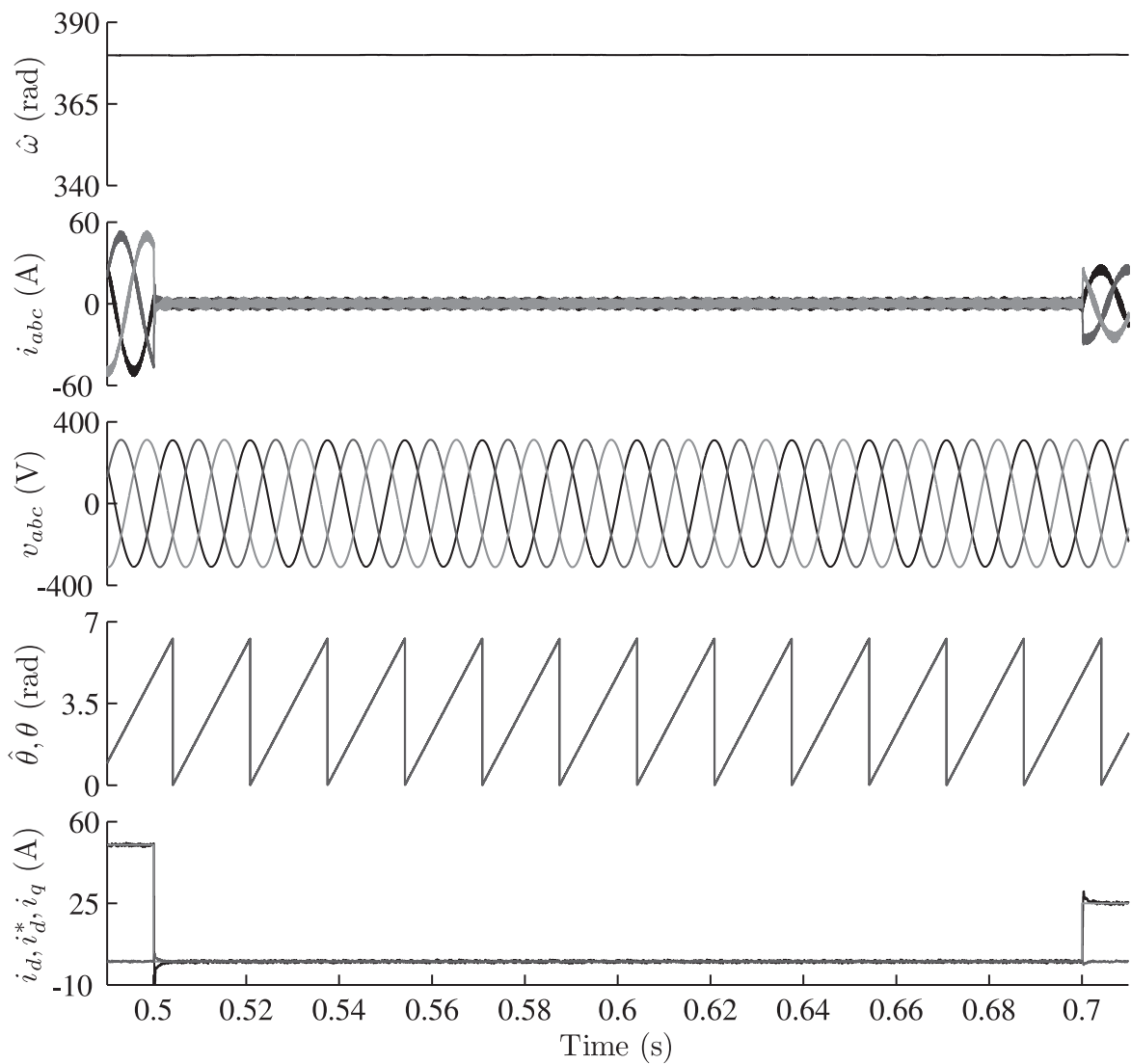


Figura 4.5 – Resultado de Simulação: zoom nos instantes de 0.49 a 0.71 segundos. Primeiro: Frequência estimada; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Tensão de fase da rede; Quarto: Posição angular estimada e real da rede; Quinto: Correntes de eixo direto e quadratura

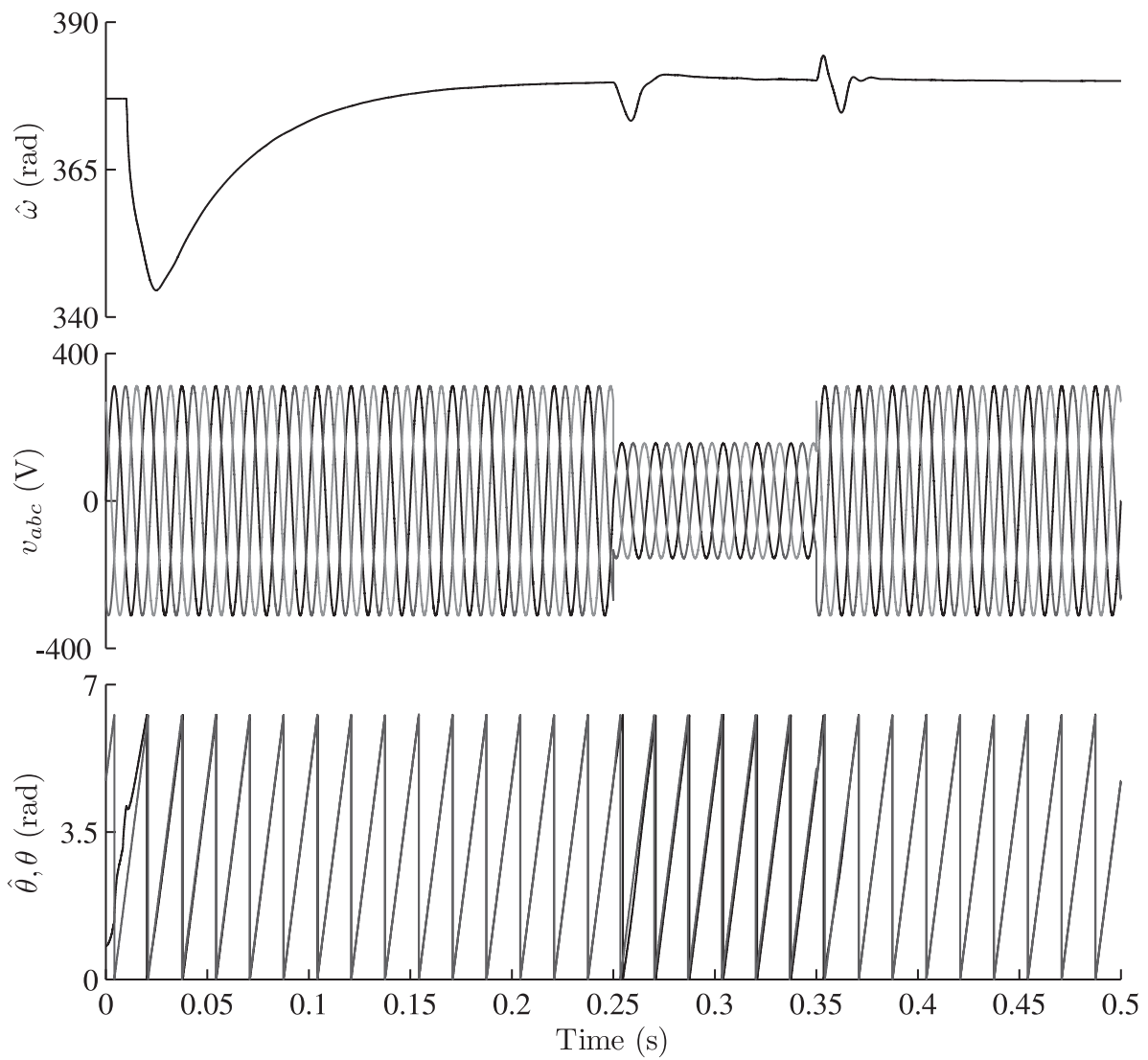


Figura 4.6 – Resultado de Simulação: operação do sistema durante ocorrência de *phase-jump*. Primeiro: Frequência estimada da rede; Segundo: Tensões de fase da rede no ponto de conexão; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede.

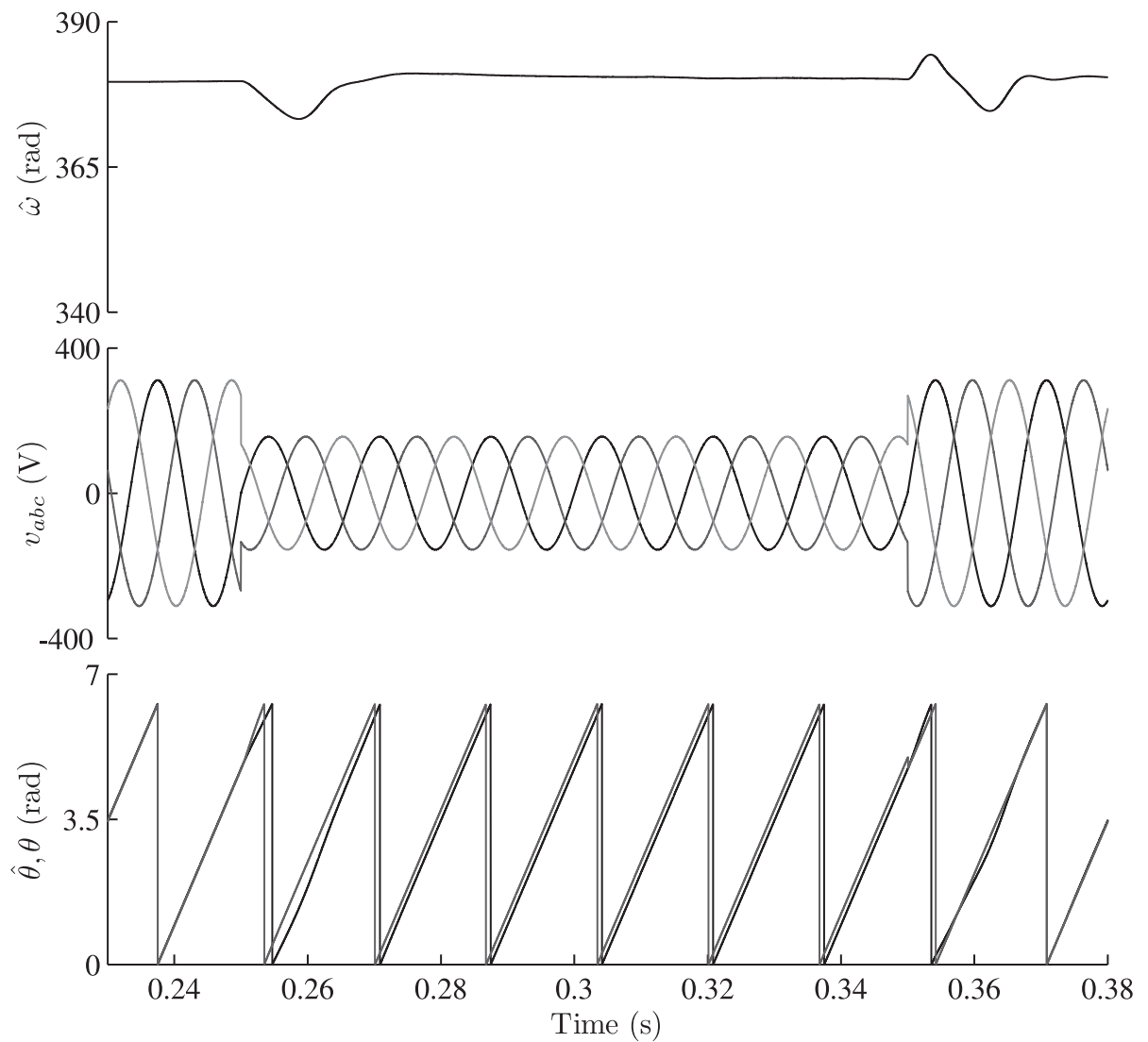


Figura 4.7 – Resultado de Simulação: zoom nos instantes de 0.23 a 0.38 segundos, durante ocorrência de *phase-jump*. Primeiro: Frequência estimada da rede; Segundo: Tensões de fase da rede no ponto de conexão; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede.

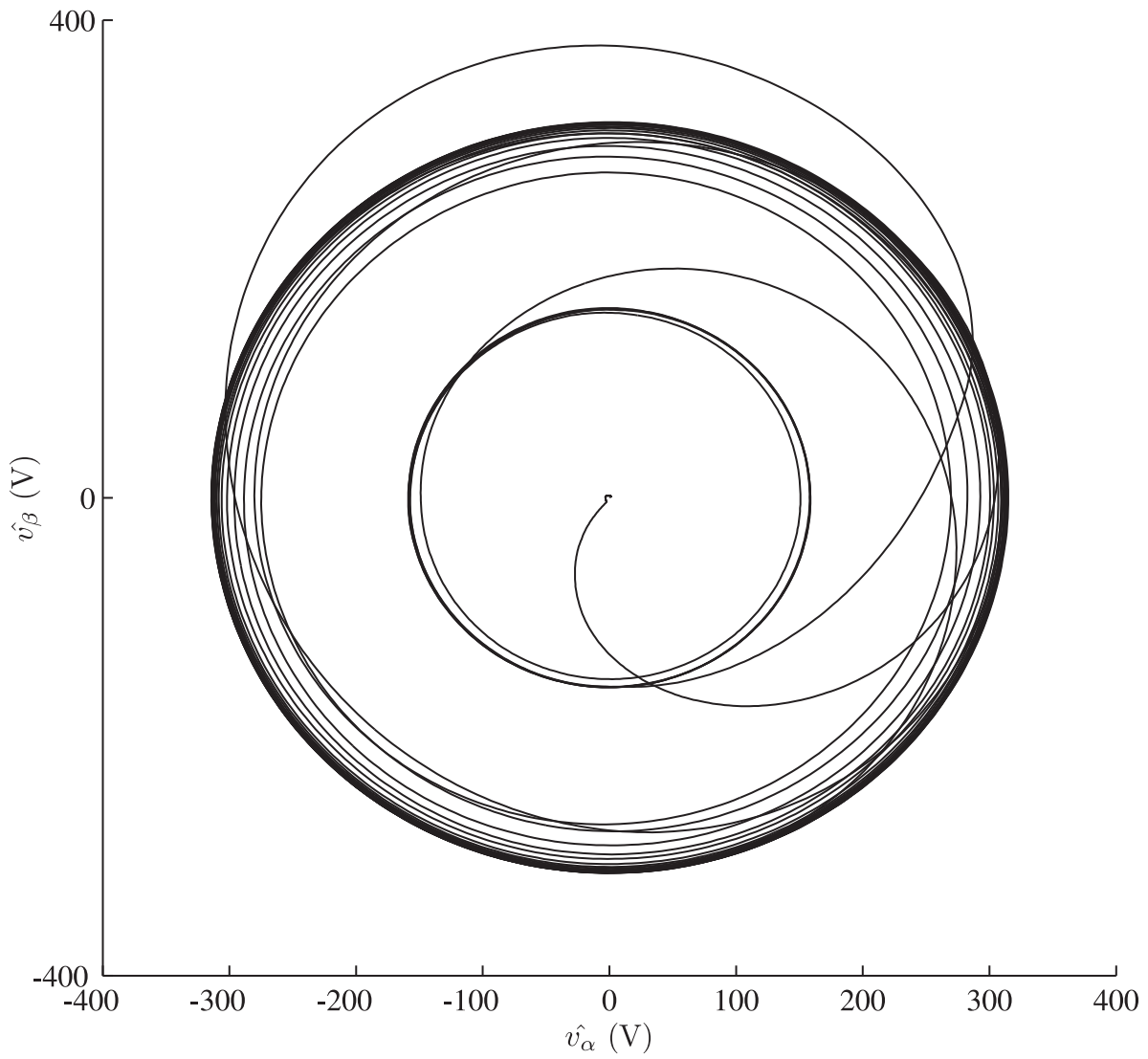


Figura 4.8 – Resultado de Simulação: plotagem entre as tensões estimadas  $\alpha$  e  $\beta$  no PCC durante ocorrência de *phase-jump*.

## 4.2 Resultados Experimentais

Para os resultados experimentais foi utilizado um *setup* que consiste de: (i) uma unidade de controle que utiliza um processador digital de sinais - DSP TMS320F28335 e (ii) um conversor PWM conectado a rede elétrica através de um filtro  $L$ . É utilizada modulação *Space Vector* assimétrica com uma frequência de comutação de  $10kHz$  e frequência de amostragem de  $20kHz$ . Os parâmetros utilizados para obtenção destes resultados são mostrados na tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Parâmetros do circuito para resultados experimentais

Parâmetros	
Potência $3\phi$ Máxima	$1,2kVA$
Tensão do Barramento CC	$200V$
Tensão de Pico da Rede	$40V$
Indutância da Rede	$1mH$
Ganho da Função de Atração	$400$
Ganhos dos controladores de Corrente	$k_p = 4,49; k_i = 0,187$

Nas Figuras 4.9, 4.10, 4.11, 4.12, 4.13 é possível observar do topo para a base: as tensões de fase  $v_{ab}, v_{bc}$  e  $v_{ca}$ , as correntes de linha da rede  $i_{abc}$ , as posições angulares estimada  $\hat{\theta}$  e real  $\theta$  e as correntes de eixos direto  $i_d$ , de quadratura  $i_q$ .

Estas figuras demonstram os resultados experimentais dando destaque para o momento da partida do conversor e para o momento em que são realizados saltos na referência de corrente. O sistema também é avaliado quando a referência de corrente é nula. Nas Figuras 4.9, 4.10 e 4.12 é utilizada a posição angular obtida a partir da estimação das tensões da rede utilizando o observador DSM proposto. Nas duas primeiras são realizados saltos de corrente de  $5A$  para  $10A$  e de  $10A$  para  $20A$  respectivamente. Já na terceira é aplicada referência nula ao sistema. Nota-se através destas figuras que o sistema apresenta um bom desempenho na partida, quando são realizados saltos de corrente e quando é aplicada referência nula.

A critério de comparação, nas Figuras 4.11 e 4.13 é utilizado a posição angular real da rede para realizar o sincronismo, o ensaio realizado é o mesmo apresentado nas Figuras 4.10 e 4.12. A partir da comparação e análise das respostas do sistema apresentadas nestas figuras pode-se observar que os resultados obtidos utilizando a posição angular estimada da rede apresentam desempenho semelhante aos que utilizam a posição real da rede elétrica, demonstrando a boa performance do método de sincronismo proposto.

Ainda, nas Figuras 4.9, 4.10 e 4.11 nota-se que a posição angular estimada apresenta uma defasagem com relação a posição angular real. Este erro ocorre devido a incerteza paramétrica no ponto de conexão comum e é atribuído a incompatibilidade entre a estimativa realizada da impedância e a impedância real da rede. Esta incompatibili-

dade somente afeta o comportamento transitório do sistema e não o regime permanente conforme tratado por (KENNEL; SZCZUPAK, 2005). Além disso é possível notar que o controlador de corrente apresenta uma resposta rápida e amortecida.

Nas Figuras 4.14 e 4.15 são mostradas as correntes de linha da rede, durante a partida e quando é realizado um salto de corrente. Os resultados mostram a boa performance dos controladores de corrente, bem como do método de sincronismo proposto.

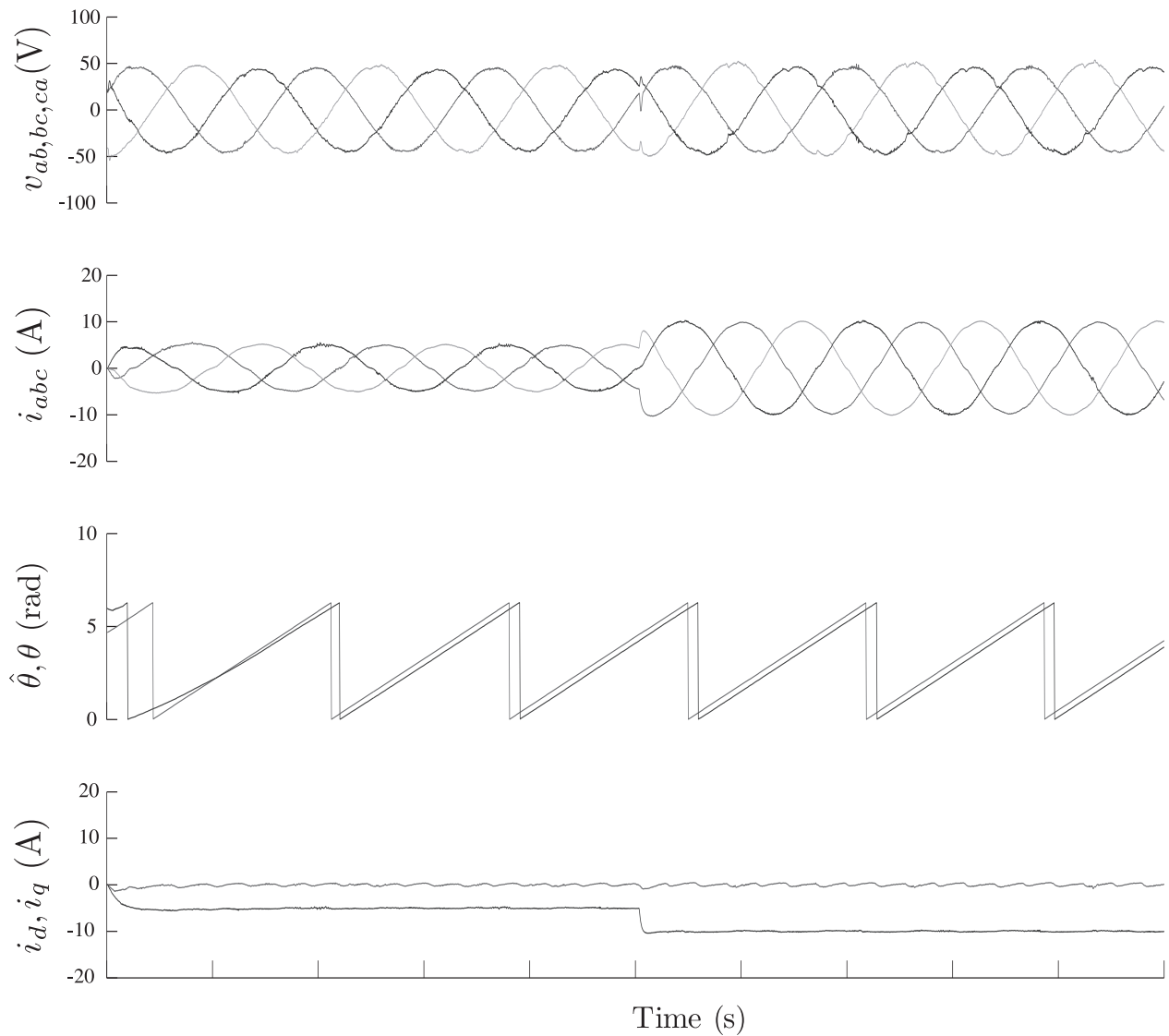


Figura 4.9 – Resultado Experimental: sistema *voltage sensorless* do VSC conectado a rede utilizando um observador de correntes por modos deslizantes. Primeiro: Tensões de Linha da rede; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede; Quarto: Correntes de eixo direto e quadratura.

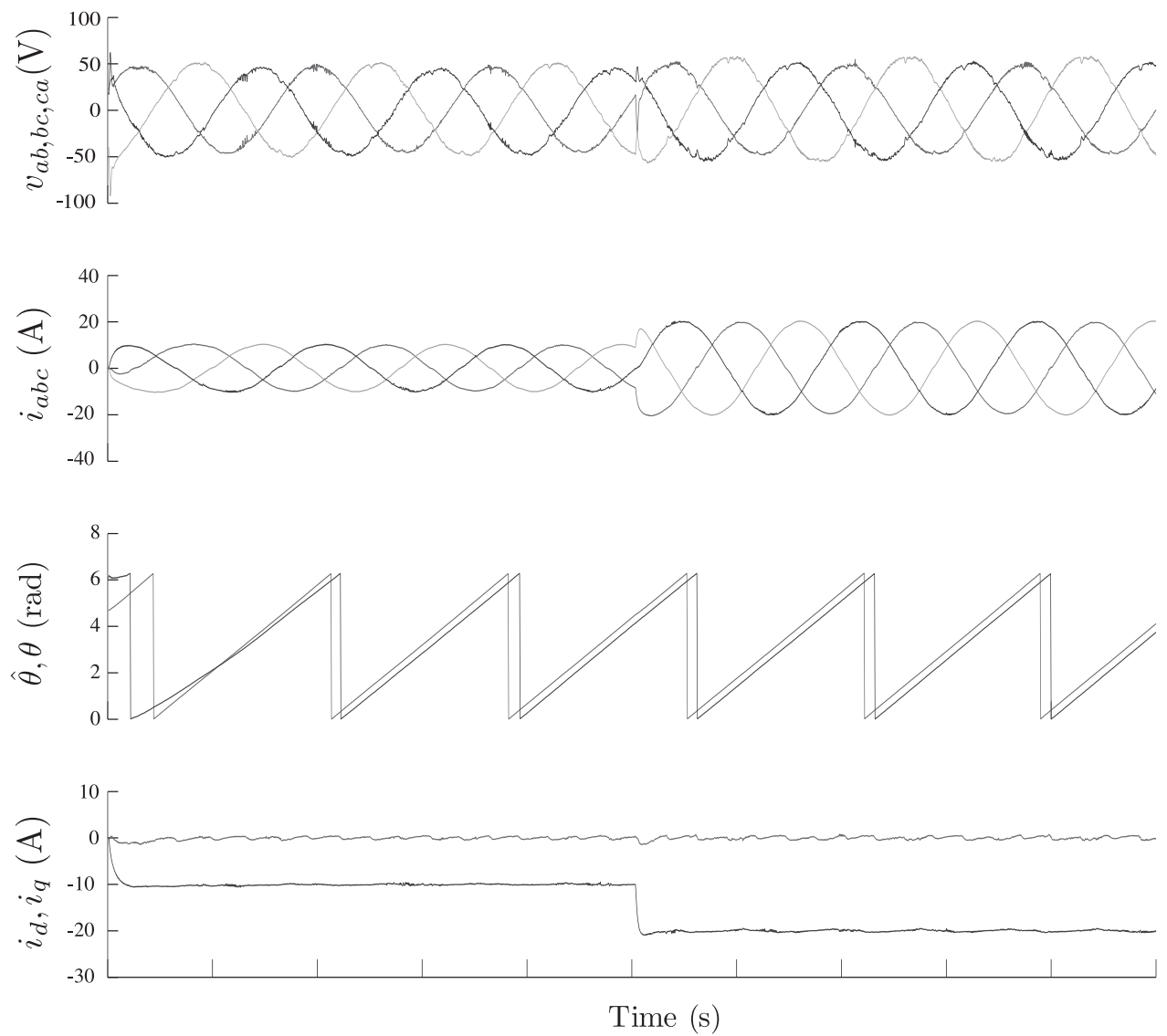


Figura 4.10 – Resultado Experimental: sistema *voltage sensorless* do VSC conectado a rede utilizando um observador de correntes por modos deslizantes. Primeiro: Tensões de Linha da rede; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede; Quarto: Correntes de eixo direto e quadratura.

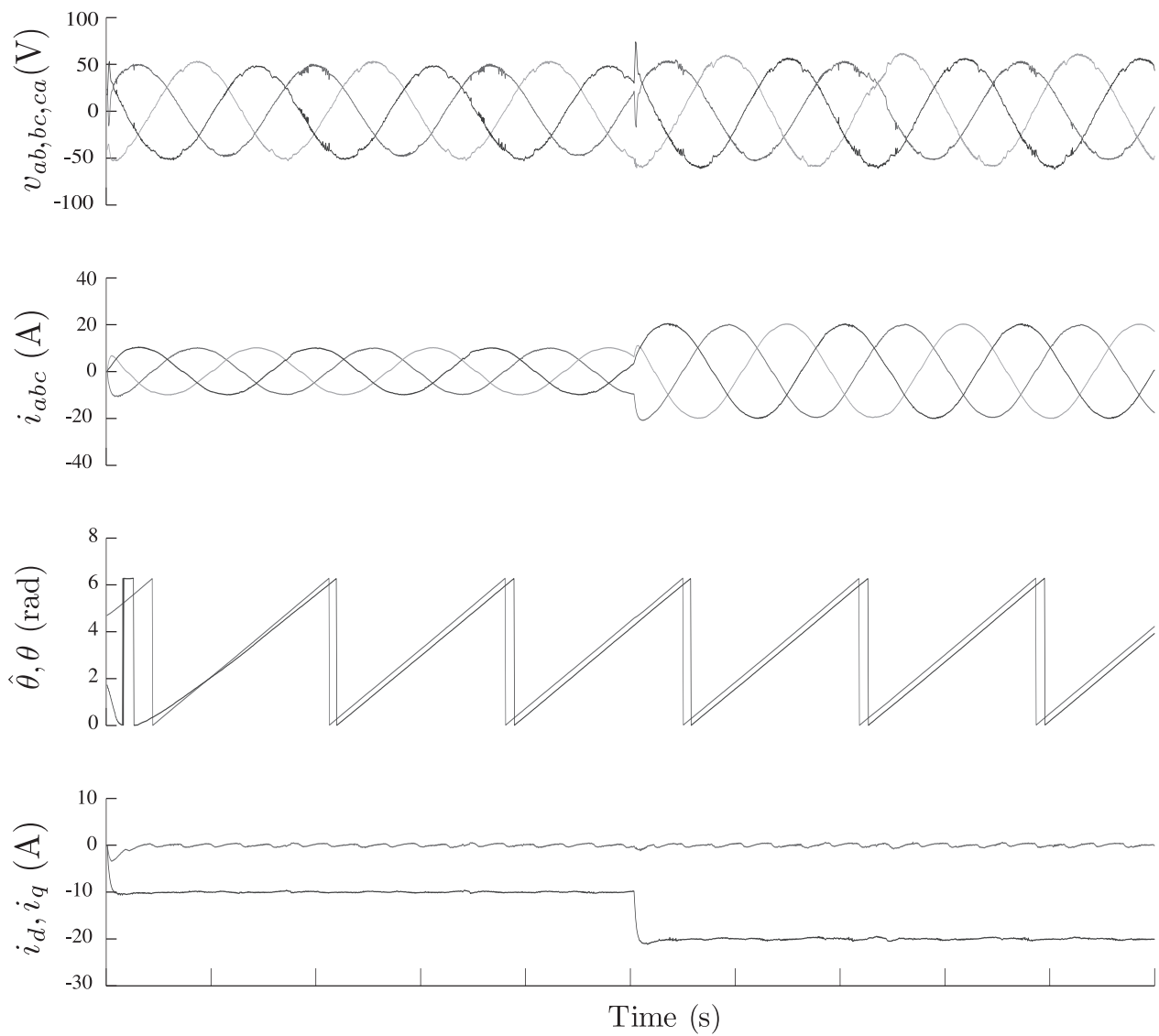


Figura 4.11 – Resultado Experimental: sistema VSC conectado a rede utilizando a posição angular real. Primeiro: Tensões de Linha da rede; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede; Quarto: Correntes de eixo direto e quadratura.



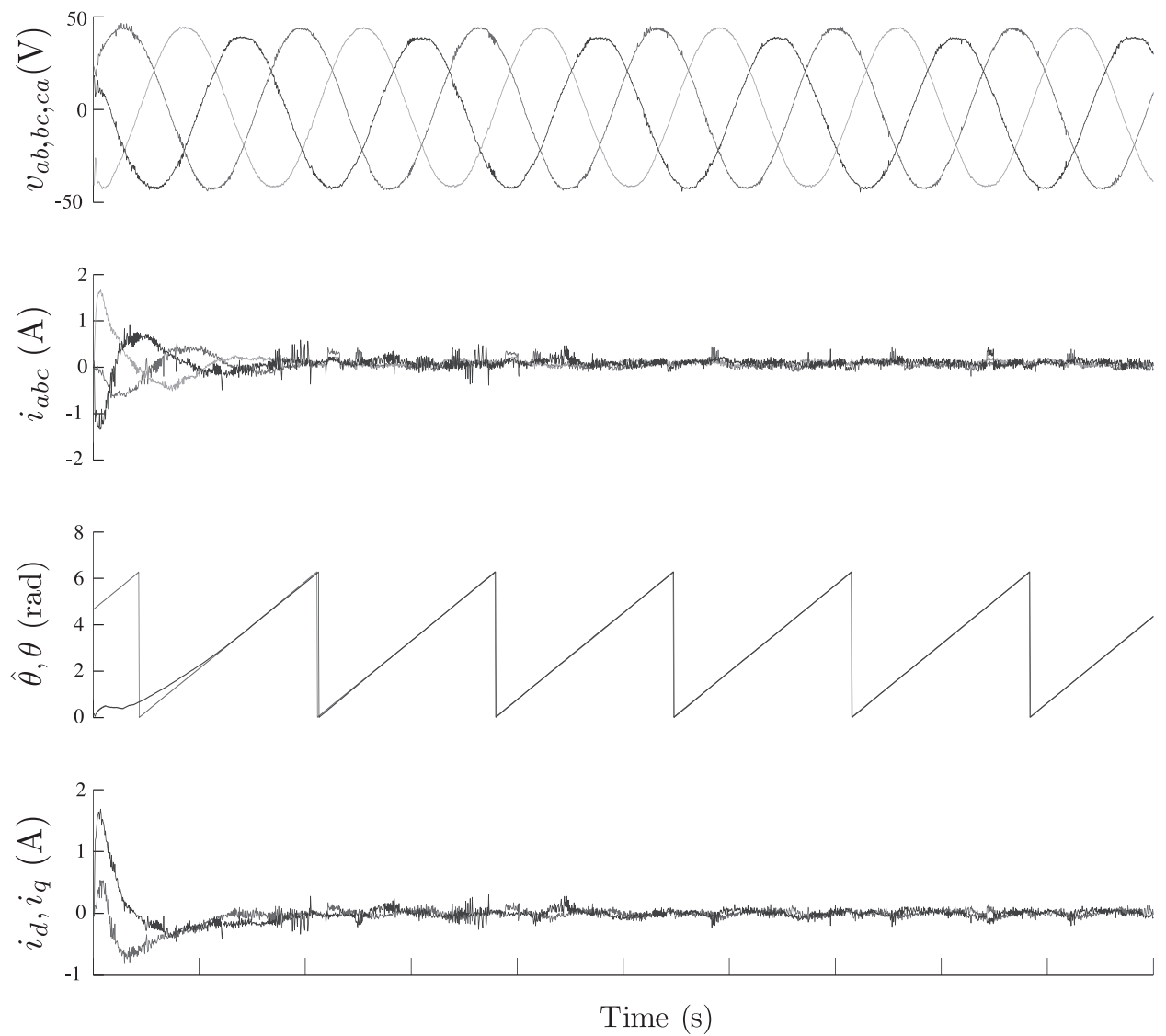


Figura 4.12 – Resultado Experimental: do sistema *voltage sensorless* do VSC conectado a rede utilizando um observador de correntes por modos deslizantes. Primeiro: Tensões de Linha da rede; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede; Quarto: Correntes de eixo direto e quadratura.

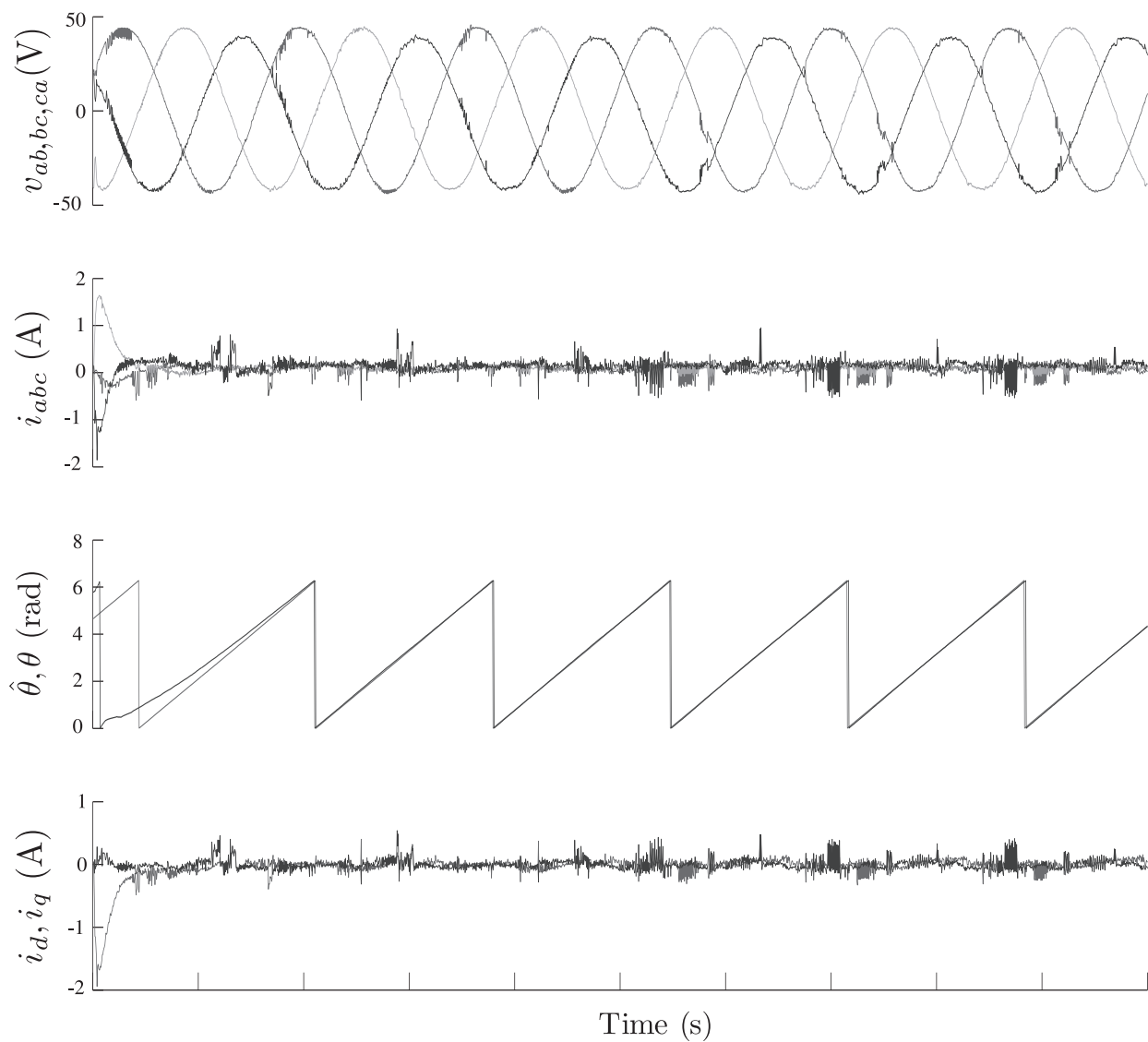


Figura 4.13 – Resultado Experimental: do sistema *voltage sensorless* do VSC conectado a rede utilizando um observador de correntes por modos deslizantes. Primeiro: Tensões de Linha da rede; Segundo: Correntes de linha da rede; Terceiro: Posição angular estimada e real da rede; Quarto: Correntes de eixo direto e quadratura.

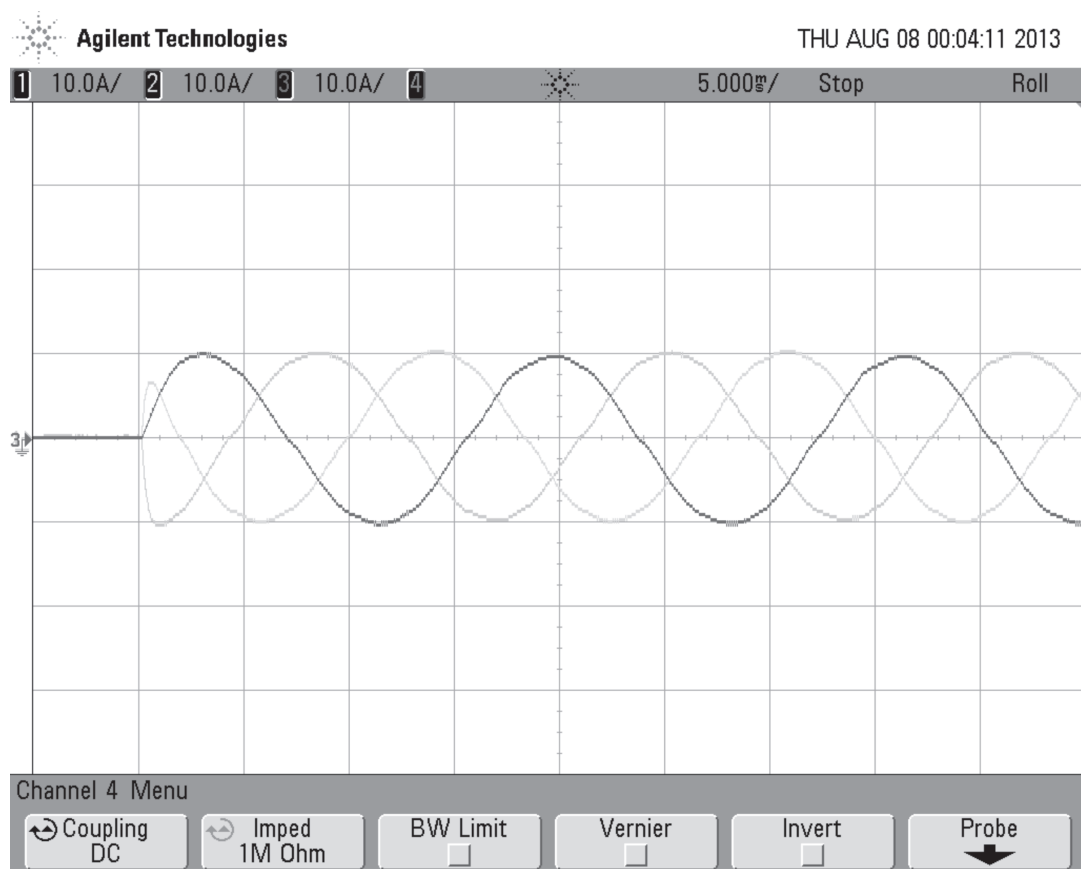


Figura 4.14 – Resultado Experimental: correntes de linha da rede no momento de partida do sistema.

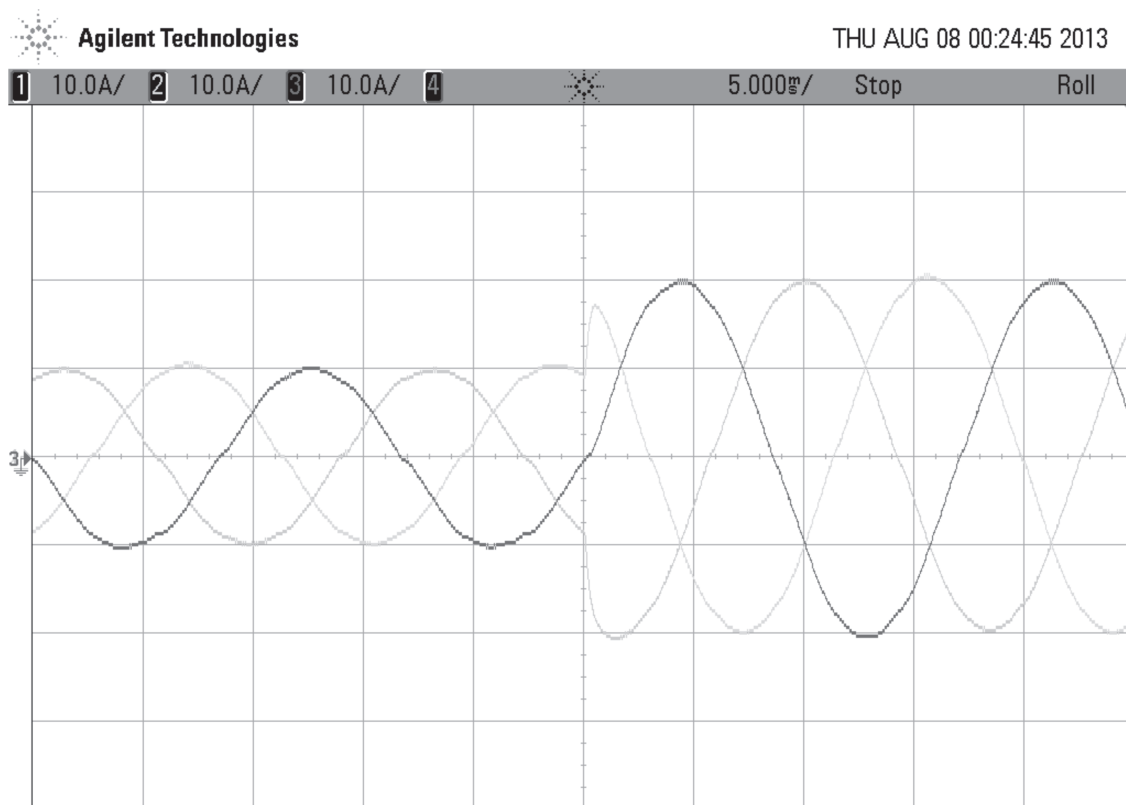


Figura 4.15 – Resultado Experimental: correntes de linha da rede no momento em que é realizado um salto na referência.

### 4.3 Conclusão

Nesse capítulo foram apresentados resultados de simulação e experimentais referentes à operação do sistema de controle de corrente em eixos síncronos aplicado a VSC conectado à rede sem o uso de sensores de tensão, utilizando para realização do sincronismo um observador de correntes por modos deslizantes em tempo discreto. Buscou-se a validação da método de estimação da posição angular da rede utilizando um observador DSM para obtenção do sincronismo, bem como a validação da estratégia de controle utilizada.

Primeiramente, foram apresentados os resultados de simulação realizados em software que fosse fidedigno à uma aplicação real, onde a questão de sincronismo com rápida convergência da posição angular foi validada, provando não ser necessária a utilização de métodos de partida. Foram realizadas análises com relação a desequilíbrios e *phase-jump* que mostraram bom desempenho e robustez do método de sincronização e de controle. Posteriormente foram apresentados resultados experimentais que validaram a aplicação do método de sincronismo e controle proposto dentro deste trabalho.



## 5 CONCLUSÃO GERAL

### 5.1 Considerações Gerais

Esta dissertação apresentou um sistema de controle de correntes sem sensores de tensão CA aplicado a conversores conectados à rede elétrica utilizando um observador por modos deslizantes em tempo discreto.

No capítulo 1 foi apresentada uma introdução geral para contextualizar o leitor, após foi desenvolvida uma revisão bibliográfica, onde foram vistos os principais motivos para a operação sem a utilização de sensores de tensão de linha, também foi realizada uma revisão histórica sobre os principais métodos de sincronismo *voltage sensorless* encontrados na literatura.

No Capítulo 2 foram apresentados os principais métodos de controle e sincronismo aplicado a conversores conectados à rede elétrica sem a utilização de sensores de tensão de linha. Neste capítulo buscou-se analisar e compreender, com auxílio dos diagramas de blocos, os sistemas de controle e sincronismo dos métodos mais relevantes encontrados na literatura. Foram observadas as principais características buscando avaliar os pontos positivos e negativos de cada método, de modo a formar uma concepção geral sobre cada um desses métodos.

No Capítulo 3 foi apresentado o sistema completo do conversor, operando como inversor, conectado a rede de energia através de um filtro  $L$ , desenvolvido nesta dissertação. Foi obtido o modelo da rede em tempo contínuo e discreto, tanto para os eixos de coordenadas estacionárias quanto para o eixo de coordenadas síncronas. Dando sequência foi proposto e desenvolvido, em eixos de coordenadas  $\alpha\beta$ , o observador de correntes por modos deslizantes em tempo discreto (DSM) para obtenção da tensão estimada da rede e foram desenvolvidas as provas matemáticas para validação deste observador. Também, neste capítulo, foi desenvolvido o separador de sequência de fase positiva (PSS) utilizando filtros passa-baixas de segunda ordem em tempo discreto, de modo a obter a posição angular referente a componente de fase positiva da tensão da rede. Foram também desenvolvidos o algoritmo para adaptação da frequência e o projeto dos controladores em tempo discreto.

No Capítulo 4 foram apresentados os resultados de simulação e experimentais. A partir da análise desses resultados ficou comprovado o bom desempenho do sistema de controle e sincronismo sem a utilização de sensores de tensão de linha proposto, tanto em regime transitório quanto permanente. É visto que o sistema é robusto, respondendo bem a desequilíbrios provocados por faltas na rede, bem como a variações de frequência da rede provocada por *phase-jumps*. Outra característica importante é que o sistema não

necessita de um algoritmo para a estimação da posição angular para a partida.

## 5.2 Publicações

O trabalho abaixo foi publicado durante o desenvolvimento desta dissertação.

### Congresso:

*Sliding Mode Observer for Voltage Sensorless Current Control of Grid-Connected Converters* (TONIN et al.,2013).

## 5.3 Sugestões para trabalhos futuros

No decorrer deste trabalho de dissertação foram selecionados alguns tópicos que ainda poderão ser investigados. Seguem abaixo as sugestões para trabalhos futuros:

**Investigação para detecção deilhamento** - Utilizar o controle sem sensores de tensão em conjunto com algoritmos para a detecção de ilhamento a partir do erro de fase no ponto de conexão com a rede.

**Operação com a utilização de filtro LCL** - Aplicar a técnica de controle sem sensores de tensão utilizando observador por modos deslizantes para conversores conectados à rede utilizando um filtro do tipo LCL, fazendo a investigação quanto ao problema de ressonância.

**Estimador de distúrbios de 120Hz** - Propor um estimador de distúrbios por modos deslizantes com fins de rejeitar os distúrbios de sequência de fase negativa em 120Hz que apareceram nos resultados deste trabalho.



## REFERÊNCIAS

- AGIRMAN, I.; BLASKO, V. A novel control method of a vsc without ac line voltage sensors. **IEEE Transactions on Industrial Applications**, 2003. v. 39, n. 2, p. 519–524, 2003.
- AHMED, K. et al. Sensorless modified adaptive kalman filter for current control of a three-phase inverter based distributed generation. In: **Proceedings of the 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIS 2008.**, 2008. p. 1592–1597.
- \_\_\_\_\_. Sensorless current control of three-phase inverter-based distributed generation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 2009. v. 24, n. 2, p. 919–929, 2009.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Y.; NABAE, A. Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. In: **Proceedings JIEE IPEC-Tokyo, 1983.**, 1983. v. 5, p. 1375. ISSN.
- BARRASS, P.; CADE, M. Pwm rectifier using indirect voltage sensing. **IEE Proceedings Electric Power Applications**, 1999. v. 146, n. 5, p. 539–544, 1999.
- BERNARDES, T. A. **Controle sem Sensores Mecânicos para Gerador Síncrono a Imã Permanente**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2013.
- BHOWMIK, S. S. et al. Sensorless current control for active rectifiers. **IEEE Transactions on Industrial Applications**, 1997. v. 33, n. 3, p. 765–773, 1997.
- BLASKO, V.; KAURA, V. A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 1997. v. 12, n. 1, p. 116–123, 1997. ISSN 0885-8993.
- BOLSENS, B. et al. Three-phase observer-based low distortion grid current controller using lcl output filter. In: **Proceedings of the 36th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 2005.**, 2005., p. 1705–1711. ISSN.
- CAMARGO, R. F. **Método de Sincronização Aplicado a Conversores Trifásicos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2006.
- CHAKRABORTY, S.; KRAMER, B.; KROPOSKI, B. A review of power electronics interfaces for distributed energy systems toward achieving low-cost modular design. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 2009. v. 13, n. 9, p. 2323–2335, 2009.
- CHATTOPADHYAY, S.; RAMANARAYANAN, V. Digital implementation of a line current shaping algorithm for three phase high power factor boost rectifier without input voltage sensing. In: **Proceedings of the Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2001.**, 2001. v. 1, p. 592–598. ISSN.

\_\_\_\_\_. \_\_\_\_\_. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2004. v. 19, n. 3, p. 709–721, 2004.

CLARKE, E. **Circuit Analysis of AC Power System Vol.1 Symmetrical and Related Components**. [S.l.]: John Wiley e Sons, Inc., 1943.

DRAKUNOV, S.; UTKIN, V. On discrete-time sliding mode. In: **IFAC Symposium on Nonlinear Control System Design.**, 1989., p. 484–489. ISSN.

DRAZENOVIC, B. The invariance conditions in variable structure systems. **Automatica**, 1969. v. 5, n. 3, p. 289–295, 1969.

DUARTE J.L. ; VAN ZWAM, A. . W. C. . V. A. Reference frames fit for controlling pwm rectifiers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1999. v. 46, n. 3, p. 628–630, 1999.

FORTESCUE, C. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. **AIEE Transactions**, 1918. v. 37, n., p. 1027–1141, 1918.

HANSEN, S. S. et al. Sensorless control strategies for pwm rectifier. In: **Proceedings of the fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000.**, 2000. v. 2, p. 832–838. ISSN.

ITO, Y.; KANNO, Y.; KAWAUCHI, S. Source voltage sensor-less digital contro using observer for pwm converter. In: **Proceedings of the 25th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 94**. [S.l.: s.n.], 1994. v. 1, p. 160–165.

JOO, I.-W.; SONG, H.-S.; NAM, K. Source-voltage sensorless scheme for pwm rectifier under voltage unbalance condition. In: **Proceedings of the 4th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2001.**, 2001. v. 1, p. 33–38. ISSN.

KAZMIERKOWSKI, M.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1998. v. 45, n. 5, p. 691–703, 1998.

KENNEL, R.; LINKE, M.; SZCZUPAK, P. "sensorless"control of 4-quadrant-rectifiers for voltage source inverters (vsi). In: **Proceedings of the 34th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 2003.**, 2003. v. 3, p. 1057–1062. ISSN 0275-9306.

KENNEL, R.; SZCZUPAK, P. Sensorless control of 3-phase pwm rectifier. In: **31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2005.**, 2005., p. 2493–2498. ISSN.

KNAPCZYCK, M.; PIENKOWSKI, K. Robust current control technique for boost-type ac-dc line side converter with sliding-mode voltage observer. In: **Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów, Politechniki Wrocławskiej (Scientific Work of the Institute of Machines, Drives and Electrical Measurements, Wrocław University of Technology)**. [S.l.: s.n.], 2005. v. 58, p. 1–8.

- KULKA, A. **Sensorless Digital Control of Grid Connected Three Phase Converters for Renewable Sources**. Tese (Doutorado) — Norwegian University of Science and Technology, 2009.
- KWON, B.-H.; YOUM, J.-H.; LIM, J.-H. A line-voltage-sensorless synchronous rectifier. **IEEE Proceedings Electric Power Applications**, 1999. v. 14, n. 5, p. 966–972, 1999.
- KWON, B.-H. et al. Three-phase pwm synchronous rectifiers without line voltage sensors. **IEE Proceedings Electric Power Applications**, 1999. v. 146, n. 6, p. 632–636, 1999.
- LEE, D.-C.; LIM, D.-S. Ac voltage and current sensorless control of three-phase pwm rectifiers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2002. v. 17, n. 6, p. 883–890, 2002.
- LEE, K. et al. New observer-based source voltage unbalance control methods in pwm voltage-source converters. In: **Proceedings of the 39th IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008.**, 2008., p. 1509–1514. ISSN 0275-9306.
- \_\_\_\_\_. New parameter-insensitive observer-based control methods for combined source voltage harmonics and unbalance disturbances in pwm voltage-source converters. In: **Proceedings of the 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009.**, 2009., p. 1323–1330. ISSN 1048-2334.
- \_\_\_\_\_. Observer-based control methods for combined source-voltage harmonics and unbalance disturbances in pwm voltage-source converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2009. v. 45, n. 6, p. 2010–2021, 2009.
- LEE, S.-J.; KANG, J.-K.; SEUNG, S.-K. A new phase detecting method for power conversion systems considering distorted conditions in power system. In: **Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference.**, 1999. v. 4, p. 2167–2172. ISSN.
- MALINOWSKI, M. **Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers**. Tese (Doutorado) — Warsaw University of Technology, 2001.
- MALINOWSKI, M. et al. Virtual-flux-based direct power control of three-phase pwm rectifiers. In: **Industry Applications Conference, 2000.**, 2000. v. 4, p. 2369–2375. ISSN.
- \_\_\_\_\_. \_\_\_\_\_. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2001. v. 37, n. 4, p. 1019–1027, 2001.
- MALINOWSKI M. ; JASINSKI, M. . K. M. Simple direct power control of three-phase pwm rectifier using space vector modulation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2004. v. 51, n. 2, p. 447–454, 2004.
- MALINOWSKI M. ; KAZMIERKOWSKI, M. . T. A. A comparative study of control techniques for pwm rectifiers in ac adjustable speed drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2003. v. 18, n. 6, p. 1390–1396, 2003.

MANJURE, D.; MAKRAM, E. Impact of unbalance on power system harmonics. In: **10th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2002.**: , 2002. v. 1, p. 328–333. ISSN.

MOHAMED, Y. A.-R. I.; EL-SAADANY, E. F. Adaptive discrete-time grid-voltage sensorless interfacing scheme for grid-connected dg-inverters based on neural-network identification and deadbeat current regulation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2008. v. 23, n. 1, p. 308–321, 2008.

MOHAMED, Y. A.-R. I.; EL-SAADANY, E. F.; SALAMA, M. M. A. Adaptive grid-voltage sensorless control scheme for inverter-based distributed generation. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2009. v. 24, n. 3, p. 683–694, 2009.

MOHAMED, Y.-R.; A-RAHMAN, M.; SEETHAPATHY, R. Robust line-voltage sensorless control and synchronization of lcl-filtered distributed generation inverters for high power quality grid connection. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012. v. 27, n. 1, p. 87–98, 2012.

MOHAMED, Y.-R.; EL-SAADANY, E. Adaptive discrete-time grid-voltage sensorless interfacing scheme for grid-connected dg-inverters based on neural network identification and deadbeat current regulation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2008. v. 23, n. 1, p. 308–321, 2008.

\_\_\_\_\_. A robust natural-frame-based interfacing scheme for grid-connected distributed generation inverters. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2011. v. 26, n. 3, p. 728–736, 2011.

MOHAMED, Y.-R.; EL-SAADANY, E.; EL-SHATSHAT, R. Natural adaptive observers-based estimation unit for robust grid-voltage sensorless control characteristics in inverter-based dg units. In: **Proceedings of the 2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting.**: , 2007., p. 1–8. ISSN 1932-5517.

MONSSES, G. **Discrete Time Sliding Mode Control**. Tese (Doutorado) — Technische Universiteit Delft, 2002.

NOGUCHI, T. et al. Direct power control of pwm converter without power-source voltage sensors. In: **Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference and the Thirty-First IAS Annual Meeting.**: , 1996. v. 2, p. 941–946. ISSN 0197-2618.

\_\_\_\_\_. Adaptive grid-voltage sensorless control scheme for inverter-based distributed generation. **IEEE Transactions on Industrial Applications**, 1998. v. 34, n. 3, p. 473–479, 1998.

OHNISHI, T. Three phase pwm converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control. In: **Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON 91.**: , 1991. v. 1, p. 819–824. ISSN.

OHNISHI, T.; FUJII, K. Line voltage sensorless three phase pwm converter by tracking control of operating frequency. In: **Proceedings of the Power Conversion Conference, PCC 1997.**., 1997. v. 1, p. 247–252. ISSN.

OHNUKI, T.; MIYASHITA O. LATAIRE, P. M. G. Control of a three-phase pwm rectifier using estimated ac-side and dc-side voltages. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 1999. v. 14, n. 2, p. 222–226, 1999.

PARK, R. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, 1929. v. 48, n. 3, p. 716–727, 1929.

\_\_\_\_\_. Two reaction theory of synchronous machines ii. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, 1933. v. 52, n. 2, p. 352–354, 1933.

RODRIGUEZ, P. et al. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions. **IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics**, 2006., n. 9, p. 5173–5178, 2006.

\_\_\_\_\_. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: **PESC '06. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006.**., 2006., p. 1–7. ISSN 0275-9306.

SARPTURK, S.; ISTEFANOPULOS, Y.; KAYNAK, O. On the stability of discrete-time sliding mode control systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 1987. v. 32, n. 10, p. 930–932, 1987.

SIRA-RAMIREZ, H. Nonlinear discrete variable structure systems in quasi-sliding mode. **International Journal of Control**, 1991. v. 54, n. 5, p. 1171–1187, 1991.

SMIDT, P. J. M.; DUARTE, J. L. An unity power factor convertor without current measurement. In: **Proceedings of the 6th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 95.** [S.l.: s.n.], 1995. v. 3, p. 275–280.

SONG, H.-S.; JOO, I.-W.; NAM, K. Source voltage sensorless estimation scheme for pwm rectifiers under unbalanced conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2003. v. 50, n. 6, p. 1238–1245, 2003.

SONG, H.-S.; NAM, K. Instantaneous phase-angle estimation algorithm under unbalanced voltage-sag conditions. **IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution**, 2000. v. 147, n. 6, p. 409–415, 2000.

SUUL, J. et al. Frequency-adaptive virtual flux estimation for grid synchronization under unbalanced conditions. In: **36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2010.**., 2010. v. 10, p. 486–492. ISSN.

SUUL, J.; UNDELAND, T. Impact of virtual flux reference frame orientation on voltage source inverters in weak grids. In: **Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International.**; 2010. v. 2, p. 368–375. ISSN.

\_\_\_\_\_. Flexible reference frame orientation of virtual flux-based dual frame current controllers for operation in weak grids. In: **PowerTech, 2011 IEEE Trondheim.**; 2011. v. 2, p. 1–8. ISSN.

SUUL, J. A. **Control of Grid Integrated Voltage Source Converters under Unbalanced Conditions.** Tese (Doutorado) — Norwegian University of Science and Technology, 2012.

SUUL J.A. ; LUNA, A. . R. P. . U. T. Virtual flux based voltage-sensor-less power control in unbalanced grids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012. v. 27, n. 9, p. 4071–4087, 2012.

\_\_\_\_\_. Voltage sensor-less synchronization to unbalanced grids by frequency-adaptive virtual flux estimation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2012. v. 59, n. 7, p. 2910–2923, 2012.

SZCZUPAK, P.; KENNEL, R. Sensorless control of PWM rectifier by distorted supply voltage. In: **Proceedings of the 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 2004.**; 2004. v. 1, p. 203–206. ISSN 0275-9306.

TAKESHITA, T.; KOBAYASHI, T.; MATSUI, N. A scheme of power source voltage sensorless three-phase PWM ac/dc converter. **IEEE Transactions on Industry Applications Japan**, 1994. v. 114, n. 12, p. 1211–1219, 1994.

UTKIN, V. **Sliding Modes in Control and Optimization.** First. [S.l.]: Springer-Verlag, 1992.

UTKIN, V.; GULDNER, J.; SHIJUN, M. **Sliding Mode Control in Electromechanical Systems.** [S.l.]: CRC Press, 1999. ISBN 0748401164.

ZHU, H. et al. Grid synchronization control without ac voltage sensors. In: **Proceedings of the Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2003.**; 2003. v. 1, p. 172–178. ISSN.