

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Modelagem de controle do inversor para Geração  
Distribuída em DIgSILENT PowerFactory® para análise  
de redes elétricas



Igleyce Kelly Alves da Silva

João Pessoa

Dezembro de 2019

Igleyce Kelly Alves da Silva

# **Modelagem de controle do inversor para Geração Distribuída em DIgSILENT PowerFactory® para análise de redes elétricas**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.  
Orientador: Prof. Dr. Yuri Percy Molina Rodriguez

João Pessoa – PB

2019

**Catalogação na publicação  
Seção de Catalogação e Classificação**

S586m Silva, Igleyce Kelly Alves da.

Modelagem de controle do inversor para Geração Distribuída em DIGSILENT PowerFactory® para análise de redes elétricas / Igleyce Kelly Alves da Silva. - João Pessoa, 2019.

80 f.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Inversor tipo fonte de tensão. 2. Filtro LCL. 3. Geração distribuída. 4. Controle. 5. DIGSILENT. 6. PLL (Phase-Locked Loop). 7. Microrrede. I. Título

UFPB/BC

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB  
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

**MODELAGEM DE CONTROLE DO INVERSOR PARA GERAÇÃO DISTRIBUÍDA  
EM DIGSILENT POWERFACTORY®**

Elaborado por

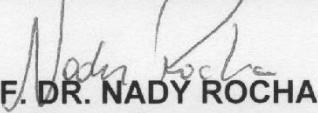
**IGLEYCE KELLY ALVES DA SILVA**

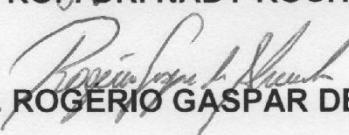
como requisito parcial para obtenção do grau de

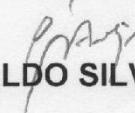
**Mestre em Engenharia Elétrica.**

**COMISSÃO EXAMINADORA**

  
**PROF. DR. YURI PERCY MOLINA RODRIGUEZ (Presidente)**

  
**PROF. DR. NADY ROCHA**

  
**PROF. DR. ROGERIO GASPAR DE ALMEIDA**

  
**PROF. DR. CLIVALDO SILVA DE ARAÚJO**

## Dedicatória

*Dedico este trabalho à minha família e meu esposo por todo apoio, incentivo, paciência e compreensão.*

## Agradecimentos

Agradeço a Deus, aos meus pais, Maria do Socorro Alves da Silva e João Pedro da Silva, à minha irmã Ingrid Kelly Alves da Silva, ao meu cunhado José Henrique Rocha de Luna, à minha sobrinha Isadora Melina Alves de Luna, ao meu esposo, Lijecson Souza dos Santos, por todo o apoio e incentivo.

Aos meus professores Yuri Percy Molina Rodriguez e Clivaldo Silva Araújo, por todo o incentivo e apoio que me foi dado ao longo do mestrado, por acreditar no meu potencial e cooperar de forma decisiva para a conclusão desta atividade.

Ao professor avaliador Rogério Gaspar de Almeida por aceitar o convite para participar da banca examinadora e pelos ensinamentos que sempre passou como educador e como pessoa.

Ao professor Nady Rocha por sua colaboração no desenvolvimento deste trabalho e por ter aceitado o convite de participar da banca examinadora.

Aos colegas de curso Vanessa, Frank, Louise, Marcos, Luiz, Rafael, por tornarem os dias cansativos mais leves e à todas as pessoas que contribuíram de forma direta ou indireta para a conclusão deste curso ou tornaram a caminhada até aqui mais agradável.

# Resumo

Este trabalho apresenta a modelagem de controle do inversor no DIgSILENT PowerFactory® para analisar os efeitos de fontes de geração distribuída (DG). A modelagem deste inversor foi projetada considerando o bloco "*Composite Model*", que consiste em *slots*, aos quais controladores ou elementos predefinidos podem ser atribuídos ('*Common Models*'), dentro de um sistema dinâmico. Assim, o uso desta ferramenta permite uma análise muito detalhada do comportamento dinâmico do sistema, permitindo o controle de suas variáveis. Para aplicar em um grande sistema, foi inteiramente realizado o projeto de controladores para uma rede e, em seguida, foi implementado em um sistema de 9 barramentos. Análises de comutação de curto-circuito e de carga foram realizadas, e os resultados numéricos são apresentados e discutidos para demonstrar a aplicabilidade da modelagem de controle do inversor proposta em grandes sistemas.

**Palavras-chave:** Inversor tipo fonte de tensão. Filtro LCL. Geração distribuída. Controle. DIgSILENT. PLL (*Phase-Locked Loop*). Microrrede.

# Abstract

This work presents the inverter control modeling in DIgSILENT PowerFactory® to analyze the effects of distributed generation sources (DG) in the network. The modeling of this inverter was designed considering the "Composite Model" block, which consists of slots, to which controllers or predefined elements can be assigned ('Common Models'), within a dynamic system. Thus, the use of this tool allows a very detailed analysis of the dynamic behavior of the system, allowing the control of its variables. To apply to a large system, the design of controllers for a grid was entirely carried out, and then it was implemented in a 9-bus system. Short circuit and load switching analyzes were performed and the numerical results are presented and discussed to demonstrate the applicability of the proposed inverter control modeling in large systems.

**Keywords:** Inverter type voltage source. LCL filter. Distributed generation. DIgSILENT. Control. PLL (Phase-Locked Loop). Microgrid.

# Lista de ilustrações

Figura 1 - Inversor formador de rede.....	22
Figura 2 - Inversor seguidor de rede.....	23
Figura 3 - Inversor de suporte de rede.....	23
Figura 4 - Estrutura de um inversor tipo fonte de tensão trifásico. ....	24
Figura 5 - Estrutura de controle de um VSI de alimentação de rede.....	27
Figura 6 – Laço fechado por fase. ....	30
Figura 7 - Representação monofásica de um filtro LCL. ....	31
Figura 8 – Modelo por fase do filtro LCL. ....	32
Figura 9 - Filtro LCL com capacitores conectados em delta.....	33
Figura 10 - Diagrama de Bode para os casos amortecido e não amortecido.....	35
Figura 11 - Algoritmo para o projeto do filtro LCL. ....	37
Figura 12 - Esquema da estrutura geral de controle do VSI em DIgSILENT.....	43
Figura 13 - Bloco "Corrente xy para dq" mostrado internamente. ....	44
Figura 14 - Representação do PLL do DIgSILENT. ....	45
Figura 15 - Implementação do controle de corrente no DIgSILENT.....	46
Figura 16 - Bloco "Potência" em detalhes. ....	48
Figura 17 - Detalhes do bloco "Transformação inversa". ....	49
Figura 18 - Modelo DIgSILENT de um VSI conectado à rede.....	50
Figura 19 - Corrente na fase A no indutor L medida no lado do grid. ....	52
Figura 20 - Corrente na fase A no indutor LCL medida no lado do grid. ....	53
Figura 21 - Operação do controlador de corrente. ....	54
Figura 22 - Potência ativa e reativa injetada na rede com filtro L.....	55
Figura 23 - Potência ativa e reativa injetada na rede com filtro LCL (direita).....	56
Figura 24 - Diagrama completo do sistema de nove barras. ....	58
Figura 25 - Sistema de grande porte com o VSI implementado.....	59
Figura 26 - Sistema com localização dos eventos aplicados. ....	61
Figura 27 - Potências ativa e reativa injetadas na rede.....	62
Figura 28 - Operação do controlador de corrente. ....	63
Figura 29 - Corrente na fase A no indutor medida no lado do grid.....	64
Figura 30 - Potências ativas dos geradores 1 e 2.....	65
Figura 31 - Potências ativa e reativa injetadas na rede.....	66

Figura 32 - Operação do controlador de corrente.....	67
Figura 33 - Corrente na fase A no indutor medida no lado do grid.....	68
Figura 34 – Potências ativas fornecidas pelos geradores 1 e 2.....	69
Figura 35 - Potências ativa e reativa injetadas na rede.....	70
Figura 36 - Operação do controlador de corrente.....	71
Figura 37 - Corrente na fase A no indutor medida no lado do grid.....	72
Figura 38 - Potências ativas fornecidas pelos geradores 1 e 2 .....	73
Figura 39 - Potências ativas dos geradores 1 e 2.....	74

## **Lista de tabelas**

Tabela 1 - Parâmetros para o projeto do filtro LCL.....	40
Tabela 2 - Parâmetros do filtro LCL.....	51
Tabela 3 - Dados do gerador.....	57
Tabela 4 - Especificações do grupo de inversores.....	60
Tabela 5 - Parâmetros do filtro LCL para o sistema de grande porte.....	61

## Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
ESD	<i>Energy Storage Devices</i>
GD	Geração Distribuída
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverters</i>

# Lista de símbolos

$A$	Matriz de estados
$abc$	Referencial natural das coordenadas
$B$	Matriz de entrada
$C_B$	Capacitância de base
$C_f$	Capacitor do filtro
$d$	Componente de eixo direto
$dq$	Referencial síncrono das coordenadas sem a componente zero
$f$	Frequência
$f_g$	Frequência da rede
$f_{res}$	Frequência de ressonância
$f_{sw}$	Frequência de chaveamento
$i_c$	Corrente no capacitor do filtro
$i_d$	Componente de eixo direto da corrente medida na rede
$i_{d\_ref}$	Corrente do eixo direto de referência
$i_g$	Corrente da rede
$i_i$	Componente imaginária da corrente medida na rede
$i_q$	Componente de eixo em quadratura da corrente medida na rede
$i_{q\_ref}$	Corrente do eixo de quadratura de referência
$i_r$	Componente real da corrente medida na rede
$k_a$	Fator de atenuação
$k_i$	Ganho integral do controlador PI
$k_p$	Ganho proporcional do controlador PI
$L$	Indutor
$L_1$	Indutância do lado do inversor
$L_2$	Indutância do lado da rede
$LC$	Indutor-capacitor
$LCL$	Indutor-capacitor-indutor
$m$	Fator de modulação do inversor
$odq$	Referencial síncrono das coordenadas
$P$	Potência ativa
$P^*$	Potência ativa de referência

$P_B$	Potência de base
$P_{mi}$	Parte imaginária do sinal de modulação
$P_{mr}$	Parte real do sinal de modulação
$P_n$	Potência ativa nominal
$q$	Componente de eixo em quadratura
$Q$	Potência reativa
$Q^*$	Potência reativa de referência
$r$	Razão entre o indutor do lado do inversor e a do lado da rede
$R_1$	Resistência do indutor $L_1$
$R_2$	Resistência do indutor $L_2$
$R_f$	Resistor de amortecimento
$T_{sw}$	Período de chaveamento
$u$	Vetor de entradas
$u_{CAi}$	Componente imaginária da tensão CA medida na rede
$u_{CAr}$	Componente real da tensão CA medida na rede
$u_i$	Componente imaginária da tensão medida na rede
$u_r$	Componente real da tensão medida na rede
$V$	Tensão
$V_c$	Tensão no capacitor do filtro
$V_{CC}$	Tensão contínua do inversor
$V_g$	Tensão de saída do sistema
$V_{gd}$	Componente de eixo direto da tensão medida da rede
$V_{gq}$	Componente de eixo em quadratura da tensão medida da rede
$V_i$	Tensão do inversor
$V_{LL}$	Tensão RMS linha-linha na saída do inversor
$V_{ph}$	Tensão de fase na saída do inversor
$x$	Variação máxima do fator de potência visto pela rede
$X$	Vetor de estados
$Z_B$	Impedância de base
$\alpha\beta$	Referencial estacionário das coordenadas
$\Delta I_{Lmax}$	Ondulação máxima da corrente na saída do inversor
$\zeta$	Razão de amortecimento
$\omega_b$	Largura de banda do controlador
$\omega_c$	Frequência de cruzamento

$\omega_{co}$	Frequênciade controle
$\omega_g$	Frequênciangular da rede
$\omega_{res}$	Frequênciangular de ressonância
$\omega_{sw}$	Frequênciangular de chaveamento

# Sumário

<b>1. Introdução.....</b>	<b>17</b>
1.1. Estado da arte .....	19
1.2. Justificativa e motivação.....	20
1.3. Objetivos .....	20
1.3.1. Objetivo geral .....	20
1.3.2. Objetivos específicos .....	20
1.4. Desenvolvimento do trabalho .....	21
<b>2. Modelo do controle do inversor .....</b>	<b>21</b>
2.1. Modelo de inversor CC/CA trifásico .....	21
2.2. Controle VSI.....	25
2.3. PLL ( <i>Phase-Locked Loop</i> ).....	29
2.4. Filtros .....	30
2.4.1. Modelagem equivalente por fase de um filtro LCL .....	32
2.4.1.1. Capacitores conectados em estrela .....	32
2.4.1.2. Capacitores conectados em delta.....	33
2.4.1.3. Resposta em frequência do filtro LCL .....	34
2.4.2. Procedimento de projeto do filtro.....	36
2.4.3. Exemplo de projeto do filtro LCL .....	40
<b>3. Aplicação de inversores em sistemas de energia .....</b>	<b>42</b>
3.1. Descrição geral do controle do VSI.....	43
3.1.1. Transformação de Park.....	44
3.1.2. Bloco “Corrente <i>xy</i> para <i>dq</i> ”.....	44
3.1.3. Bloco “PLL” .....	45
3.1.3.1. Projeto do controlador PI do PLL .....	45
3.1.4. Bloco “Controle de corrente” .....	46
3.1.4.1. Projeto dos controladores PI .....	47
3.1.5. Bloco “Potência” .....	48
3.1.6. Bloco “Transformação inversa” .....	48
3.2. Aplicação do inversor com controle em uma microrrede .....	50
3.2.1. Resultados de simulação.....	51
3.2.1.1. Especificações .....	51

3.2.1.2. Correntes do grid .....	52
3.2.1.3. Potência injetada .....	55
3.3. Aplicação do inversor com controle em sistemas de grande porte .....	57
3.3.1. Resultados de simulação.....	60
3.2.1.1. Especificações .....	60
3.2.1.2. Resultados sem a aplicação de eventos .....	62
3.2.1.3. Resultados quando aplicado um curto-círcuito no barramento “Grid” .....	65
3.2.1.4. Resultados quando aplicado um curto-círcuito no barramento “Bus 7” .....	69
3.2.1.5. Resultados quando há chaveamento de carga.....	73
<b>4. Conclusão .....</b>	<b>75</b>
4.1. Trabalhos futuros .....	76
<b>5. Referências .....</b>	<b>77</b>

## 1. Introdução

O avanço tecnológico possibilitou a inclusão de fontes de energia renováveis na geração de energia elétrica, o que tem provocado nos últimos anos mudanças importantes nas características dos sistemas elétricos de potência, mantendo uma tendência de transformação dos sistemas de geração centralizada em geração distribuída (GD). Nesse sentido, surge o conceito de microrrede, que consiste basicamente em um agrupamento de unidades de geração distribuída e cargas que estão conectadas à rede elétrica principal em um único ponto [1]. A implementação desse tipo de geração tem como objetivos principais reduzir a dependência energética das fontes convencionais, aumentar a capacidade dos sistemas de potência, reduzir as perdas em linhas de transmissão, alcançar uma maior confiabilidade do sistema e proteger o meio ambiente [2].

Em se tratando de energia solar fotovoltaica a sua participação na matriz energética brasileira ainda é pequena apesar dos elevados índices de irradiação solar no território brasileiro. Essa participação representava - no ano de 2018 - 0,54% da matriz energética brasileira. Isso se deve, principalmente, ao elevado custo de instalação justificado pela ausência de tecnologia nacional para a fabricação de painéis fotovoltaicos [3], [4].

A rápida expansão das unidades de geração distribuída ocasiona a aparição de alguns efeitos prejudiciais, que têm um impacto crescente na qualidade de energia do sistema de distribuição e que devem ser considerados, tais como mudanças nos perfis de tensão, aumento das correntes de curto-circuito, perda da coordenação das proteções, problemas de estabilidade, entre outros. Dessa forma, é de grande importância a análise do comportamento desses sistemas.

As fontes de energia renováveis são normalmente conectadas à rede através de inversores tipo fonte de tensão (VSI – *Voltage Source Inverters*) com modulação por largura de pulso (PWM - *pulse width modulation*). Os inversores conectados ao sistema de distribuição são classificados de acordo com as técnicas de controle (por exemplo, controle de tensão, etc.). Dessa forma, os inversores vinculados à rede podem ser classificados como inversores de formação de rede, alimentação de rede e suporte de rede. A utilização destes inversores ligados à rede possui muitas vantagens, porém a forma de onda da tensão gerada por estes foge de um sistema senoidal convencional para uma forma de onda de três ou mais níveis, introduzindo na rede um elevado conteúdo de distorção harmônica de alta ordem que deterioram a qualidade da energia e podem causar ressonância harmônica entre a impedância de saída do inversor e a impedância da rede. Além disso, a utilização dos inversores ligados à rede pode perturbar outros

equipamentos sensíveis na rede e podem produzir perdas. Portanto, torna-se necessária a instalação de filtros apropriados entre o inversor de energia e a rede. São utilizados filtros passivos LCL e filtros ativos para filtrar os harmônicos de alta frequência. Dessa forma, para modelar com precisão os efeitos em relação à estabilidade da rede e à qualidade da energia que esses equipamentos podem provocar na rede, são necessários modelos apropriados dos inversores [5].

Tratando-se dos sistemas de geração de energia distribuída solar, estes apresentam como desvantagem sua baixa eficiência, visto sua baixa capacidade de converter energia solar em energia elétrica, além da grande dificuldade em controlar esses sistemas. Desse modo a sua conexão com a rede da concessionária pode levar à instabilidade do sistema ou até mesmo ao colapso, caso esses sistemas não sejam controlados adequadamente. Portanto, nota-se a importância do papel do controle em sistemas de geração distribuída [6].

A modelagem do controle do inversor é realizada através da implementação de blocos de controle de corrente, ou tensão, do PLL (*Phase-Locked Loop*) e do filtro, e sua utilização de forma correta propicia o funcionamento mais adequado dos sistemas de geração distribuída.

Neste trabalho é realizada a implementação de um modelo detalhado do inversor em um sistema de potência de nove barras, utilizando o software de simulação DIgSILENT PowerFactory®, que é capaz de simular o comportamento dinâmico de sistemas e modelar a rede elétrica em detalhes. Dessa forma, neste trabalho foi realizado o projeto do controlador de corrente do sistema para um sistema de grande porte, bem como é analisado o comportamento do sistema e a atuação do controle quando submetido a curtos-circuitos e ao chaveamento de carga. Nesse sentido, as principais contribuições dadas por esse trabalho são:

- A implementação de um sistema fotovoltaico de grande porte capaz de gerar uma alta potência;
- Utilização de um modelo detalhado do conversor CC/CA, por meio da realização dos projetos do filtro LCL utilizado, bem como dos controladores responsáveis por manter a operação adequada do conversor no sistema empregado;
- Implementação de todos estes sistemas em um sistema de grande porte, e análise do comportamento do controlador e do sistema como um todo quando este opera sem a aplicação de eventos e quando há ocorrência de curto-circuito e variação de cargas;
- Aplicação e análise de um sistema de grande porte com geração de energia fotovoltaica, bem como implementação de controladores do inversor utilizado na geração fotovoltaica, utilizando o ambiente computacional DIgSILENT PowerFactory®.

## 1.1. Estado da arte

Muitos trabalhos relacionados à geração de energia elétrica por meio da energia solar vêm sendo desenvolvidos, bem como trabalhos nos quais são realizadas análises da operação desse tipo de geração quando acoplados ao sistema elétrico de potência. Para a correta operação do sistema elétrico quando estes são compostos por sistemas fotovoltaicos é necessária a correta modelagem dos inversores aplicados, bem como dos filtros utilizados e do controle implementado para a operação dos inversores. Dessa forma, algumas referências podem ser citadas, conforme mostrado a seguir.

Diante da importância do controle de equipamentos de eletrônica de potência, principalmente, em sistemas de geração baseados em energia solar e eólica, em [3] é proposta uma melhoria do controle de sistemas fotovoltaicos trifásicos conectados à rede por meio de um conversor, i.e., um estágio de conversão.

O artigo [6] fornece uma visão geral das estruturas do sistema de geração distribuída de energia com base em células de combustível, turbinas fotovoltaicas e eólicas. Além disso, são apresentadas estruturas de controle do conversor, e também é discutida a possibilidade de compensação de harmônicos de baixa ordem. São também tratadas estratégias de controle ao executar falhas na rede. Por fim, o trabalho apresenta uma visão geral dos métodos de sincronização e uma discussão sobre sua importância no controle.

Em [7] é apresentada uma síntese das topologias de inversores amplamente usadas em redes elétricas CA. Além disso, também descreve as arquiteturas dos inversores e principais estratégias de controle.

O artigo [8] traz uma visão geral sobre estruturas de microrredes e técnicas de controle em diferentes níveis hierárquicos. No nível do conversor de energia, é feita uma análise detalhada dos principais modos de operação e estruturas de controle para conversores de potência pertencentes a microrredes, com foco principalmente nas configurações de formação, alimentação e suporte de rede.

O trabalho [20] concentra-se no projeto, controle e implementação de um filtro de potência ativa baseado em filtro LCL, que pode efetivamente compensar as correntes harmônicas produzidas por cargas não lineares em um sistema de energia trifásico. Com um filtro LCL adicionado à sua saída, o filtro proposto oferece supressão harmônica de comutação superior usando elementos de filtragem passiva muito reduzidos.

Em relação ao controle PI, este já demonstrou ser uma solução adequada também para filtros LCL, mas existem limitações. Em [31] estes controles são investigados. A estabilidade do sistema é analisada em relação a diferentes proporções de ressonância de filtro LCL e frequências de controle. O controle da corrente de linha e do conversor é analisado.

## 1.2. Justificativa e motivação

As várias injeções harmônicas de alta frequência na rede provocadas pela implementação de unidades de geração distribuída tornam necessário o estudo dos efeitos de possíveis interações entre as unidades GD e a rede. A maioria dos inversores GD são modelados apenas por uma fonte de tensão média equivalente atrás de uma reatância.

Diante dos problemas provocados pela utilização de inversores em sistemas de geração distribuída, mais especificamente, em sistemas fotovoltaicos conectados à rede, torna-se indispensável uma análise precisa desses efeitos. Para tanto é necessário um modelo do inverter suficientemente detalhado que leve em conta os efeitos de segunda ordem [5].

Sendo assim, o desenvolvimento deste trabalho foi motivado pela necessidade de implementação de um inverter mais robusto em sistemas de grande porte, bem como da realização do projeto dos controladores deste sistema e sua análise dinâmica, apresentando a análise do comportamento deste sistema em situações que ocorrem distúrbios.

## 1.3. Objetivos

### 1.3.1. Objetivo geral

Este trabalho tem como objetivo geral modelar o controle de um inverter aplicado a um sistema de potência de grande porte.

### 1.3.2. Objetivos específicos

Para o cumprimento do objetivo geral o trabalho terá os seguintes objetivos específicos:

- Projetar os controladores para o sistema de grande porte;
- Realizar a representação do modelo do inverter para sistemas de grande porte;

- Implementar o inversor com controle em um sistema de grande porte;
- Analisar o comportamento dinâmico do sistema de grande porte com controle implementado.

## 1.4. Desenvolvimento do trabalho

O texto foi organizado em quatro capítulos, conforme descritos abaixo.

- Capítulo 2: É apresentado o modelo do inversor CC/CA trifásico, bem como o detalhamento do modelo do controle do inversor, abordando o controle VSI, o PLL e o projeto do filtro LCL.
- Capítulo 3: Neste capítulo são apresentados os procedimentos de projeto dos controladores para implementação do modelo do inversor no sistema de grande porte. São apresentadas as implementações e resultados de simulação para os casos do inversor com controle em uma *microgrid*, bem como do inversor com controle em um sistema de grande porte.
- Capítulo 4: Por fim, são feitas as conclusões finais do trabalho, bem como sugestões para a realização de trabalhos futuros.

## 2. Modelo do controle do inversor

Neste capítulo é apresentado o detalhamento do modelo do controle do inversor, descrevendo a estrutura geral do inversor tipo fonte de tensão trifásico. O controle do VSI é detalhado onde se define o controle de corrente de malha fechada e o método de sincronização. Depois disso, são apresentadas as etapas para o projeto do filtro.

### 2.1. Modelo de inversor CC/CA trifásico

Conforme mencionado anteriormente, a interligação das fontes de energia renováveis é feita geralmente por meio da utilização de inversores tipo fonte de tensão. Para realizar o controle desses inversores conectados ao sistema de distribuição podem ser utilizadas diferentes técnicas, dependendo do seu uso, podendo ser controlados por tensão ou corrente, por exemplo.

Dessa forma, os inversores conectados à rede podem ser classificados como inversores de formação de rede, alimentação de rede e suporte de rede.

O inversor formador de rede pode ser representado por uma fonte de tensão controlada em série com uma baixa impedância, como pode ser visto na Figura 1. Este tipo de inversor é associado ao dispositivo de armazenamento de energia (ESD – *Energy Storage Devices*) e possui objetivos distintos, que dependem do modo de operação do inversor, se este está conectado à rede ou em operação ilhada.

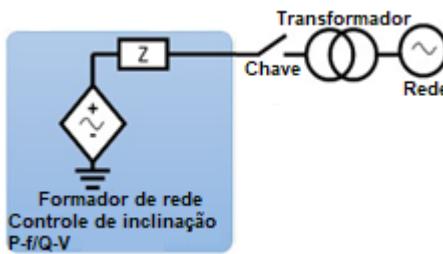


Figura 1 - Inversor formador de rede.

Fonte: [7], editada.

Quando estão operando conectados à rede, os inversores formadores de rede regulam a energia ativa e a energia reativa no barramento CA para manter o estado de carga do ESD e, em alguns casos, melhorar a qualidade da energia [7]. Já durante a operação ilhada os inversores formadores de rede são responsáveis por formarem ou gerarem a tensão senoidal e a frequência de referência no barramento da área ilhada em caso de falha. Esse tipo de inversor geralmente possui controle de queda para regular a frequência e a magnitude da tensão de saída, modificando as potências ativa e reativa, respectivamente, por isso esse tipo de controle é também denominado controle de queda *P-f / Q-V* e emula o controle de geradores tradicionais. Durante a operação ilhada, as referências *f* e *V* são fixas e o controle de queda modifica *P* e *Q* para manter *f* e *V* dentro dos limites exigidos pelos padrões de qualidade de energia. E operando conectado à rede, as *P* e *Q* injetadas ou consumidas pelo inversor formador de rede são definidos pelo controle microrrede [8].

O inversor de alimentação de rede mostrado na Figura 2, também chamado inversor seguidor de rede, recebe energia CC de um inversor CC/CC. Este, por sua vez, executa o MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) modificando a corrente ou tensão do ponto de operação da geração. Para injetar esta energia na rede, o inversor mede a tensão da rede para identificar seus picos e frequência, com o objetivo de sincronizar a tensão de saída do inversor com a rede e assim injetar uma corrente sinusoidal em fase com a tensão da rede obtendo, dessa forma, um fator de potência unitário. Este inversor requer uma referência de tensão no barramento CA o

qual ele deve seguir. Logo, este tipo de inversor pode ser representado como uma fonte de corrente controlada em paralelo com uma alta impedância, pois o inversor injeta corrente na rede seguindo a tensão da rede. Este comportamento é o mesmo, tanto para operação conectado à rede quanto isolado da rede, logo, apenas uma estratégia de controle é suficiente [7].

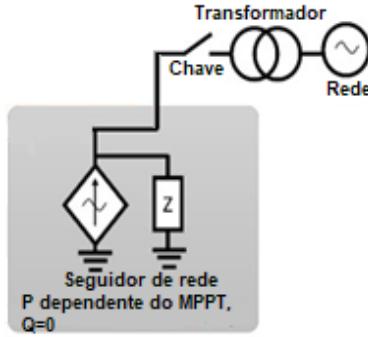


Figura 2 - Inversor seguidor de rede.

Fonte: [7], editada.

O inversor de suporte de rede, mostrado na Figura 3, é utilizado em aplicações nas quais o inversor formador de rede opera em ilhamento, pois este tipo de inversor pode não ser capaz de manter a frequência e a tensão do barramento CA dentro dos limites desejados, devido à quantidade limitada de energia que pode ser absorvida ou fornecida pelo ESD. Dessa forma, são utilizados geradores e/ou ESDs adicionais para ajudar ou apoiar inversores de formação de rede em operação de ilhamento. Os inversores de suporte de rede são então conectados a esses geradores ou ESDs adicionais com o objetivo de manter a qualidade de energia no barramento CA por meio de controladores de queda que fornecem as potências ativa e reativa  $P$  e  $Q$  [8], [9]. No modo ilhado, o controle de inversores de suporte de rede é ajustado para operar como fonte de tensão controlada, no entanto, podem ser controlados para injetar uma determinada quantidade de corrente para ajudar os inversores de formação de rede. Quando operam conectados à rede estes inversores podem ser usados para melhorar a qualidade de energia do barramento CA [7].

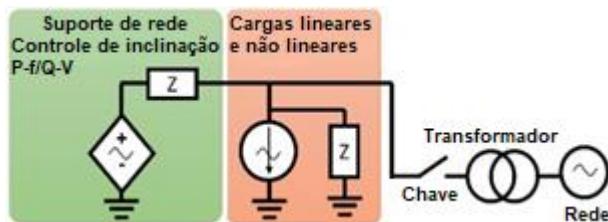


Figura 3 - Inversor de suporte de rede.

Fonte: [7], editada.

Os inversores podem ser monofásicos ou trifásicos, dependendo do nível de potência na aplicação. E dentre esses dois tipos de inversores, os sistemas fotovoltaicos conectados à rede podem apresentar um ou dois estágios de conversão. Nos inversores de dois estágios o conversor CC/CC é responsável por elevar o nível de tensão CC, oferecendo assim uma maior flexibilidade para a extração da máxima potência dos painéis fotovoltaicos. O segundo estágio de conversão (CC/CA) realiza a conexão com a rede. Uma das vantagens dessa topologia é que utilizando-se os conversores CC/CC isolados é possível obter isolação elétrica entre os painéis e a rede elétrica. Os inversores de um estágio apresentam uma menor complexidade e um número menor de componentes do sistema o que, consequentemente, aumenta a eficiência devido a minimização das perdas por chaveamento [3]. Uma estrutura geral de um inversor bipolar tipo fonte de tensão trifásico acionado por um barramento CC é mostrada na Figura 4.

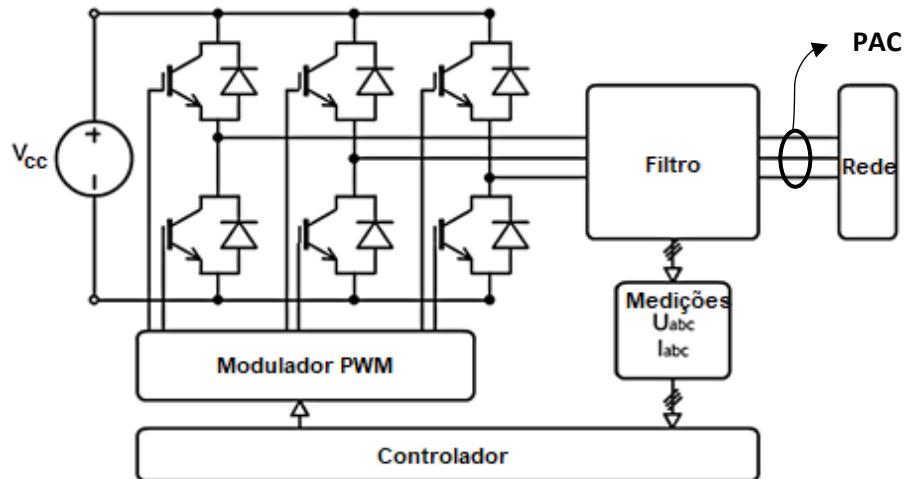


Figura 4 - Estrutura de um inversor tipo fonte de tensão trifásico.

Fonte: [5]

A estrutura do inversor é utilizada para conectar um sistema de geração distribuída à rede elétrica. Esta consiste em uma fonte de tensão CC que abastece um inversor em ponte trifásica chaveado. O inversor é ligado à rede da concessionária no ponto de acoplamento comum (PAC) por meio de um filtro que pode ser um filtro L, LC ou LCL. A suposição de uma tensão CC constante só é razoável se a capacidade CC for suficientemente grande.

O controlador calcula as tensões de referência para o modulador PWM para que o comando de comutação necessário seja gerado. A operação do controlador depende muito de como o VSI é usado. No caso de um inversor de alimentação de rede, o objetivo é injetar uma quantidade pré-definida de energia na rede, dessa forma o inversor é controlado por um algoritmo de controle  $PQ$  que calcula a corrente de referência necessária para injetar níveis de

potência ativa e reativa definidos e determina as tensões de saída necessárias com base nas medições de tensão e corrente na rede.

Para a implementação do controle é necessária a transformação das variáveis do inversor em um referencial síncrono  $odq$  usando a transformação  $abc$  para  $odq$ . Essa transformação é realizada quando é considerado que o sistema de tensão de alimentação é trifásico simétrico, o que usualmente é válido quando se trata de alimentação por inversores. Através dessa transformação os parâmetros que variam com o tempo são expressos em relação a eixos ortogonais, ou mutuamente desacoplados, denominados direto ( $d$ ) e em quadratura ( $q$ ) [10]. A equação (1) mostra a matriz de transformação  $abc$ - $odq$  (1).

$$i_{0dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

onde  $i_{0dq}$  são os elementos de corrente nos eixos  $0$ ,  $d$  e  $q$ .

Essa transformação permite que estruturas PI simples sejam usadas nos controladores de corrente e potência, uma vez que operam nas variáveis do inversor e, portanto, podem atingir erro de estado estacionário nulo devido ao ganho CC infinito do controlador PI. Além disso, são necessárias apenas duas estruturas de regulador para os eixos  $d$  e  $q$ , pois a conexão neutra flutuante da rede significa que a soma das três correntes de fase deve ser sempre zero, portanto, não há corrente fundamental de sequência zero fluindo através do sistema do inversor [11].

## 2.2. Controle VSI

Numa microrrede podem estar interligadas diferentes topologias de GD, que são baseadas em diferentes recursos primários (petróleo, gás, vento, sol, água, etc.) e com uma ampla variedade de objetivos e funções (alimentação em rede, formação de rede, armazenamento de energia, etc.). Dessa forma, as microrredes demandam um conjunto de controladores estruturados para garantir uma operação ou manuseio de falhas de rede. Controladores de tensão e corrente de baixo nível são responsáveis por regular localmente as variáveis de saída do inversor de potência. Esses controladores devem ter uma alta largura de banda e alto desempenho para garantir uma resposta rápida em condições genéricas de operação. Em um nível de controle mais alto, os controladores primários cuidam da estabilidade

da microrrede. Esses controladores gerenciam o compartilhamento de energia entre as GDs em uma microrrede através de equações do controlador e, opcionalmente, emulando impedâncias virtuais na saída dos inversores de energia. Os controladores primários não requerem nenhuma comunicação entre os inversores de energia da microrrede [8].

Os inversores tipo fonte de tensão apresentam duas estratégias de controle, podendo ser controlados por corrente ou controlados por tensão. O VSI controlado por tensão baseia-se no controle do ângulo entre a tensão de saída do inversor e a tensão da rede com o objetivo de administrar o fluxo de potência. No inversor controlado por corrente, as componentes ativa e reativa da corrente injetada na rede são controladas utilizando a técnica de modulação PWM.

O controlador de corrente é menos sensível a defasagens de tensão e a distorções nas tensões da rede, além de possuir uma resposta mais rápida. No entanto, o controle por tensão é sensível a pequenos erros de fase, sendo assim, podem ocorrer elevadas correntes harmônicas se a tensão da rede estiver distorcida. Dessa forma, no controle de inversores conectados à rede elétrica é recomendado o controle por corrente [3].

O controlador interno dos inversores de energia do tipo alimentação em rede se baseia em malhas de controle de corrente rápidas que regulam a corrente injetada na rede [6]. A corrente de referência para regular a potência fornecida à rede é definida por um outro controlador externo [12], [13]. Esta corrente de referência é normalmente fornecida como um sinal de avanço calculado em função das potências de referência,  $P^*$  e  $Q^*$  [14], [15]. Para implementar controladores de correntes lineares em sistemas trifásicos as soluções mais amplamente utilizadas são aquelas baseadas em controladores PI regulares trabalhando em eixos de referência síncronos  $dq$ , ou aquelas baseadas na implementação de controladores ressonantes trabalhando em um referencial estacionário  $\alpha\beta$  [6]. Além dessas propostas, outras baseadas em estruturas de controle não-lineares, como aquelas baseadas em histerese, deslizamento ou controladores preditivos, também podem ser usadas para rastrear correntes senoidais de referência de maneira rápida e robusta [15].

A implementação de controladores de corrente baseados no referencial síncrono  $dq$  tem sido amplamente utilizada no controle de correntes CA em sistemas trifásicos. Por meio da transformação de Park, as correntes sinusoidais sob controle podem ser representadas como valores CC em eixos ortogonais  $dq$ , girando sincronamente na frequência fundamental da rede detectada. Neste referencial, duas alças de controle independentes são responsáveis pela regulagem dos componentes de corrente direta e de quadratura. No caso de inversores de alimentação de rede, as correntes de referência ( $i_{d\_ref}$ ,  $i_{q\_ref}$ ) são normalmente fornecidas por um controlador de potência que regula a potência ativa e reativa fornecidas à rede [8].

A Figura 5 mostra a estrutura básica de controle de um VSI trifásico, com controle da corrente síncrona baseado em  $dq$ , incluindo a alimentação de tensão da rede e um filtro L básico. A principal tarefa do controlador é regular a energia ativa e reativa injetada na rede usando um controlador de corrente de malha fechada.

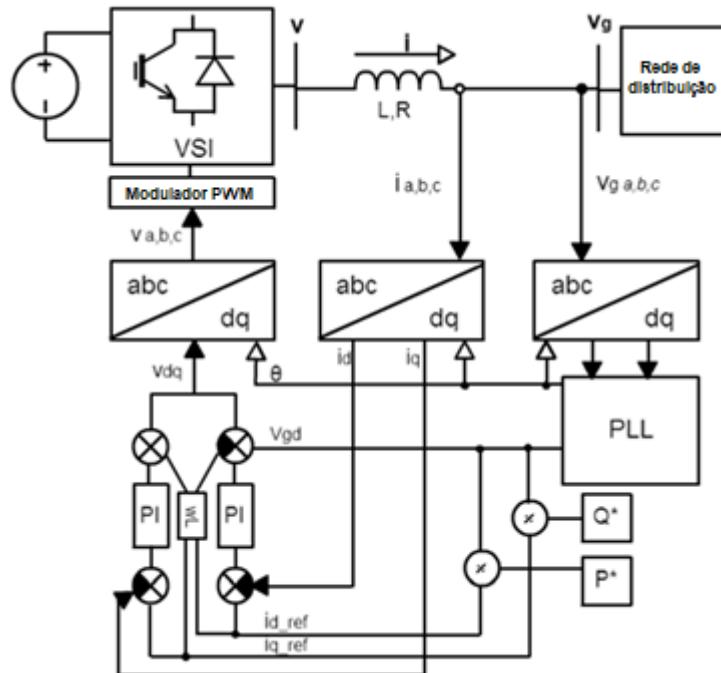


Figura 5 - Estrutura de controle de um VSI de alimentação de rede.  
Fonte: [5].

Observando a Figura 5 é possível notar que o sistema pode ser definido usando a seguinte equação:

$$v(t) = v_g(t) + Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (2)$$

As tensões na rede e as correntes que fluem através do indutor são medidas e transformadas no referencial síncrono  $dq$  usando as transformações de Clarke e Park consecutivamente. Dessa maneira, a tensão e corrente alternadas são convertidas em CC, dessa forma, os controladores PI podem atingir erro de estado estacionário zero.

O PLL (*Phase-Locked Loop*) é utilizado para calcular a frequência angular e o ângulo do referencial rotativo. A frequência angular é utilizada como a frequência angular da rede elétrica e o ângulo é definido para eliminar o componente de quadratura da tensão da rede elétrica [5].

As componentes direta e em quadratura da tensão de saída do VSI podem ser escritas

através de duas equações de tensão:

$$v_d(t) = v_{gd}(t) + Ri_d(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} - \omega Li_q(t) \quad (3)$$

$$v_q(t) = Ri_q(t) + L \frac{di_q(t)}{dt} + \omega Li_d(t) \quad (4)$$

É possível observar que a tensão de rede só está presente na equação (3), pois a estrutura rotativa foi escolhida dessa forma. Além disso, há um acoplamento cruzado entre o componente direto e de quadratura da corrente que flui pela indutância, que é devida ao referencial de rotação escolhido. Os componentes instantâneos de potência ativa e reativa são calculados por:

$$P^* = v_{gd}i_d + v_{gq}i_q \quad (5)$$

$$Q^* = v_{gq}i_d - v_{gd}i_q \quad (6)$$

onde  $P^*$  e  $Q^*$  são a potência ativa e reativa que se deseja injetar na rede,  $v_{gd}$  e  $v_{gq}$  são os componentes de eixo direto e em quadratura da tensão medida da rede, respectivamente, da mesma forma  $i_d$  e  $i_q$  são os componentes de eixo direto e em quadratura da corrente medida da rede, respectivamente.

É possível, a partir das equações (5) e (6), calcular os componentes  $dq$  da corrente de referência, que serão necessárias para o fluxo de potência. O componente de quadratura da tensão da rede é igual a zero e, portanto, os componentes podem ser calculados de forma simples, basta dividir os componentes de potência pela componente de tensão direta da rede, conforme as equações:

$$i_{d\_ref} = \frac{P^*}{v_{gd}} \quad (7)$$

$$i_{q\_ref} = -\frac{Q^*}{v_{gd}} \quad (8)$$

Para que o fluxo de potência desejado seja obtido, a corrente que flui através do indutor precisa ser regulada de maneira a ser igual à corrente de referência calculada. Isto pode ser conseguido por um controlador proporcional-integral (PI). O controle funciona de forma que enquanto a corrente que flui através do indutor não corresponder ao valor de referência, haverá um valor de entrada para o controlador PI que é proporcional à diferença entre essas duas

correntes. Devido ao laço de realimentação negativo, a saída do controlador PI será alterada de forma a diminuir esse desvio [5].

A regulação das componentes  $d$  e  $q$  da corrente que flui através da indutância pode ser assegurada com o uso de dois controladores PI separados. Após a regulação, a soma é requerida de acordo com as equações (3) e (4) e a unidade da saída será Volts, devido à natureza do controlador PI.

Após uma transformação inversa dos componentes de tensão resultantes, estes controlam o modulador PWM para gerar as tensões que devem controlar as correntes na direção desejada.

### 2.3. PLL (*Phase-Locked Loop*)

A corrente de referência do inversor deve ser sincronizada com a tensão da rede, portanto, é dependente da variação de tensão em função da carga. Dessa forma, o inversor busca fornecer ou consumir corrente reativa com magnitude suficiente para suprir essa variação de tensão. Porém, essa corrente suprida deve ter um fator de fase puramente capacitivo ( $+90^\circ$ ) ou puramente indutivo ( $-90^\circ$ ) em relação à tensão da rede. Por isso, o sincronismo da corrente com esse fator de fase tem um papel fundamental na geração da referência [16].

O algoritmo de sincronização tem o objetivo de extrair o ângulo de fase da tensão da rede. Através desse ângulo extraído da rede, as variáveis de realimentação podem ser convertidas em um eixo de referência adequado. Dessa forma, a detecção do ângulo da rede desempenha um papel imprescindível no controle do inversor conectado à rede. Os algoritmos de sincronização devem responder rapidamente às mudanças na rede da concessionária. Além disso, eles devem ter a capacidade de rejeitar o ruído e as harmônicas de ordem superior. Muitos algoritmos de sincronização foram propostos para extrair o ângulo de fase da tensão de rede, como detecção de cruzamento de zero e laço fechado por fase (PLL) [17].

A detecção de cruzamento de zero é o algoritmo de sincronização mais simples, no entanto, apresenta muitas desvantagens, como baixa dinâmica. Além disso, é afetado pelo ruído e pelas harmônicas de ordem superior na rede de distribuição. Portanto, esse método não é adequado para aplicações que exigem detecção de ângulo de fase consistente e precisa.

Atualmente, o algoritmo de sincronização mais comum para extrair o ângulo de fase das tensões de rede é o PLL que pode detectar com sucesso o ângulo de fase da tensão da rede, mesmo na presença de ruído ou harmônicas de ordem superior na rede [17].

A atribuição do PLL no sistema é rastrear o ângulo da rede e gerar um sinal para a

corrente de referência do sistema que seja correspondente a este ângulo. A estrutura básica dos controladores PLL apresenta alguns componentes em comum, que são a detecção de fase, o filtro de laço e o oscilador interno. Com base nessa estrutura elementar, podem ser utilizadas diferentes técnicas para implementar e adaptar cada um desses blocos que constituem o sistema controlado PLL [18].

As tensões e correntes físicas são sempre medidas no referencial estacionário  $abc$ . Como a estrutura de controle é baseada no eixo síncrono  $dq$ , essas grandezas devem ser transformadas em componentes CC usando a transformação de Park  $abc-dq$  antes de serem usadas nos cálculos do circuito de controle, e isso requer conhecimento contínuo do ângulo de referência do eixo síncrono. Isso é medido usando um loop de bloqueio de fase como mostrado na Figura 6, que é necessário para sincronizar o eixo de referência rotativo com a frequência fundamental da rede elétrica. A posição angular do eixo de referência  $dq$  é controlada através de uma realimentação que leva o componente  $v_{gq}$  a zero usando um controlador PI padrão para processar o erro. A saída do regulador PI é a frequência angular da tensão da rede que precisa ser integrada para determinar o ângulo da estrutura rotativa em comparação com a tensão da rede no referencial estacionário. O ângulo calculado é usado posteriormente para as transformações de Park e inversa de Park [5].

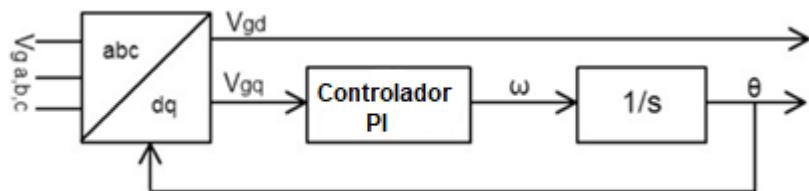


Figura 6 – Laço fechado por fase.

Fonte: [5]

## 2.4. Filtros

As frequências típicas de comutação de dispositivos de potência podem causar harmônicos de ordem elevada, e este conteúdo harmônico pode perturbar outras cargas e/ou equipamentos sensíveis conectados à rede e podem produzir perdas. Para reduzir os harmônicos de corrente em torno da frequência de chaveamento, um valor alto de indutância de entrada deve ser usado, dessa forma, torna-se possível obter uma corrente sinusoidal na saída. De forma geral, o filtro passivo é composto por indutores, que é o filtro mais simples e consiste em um indutor conectado em série em cada fase. Este tipo de filtro é utilizado apenas em aplicações

nas quais o VSI opera com uma frequência de comutação relativamente alta, pois para baixas frequências de comutação torna-se necessária a utilização de uma grande indutância, o que torna o filtro mais caro e produz uma alta queda de tensão. Além disso, para aplicações acima de vários quilowatts, torna-se bastante caro implementar indutores de maior valor agregado. Ademais, a resposta dinâmica do sistema pode se tornar mais pobre [19].

Além do filtro L, os filtros LC e LCL podem ser aplicados através da conexão de indutores e capacitores adicionais. Os filtros LC são compostos por indutâncias e capacitâncias em derivação e a conexão de um inversor à rede elétrica com este tipo de filtro pode causar ressonância entre a impedância do filtro e a impedância da rede, além disso, evitar essa ressonância é uma tarefa difícil, visto que a frequência de ressonância depende da impedância da rede que varia ao longo do tempo.

Uma solução interessante para esses problemas é usar um filtro LCL, conforme mostrado na Figura 7, que fornece um melhor desacoplamento entre o filtro e a impedância da rede e tem menor ondulação de corrente através do indutor da rede.

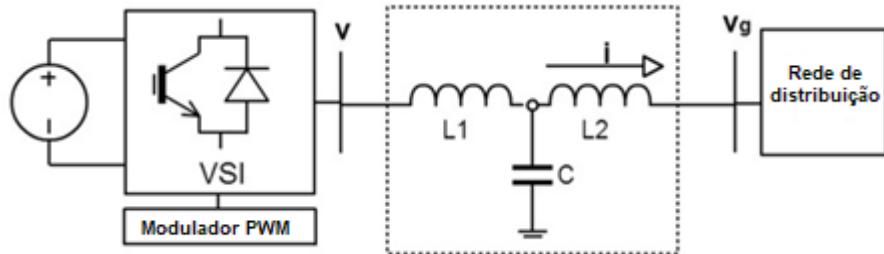


Figura 7 - Representação monofásica de um filtro LCL.

Fonte: [5]

Os filtros LCL têm sido usados em inversores conectados à rede e retificadores ativos modulados por largura de pulso (PWM) devido à sua capacidade de minimizar a quantidade de distorção de corrente injetada na rede elétrica [20]. Com o uso do filtro LCL melhores resultados podem ser obtidos na faixa de potência de até centenas de kilovoltamperes, com o uso de pequenos valores de indutores e capacitores. Além disso, a maior atenuação de harmônico do filtro LCL permite o uso de frequências de chaveamentos mais baixas para atender às restrições harmônicas. No entanto, para projetar um filtro LCL eficaz é necessário ter um modelo matemático apropriado do filtro [21].

## 2.4.1. Modelagem equivalente por fase de um filtro LCL

Os filtros LCL podem ser conectados em delta e em estrela, e é possível realizar as modelagens matemáticas em espaço de estados de cada uma dessas configurações. A Figura 8 apresenta o modelo do filtro LCL, onde  $L_1$  é o indutor do lado do inversor,  $L_2$  é o indutor do lado da rede,  $C_f$  é um capacitor com um resistor de amortecimento série  $R_f$  e as tensões  $V_i$  e  $V_g$  são as tensões de entrada e de saída (tensão do inversor e tensão de saída do sistema). As correntes  $i_i$ ,  $i_c$  e  $i_g$  são a corrente de saída do inversor, a corrente do capacitor e a corrente da rede, respectivamente, como mostrado na Figura 8.

### 2.4.1.1. Capacitores conectados em estrela

O modelo do filtro apresentado na Figura 8 é a configuração com capacitores conectados em estrela.

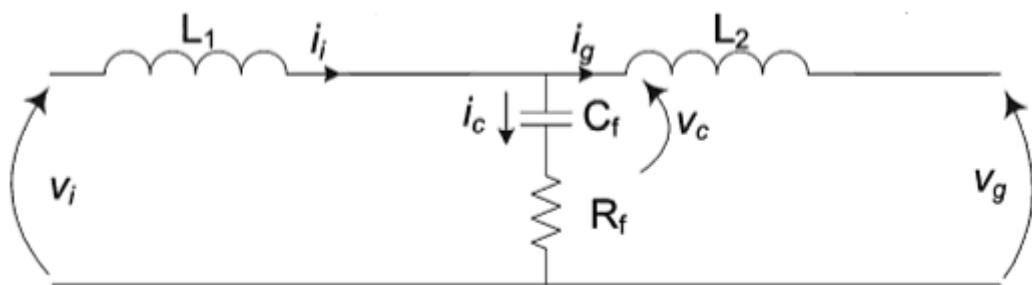


Figura 8 – Modelo por fase do filtro LCL.  
Fonte: [21], editada.

O modelo de espaço de estados do filtro LCL com capacitores conectados em estrela é derivado do modelo por fase mostrado na Figura 8, ou seja, de acordo com [21]:

$$\begin{cases} \frac{dv_c}{dt} = \frac{i_i - i_g}{C_f} \\ \frac{di_i}{dt} = \frac{1}{L_1} (v_i - v_c - R_f(i_i - i_g)) \\ \frac{di_g}{dt} = \frac{1}{L_2(v_c + R_f(i_i - i_g) - v_g)} \end{cases} \quad (9)$$

As equações (9) não mostram termos de acoplamento cruzado, conforme indicado pela expressão matricial em (10)

$$\begin{bmatrix} \frac{di_i}{dt} \\ \frac{di_g}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_1} & \frac{R_f}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{R_f}{L_2} & -\frac{R_f}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_i \\ i_g \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i \\ v_g \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (11)$$

#### 2.4.1.2. Capacitores conectados em delta

Para o filtro LCL com capacitores conectados em delta pode ser analisado na estrutura estacionária *abc* usando o circuito da Figura 9, onde  $R_1$  e  $R_2$  são as resistências dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , respectivamente. As tensões e correntes podem ser formuladas como dadas pelas equações (12) e (13)

$$v_{AB} + v_{BC} + v_{CA} = 0 \quad (12)$$

$$\frac{dV_{AB}}{dt} = \frac{1}{3C_f} i_{iAB} - \frac{1}{3C_f} i_{gAB} \quad (13)$$

onde  $i_{iAB} = i_{iA} - i_{iB}$ , e  $i_{gAB} = i_{gA} - i_{gB}$ .

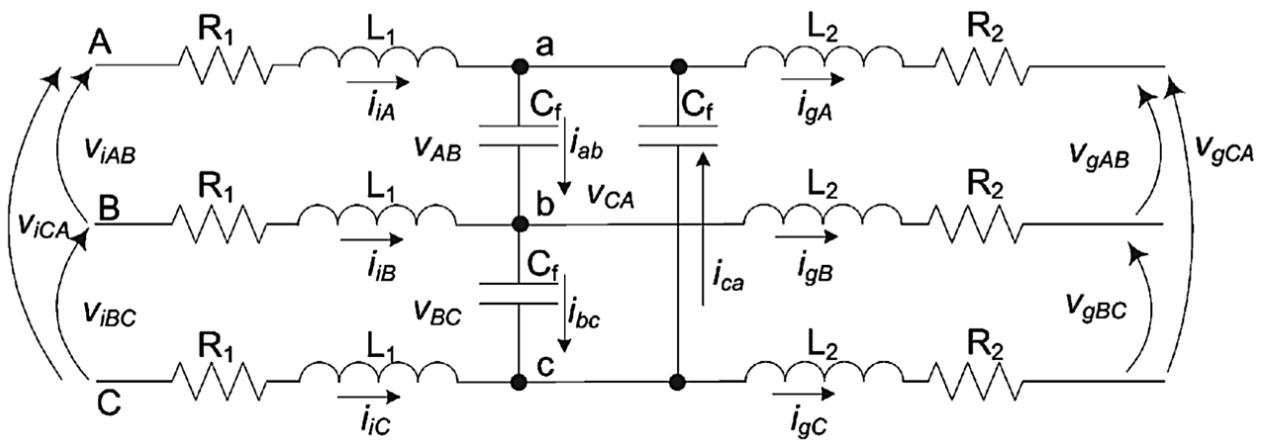


Figura 9 - Filtro LCL com capacitores conectados em delta.  
Fonte: [21]

A equação (12) indica que as tensões linha-linha somam zero, enquanto as equações do lado da carga são dadas por (14) e (15) com a formulação final em (16). Portanto,

$$\frac{di_{iAB}}{dt} = -\frac{V_{AB}}{L_1} + \frac{V_{iAB}}{L_1} - \frac{i_{iAB}R_1}{L_1} \quad (14)$$

$$\frac{di_{gAB}}{dt} = -\frac{R_2}{L_2}i_{gAB} + \frac{1}{L_2}V_{AB} - \frac{1}{L_2}V_{gAB} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{3C_f}i_i - \frac{1}{3C_f}i_g \\ \frac{di_i}{dt} = \frac{1}{L_1(v_i - v_c - R_f(i_i - i_g) - R_1i_i)} \\ \frac{di_g}{dt} = \frac{1}{L_2(v_c + R_f(i_i - i_g) - v_g - R_2i_g)} \end{cases} \quad (16)$$

onde  $v_c = [V_{AB} \ V_{BC} \ V_{CA}]^T$ ,  $i_i = [i_{iAB} \ i_{iBC} \ i_{iCA}]^T$ ,  $v_i = [V_{iAB} \ V_{iBC} \ V_{iCA}]^T$  e  $i_g = [i_{gAB} \ i_{gBC} \ i_{gCA}]^T$ .

O modelo usado como uma planta de espaço de estado contínuo é dado pelas matrizes  $A$ ,  $B$ ,  $u$  e  $X$  abaixo, onde

$$A = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & \frac{1}{3C_f}I_{3 \times 3} & -\frac{1}{3C_f}I_{3 \times 3} \\ -\frac{1}{L_1}I_{3 \times 3} & -\frac{R_1 + R_f}{L_1}I_{3 \times 3} & \frac{R_f}{L_1}I_{3 \times 3} \\ \frac{1}{L_2}I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & -\frac{R}{L_2}I_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 9},$$

$$B = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} \\ \frac{1}{L_1}I_{3 \times 3} \\ -\frac{1}{L_2}I_{3 \times 3} \end{bmatrix}_{9 \times 3}, \quad u = \begin{bmatrix} V_i \\ V_g \end{bmatrix}_{9 \times 1}, \quad X = \begin{bmatrix} V_c \\ I_i \\ I_g \end{bmatrix}_{9 \times 1}.$$

#### 2.4.1.3. Resposta em frequência do filtro LCL

Uma importante função de transferência, para a configuração do filtro em estrela, é  $H_{LCL} = i_g/v_i$ , onde a tensão da rede é considerada uma fonte de tensão ideal capaz de descarregar todas as frequências harmônicas. Definindo  $v_g = 0$ , ou seja, condições para inversores controlados por corrente, a função de transferência de malha fechada do filtro LCL (negligenciando o amortecimento) é

$$H_{LCL}(s) = \frac{1}{L_1 C_f L_2 s^3 + (L_1 + L_2)s} \quad (17)$$

e com algumas manipulações algébricas simples, a função de transferência de malha fechada com resistência de amortecimento torna-se

$$H_{dLCL}(s) = \frac{C_f R_f s + 1}{L_1 C_f L_2 s^3 + C_f R_f (L_1 + L_2) s^2 + (L_1 + L_2)s} \quad (18)$$

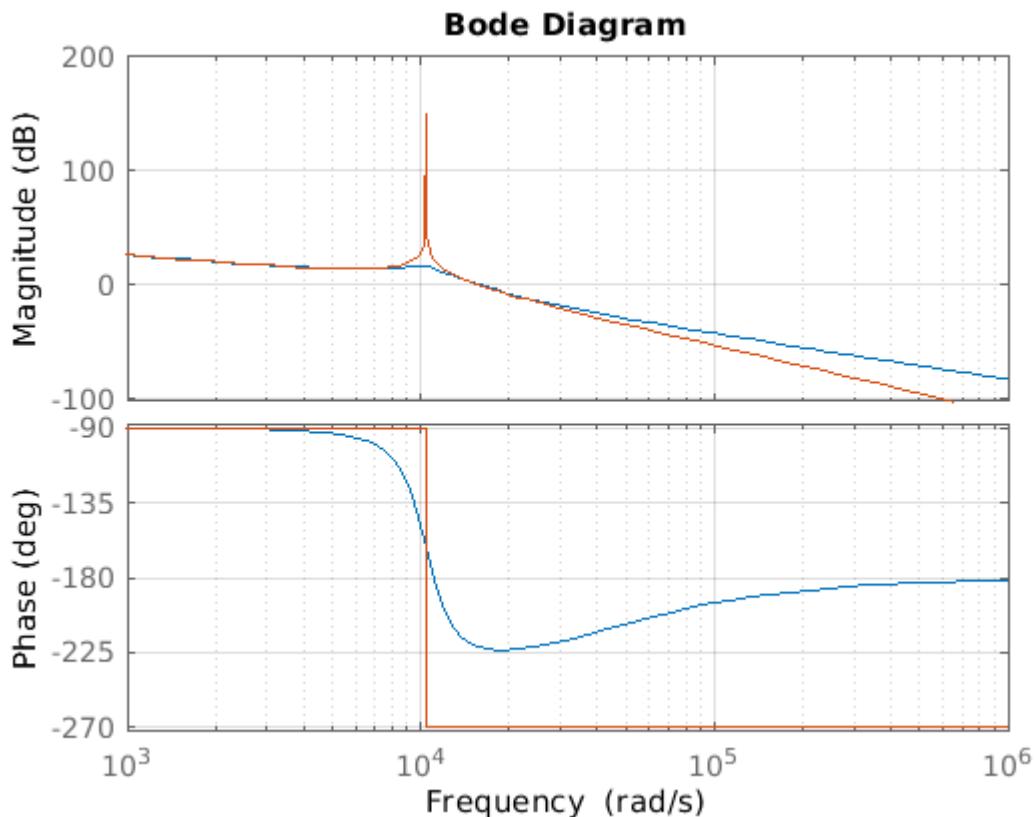


Figura 10 - Diagrama de Bode para os casos amortecido e não amortecido.

Os gráficos Bode do filtro LCL sem e com amortecimento são mostrados na Figura 10. A inserção de uma resistência em série com o capacitor elimina o pico de ganho, que ocorre na frequência de ressonância, suavizando a resposta geral e a fase para  $-180^\circ$  para alta frequência, em vez de  $-270^\circ$ .

## 2.4.2. Procedimento de projeto do filtro

O projeto de um filtro LCL eficiente requer uma modelagem matemática adequada do filtro. Para esse projeto, várias características devem ser consideradas, como ondulação atual, tamanho do filtro e atenuação de ondulação de chaveamento. Os requisitos de energia reativa podem causar uma ressonância do capacitor interagindo com a rede. Portanto, o amortecimento ativo ou passivo deve ser adicionado pela inclusão de um resistor em série com o capacitor [21]. Neste trabalho foi adotado o amortecimento passivo, mas vale ressaltar que os resistores de amortecimento causam perdas adicionais no filtro, por isso existem soluções ativas, como o método de resistor virtual desenvolvido em [22].

Na Figura 11 é apresentado o algoritmo para projetar o filtro LCL, onde são descritos em detalhes os passos do projeto do filtro.

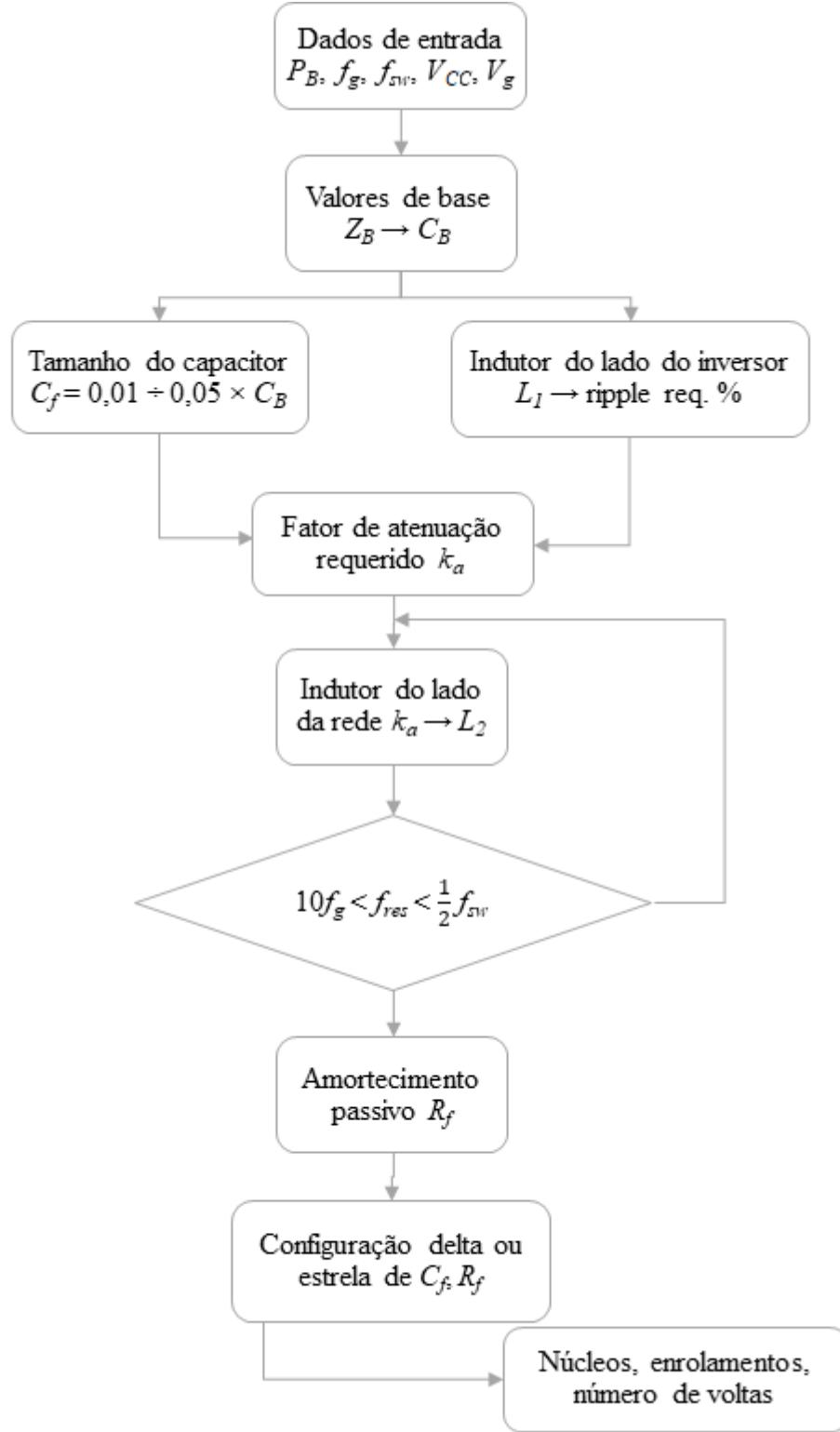


Figura 11 - Algoritmo para o projeto do filtro LCL.

Para realizar o projeto do filtro são necessários os parâmetros:  $V_{LL}$ , que é a tensão RMS linha-linha na saída do inversor;  $V_{ph}$ , tensão de fase na saída do inversor;  $P_n$ , potência ativa

nominal;  $V_{CC}$ , tensão de ligação CC;  $f_g$ , frequência da rede;  $f_{sw}$ , frequência de chaveamento; e  $f_{res}$ , frequência de ressonância.

Para dar início ao projeto do filtro, calcula-se primeiramente a impedância de base e a capacitância base, definidas pelas equações (19) e (20).

$$Z_B = \frac{V_{LL}^2}{P_n} \quad (19)$$

$$C_B = \frac{1}{\omega_g Z_B} \quad (20)$$

Para o projeto da capacitância do filtro, considera-se que a variação máxima do fator de potência vista pela rede é de 5%, indicando que a impedância de base do sistema é ajustada da seguinte forma:  $C_f = 0,05C_B$ . Quando é necessário compensar a reatância indutiva do filtro pode ser usado um fator de projeto maior que 5% [21]. O *ripple* de corrente máxima na saída do inversor CC / CA é dado por [23]:

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2V_{CC}}{3L_1} (1 - m)mT_{sw} \quad (21)$$

onde  $m$  é o fator de modulação do inversor (para um inversor SPWM - *Sinusoidal Pulse Width Modulation* - típico).

A partir da equação (21) tem-se que a ondulação máxima pico a pico acontece em  $m = 0,5$ , então

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_{CC}}{6f_{sw}L_1} \quad (22)$$

onde  $L_1$  é o indutor do lado do inversor. Uma ondulação de 10% da corrente nominal para os parâmetros do projeto é dada por

$$\Delta I_{Lmax} = 0,1I_{max} \quad (23)$$

onde

$$I_{max} = \frac{P_n\sqrt{2}}{3V_{ph}} \quad (24)$$

O valor do indutor  $L_1$  pode ser então obtido a partir da equação (22), considerando para tanto as equações (23) e (24), tal que:

$$L_1 = \frac{V_{CC}}{6f_{sw}\Delta I_{Lmax}} \quad (25)$$

Para o projeto realizado neste trabalho o filtro LCL deve reduzir a ondulação da corrente esperada para 11% [20], [24]. Para calcular a redução da ondulação, o circuito equivalente do filtro LCL é inicialmente analisado considerando o inversor como uma fonte de corrente para cada frequência harmônica de acordo com a Figura 8. As equações (26) e (28) relacionam a corrente harmônica gerada pelo inversor com a corrente injetada na rede, ou seja,

$$\frac{i_g(h)}{i_i(h)} = \frac{1}{|1 + r[1 - L_1 C_B \omega_{sw}^2 x]|} = k_a \quad (26)$$

Onde  $k_a$  é a atenuação desejada e  $x$  é a variação máxima do fator de potência visto pela rede.

Pode-se escrever a relação dada pela equação (27), onde a constante  $r$  é a razão entre a indutância no lado do inversor e a do lado da rede.

$$L_2 = rL_1 \quad (27)$$

Tem-se então que o indutor  $L_2$  pode ser calculado pela seguinte equação

$$L_2 = \frac{\frac{1}{k_a} + 1}{C_f \omega_{sw}^2} \quad (28)$$

Plotar os resultados para vários valores de  $r$  ajuda a avaliar a função de transferência do filtro em uma determinada frequência de ressonância, dependendo da impedância nominal da rede [20].

O resistor  $R_f$  conectado em série com o capacitor é responsável por evitar a ressonância, através da atenuação de parte da ondulação na frequência de chaveamento. O valor deste resistor deve ser um terço da impedância do capacitor de filtro na frequência de ressonância [25], e o resistor em série com a capacitância do filtro é dado por (29),

$$R_f = \frac{1}{\omega_{res} C_f} \quad (29)$$

onde  $\omega_{res}$  é a frequência angular de ressonância, que é calculada pela equação (30) e deve satisfazer à condição estabelecida em (31).

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (30)$$

$$10f_g < f_{res} < 0,5f_{sw} \quad (31)$$

### 2.4.3.Exemplo de projeto do filtro LCL

Nesta seção é mostrado um procedimento passo a passo usado para projetar um filtro LCL com o capacitor conectado em estrela. Para o projeto do filtro foram adotadas as especificações dadas na tabela 1.

*Tabela 1 - Parâmetros para o projeto do filtro LCL.*

$V_{LL}$	Tensão RMS linha-linha na saída do inversor	2300V
$V_{ph}$	Tensão de fase na saída do inversor	2300/ $\sqrt{3}$ V
$P_n$	Potência ativa nominal	128MW
$V_{CC}$	Tensão do lado CC do inversor	4000V
$\omega_g$	Frequência angular da rede	$2\pi 60$ rad/s
$f_{sw}$	Frequência de chaveamento em Hz	5kHz
$x$	Máxima variação do fator de potência visto pela rede	0,05
$k_a$	Fator de atenuação	0,11 (11%)

Utilizando as equações apresentadas na seção anterior, as etapas descritas a seguir são executadas para o cálculo dos parâmetros do filtro LCL.

1. Usando os valores da tabela 1 obtém-se o valor da impedância de base  $Z_B = 62,2\text{m}\Omega$ ;
2. A partir do valor de  $Z_B$  e da frequência angular da rede tem-se  $C_B = 42,6\text{mF}$ ;
3. A corrente máxima será  $I_{max} = 30,2\text{kA}$ ;
4. Adotando 10% de *ripple*, resulta em  $L1 = 44,2\mu\text{H}$ ;
5. O capacitor terá o valor de  $C_f = 2,13\text{mF}$  para a configuração em estrela, considerando  $C_f = 5\% C_B$ .
6. Com o valor de  $C_f$  agora é possível calcular o valor de  $L_2$  usando a equação (28), que resulta no valor  $L_2 = 4,8\mu\text{H}$ ;
7. A frequência de ressonância, calculada usando os valores de  $L_1$ ,  $L_2$  e  $C_f$ , terá o valor  $\omega_{res} = 10413$  rad/s, que equivale a  $f_{res} = 1657\text{Hz}$ ;

8. A condição dada pela equação (31) é checada e observa-se que esta é satisfeita pois  $600\text{Hz} < f_{res} < 2500\text{Hz}$ ;
9. Finalmente, calcula-se o valor da resistência de amortecimento usando a equação (29), e o valor encontrado é  $R_f = 0,015\Omega$ .

Concluído o projeto do filtro este pode ser implementado no sistema com o inversor, conforme será mostrado no próximo capítulo.

### 3. Aplicação de inversores em sistemas de energia

As grandes centrais elétricas apresentam limites operacionais em sua capacidade de produção, dessa forma, uma alternativa interessante para complementar o quadro geral de produção de energia de baixa e média escala é a produção de energia elétrica através de fontes renováveis.

No entanto, a produção de energia por essas fontes varia de acordo com as condições climáticas e muitas vezes, não apresentam alto grau de previsibilidade, o que dificulta a utilização deste tipo de geração em termos de disponibilidade de energia [26].

Considerando a inconstância na geração e na dificuldade em prever o comportamento das fontes renováveis, são investigadas formas de tornar esse tipo de geração mais confiável, apresentando uma disponibilidade mínima durante a sua operação e que sua capacidade não seja dependente de condições climáticas, tornando-se assim, uma fonte confiável e disponível.

Outro problema relacionado à natureza variável e “aleatória” são as oscilações de potência, que causam variações na tensão da rede, bem como fluxo reverso em transformadores de distribuição. Consequentemente essas oscilações causam problemas na qualidade de energia, chaveamento de *taps* e reguladores de tensão, portanto, uma estrutura que elimine ou suavize oscilações bruscas de potência na rede de distribuição possui grande impacto na qualidade de energia elétrica [27].

Para se obter um funcionamento otimizado dos sistemas de geração distribuída, tanto a diversificação das fontes de energia quanto a utilização de armazenadores são necessárias, fazendo com que os componentes desta microrrede se complementem. Dessa forma, a utilização de inversores é de grande importância, visto que algumas fontes renováveis de energia, como a energia gerada por painéis fotovoltaicos, fornecem energia elétrica na forma contínua e para que essa energia possa ser utilizada pela maioria dos aparelhos elétricos é necessário que seja feita uma conversão para corrente alternada.

A aplicação dos inversores é imprescindível para que haja um melhor aproveitamento da energia produzida pelos módulos geradores, além desses dispositivos representarem o elo mais frágil no que se refere a determinação da confiabilidade do sistema e da qualidade do fornecimento de energia [28]. Portanto, para garantir uma maior autonomia e confiabilidade, é incluso o VSI para a conexão com a rede elétrica, de forma a manter os índices de qualidade de energia no ponto de acoplamento comum entre os limites estabelecidos por normas nacionais e

internacionais. E, para conseguir a harmonia entre os armazenadores e as fontes, devem ser projetados os algoritmos de gerenciamento e controle para se obter o resultado esperado.

### 3.1. Descrição geral do controle do VSI

O esquema geral de controle do VSI é mostrado na Figura 12. O esquema é chamado “*Composite Frame*” no programa de simulação e seu funcionamento ocorre de forma que dois *slots* de medição são utilizados. Um desses blocos está medindo a corrente de fase que flui através do indutor do lado da rede ( $L_2$ ) e as transforma instantaneamente em quantidades de quadratura de duas fases, que são frequentemente chamadas de eixo de referência  $\alpha\beta$  ou  $xy$ . Em DIgSILENT, o componente  $\alpha$  ou  $x$  é denotado por  $r$ , referindo-se a um valor real, e o componente  $\beta$  ou  $y$  é chamado de componente  $i$ , referindo-se a ele como um valor imaginário [5]. Através do bloco “Corrente  $xy$  para  $dq$ ”, as componentes  $ir$  e  $ii$  das correntes medidas no indutor  $L_2$  são transformadas em componentes de corrente de eixo direto e quadratura, para posteriormente serem utilizadas no controle de corrente.

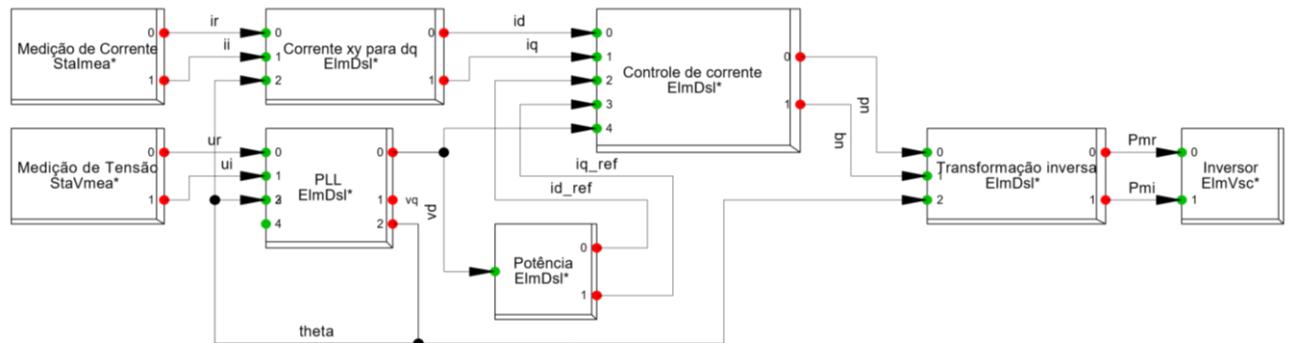


Figura 12 - Esquema da estrutura geral de controle do VSI em DIgSILENT.

A tensão é medida no barramento chamado “Grid” e transformada instantaneamente no eixo  $xy$  (isto é,  $ri$ ). Essas quantidades são então convertidas no referencial rotativo  $dq$  através de um bloco interno ao *slot* “PLL”. “PLL” sincroniza o eixo de referência com a tensão da rede, enquanto o slot “Potência” calcula as correntes  $i_d$  e  $i_q$  de referência para o fluxo de potência ativo e reativo desejado. Finalmente, o controlador de corrente produz as tensões requeridas, e os índices de modulação para o *slot* “Inversor” são obtidos pela transformação inversa de Park. Esses índices de modulação controlam os chaveamentos no VSI [5].

### 3.1.1. Transformação de Park

Para simplificar os cálculos no interior do controlador e conseguir uma regulação PI com erro de estado estacionário zero, os componentes  $ri$  são convertidos na estrutura de referência rotativa  $dq$  usando a transformação estacionária que é descrita por (32) para correntes. A mesma transformação é aplicada também para tensões, como mostrado em (33).

$$\begin{aligned} i_d &= i_r \cos(\theta) + i_i \sin(\theta) \\ i_q &= i_i \cos(\theta) - i_r \sin(\theta) \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} u_d &= u_r \cos(\theta) + u_i \sin(\theta) \\ u_q &= u_i \cos(\theta) - u_r \sin(\theta) \end{aligned} \quad (33)$$

onde  $\theta$  é o ângulo instantâneo entre a tensão da rede e o referencial rotatório calculado pelo PLL. A componente zero da transformação de Park é desprezada, já que nem os pontos em estrela dos capacitores nem a rede externa estão conectados à terra e, portanto, as correntes das três fases somam-se sempre a zero.

### 3.1.2. Bloco “Corrente $xy$ para $dq$ ”

Na Figura 13 é apresentado o bloco que realiza a transformação das componentes  $ir$  e  $ii$  da corrente nas componentes  $id$  e  $iq$ , por meio da utilização das equações da transformação de Park dentro deste bloco de controle. A Figura 13 mostra como esse bloco é apresentado internamente.

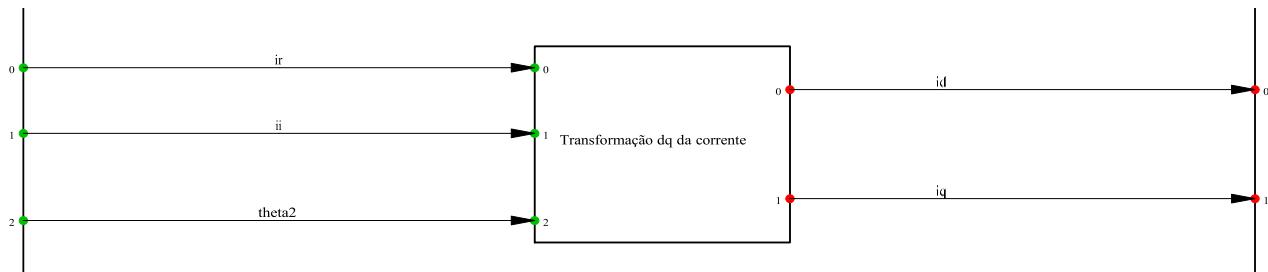


Figura 13 - Bloco "Corrente  $xy$  para  $dq$ " mostrado internamente.

Dentro do bloco de referência “Transformação  $dq$  da corrente” é possível adicionar as equações com as quais o bloco opera, neste caso foram utilizadas as equações de transformação de corrente (32).

### 3.1.3. Bloco “PLL”

A operação e a função do PLL foram descritas no capítulo anterior e sua implementação no DIgSILENT pode ser vista na Figura 14. Para a obtenção do ângulo que será utilizado na transformação de Park e sua inversa, são utilizados os blocos de controle “PI”, que leva a tensão  $vq$  à zero e cuja saída é a frequência angular, que é posteriormente integrada para obter o ângulo.

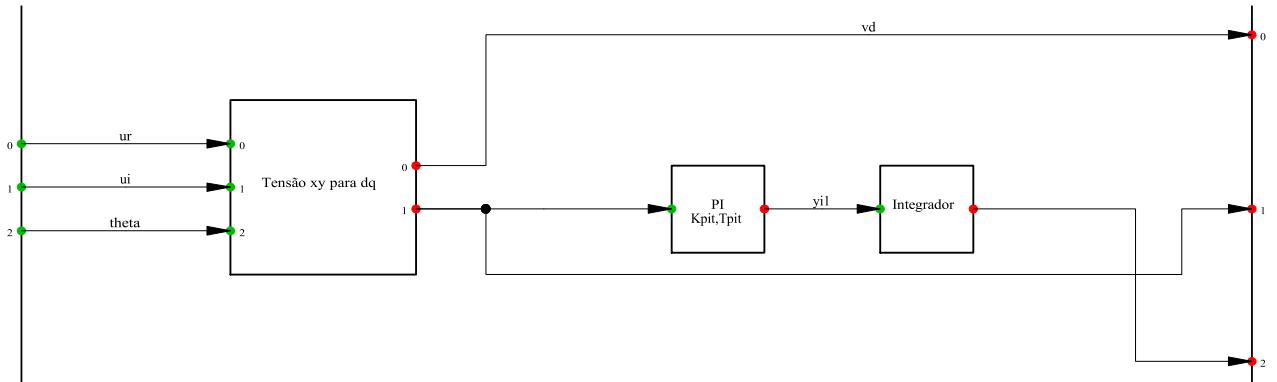


Figura 14 - Representação do PLL do DIgSILENT.

#### 3.1.3.1. Projeto do controlador PI do PLL

Conforme o projeto do controlador descrito em [29], tem-se que a função de transferência de malha aberta do sistema PLL são descritas pela equação (34).

$$FTMA_{PLL}(s) = \frac{k_i + k_p s}{s} \frac{1}{s} \quad (34)$$

As equações (35) e (36) mostram o cálculo do módulo e da fase da  $FTMA_{PLL}(s)$ , respectivamente, para  $\omega$  igual a  $\omega_{cr}$  (frequência de cruzamento).

$$\left| \frac{k_i + jk_p \omega_{cr}}{(j\omega_{cr})^2} \right| = 1 \quad (35)$$

$$\angle \left( \frac{k_i + jk_p \omega_{cr}}{(j\omega_{cr})^2} \right) = -(180^\circ - MF) \quad (36)$$

Onde  $MF$  é a margem de fase desejada. Resolvendo as equações (35) e (36) obtém-se as expressões (37) e (38).

$$\omega_{cr}^4 - k_p^2 \omega_{cr}^2 - k_i^2 = 0 \quad (37)$$

$$\frac{k_p \omega_{cr}}{k_i} = \tan(MF) \quad (38)$$

Os valores para a frequência de corte e para a margem de fase foram arbitrados em valores próximos aos valores correspondentes destas variáveis para o filtro LCL. Dessa forma, utilizando estes valores obtém-se os ganhos  $k_p$  e  $k_i$ .

### 3.1.4. Bloco “Controle de corrente”

A implementação do controlador de corrente no DIgSILENT pode ser vista na Figura 15. As correntes de referência são calculadas pelo slot “Potência”, de acordo com as equações (7) e (8) na seção 2.2. A Figura 15 mostra claramente o acoplamento cruzado obtido de (3) e (4). Após o somatório, os componentes  $dq$  das tensões que devem ser produzidas são preparados.

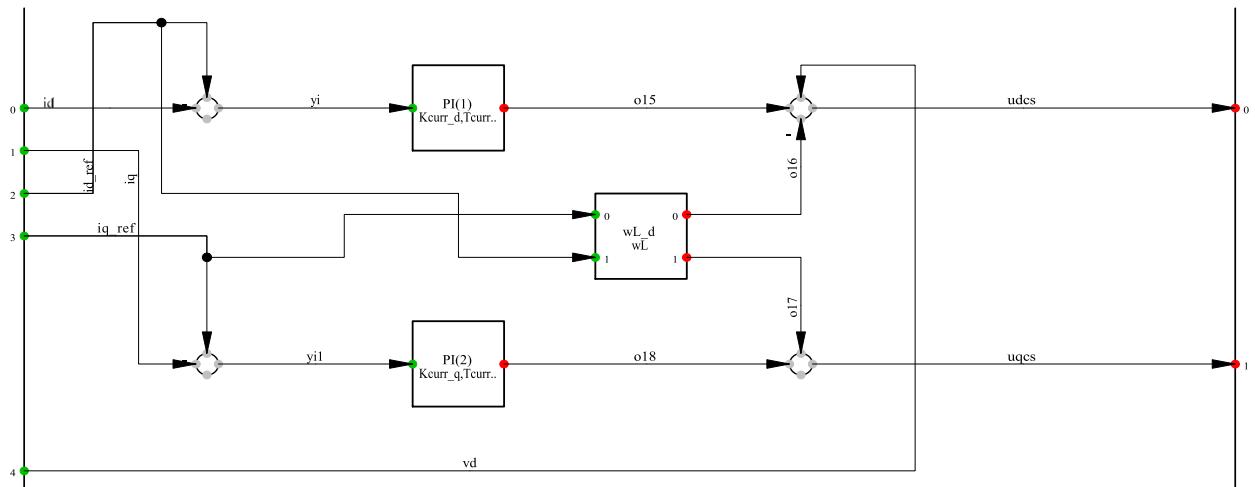


Figura 15 - Implementação do controle de corrente no DIgSILENT.

### 3.1.4.1. Projeto dos controladores PI

Os ganhos do controlador PI podem ser calculados definindo-se a largura de banda do controlador  $\omega_b$  e a razão de amortecimento do sistema  $\zeta$  utilizando-se das equações (39) e (40) [30].

$$k_p = \frac{2\zeta\omega_b L}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \quad (39)$$

$$k_i = \frac{\omega_b^2 L}{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}} \quad (40)$$

Este método de controle pode ser utilizado tanto para o controle do inversor conectado à rede com filtro L, quanto com filtro LCL, quando a largura de banda for similar para ambos os casos [30]. Para o caso do filtro LCL as equações utilizadas são (41) e (42).

$$k_p = \frac{2\zeta\omega_b(L_1 + L_2)}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}}} \quad (41)$$

$$k_i = \frac{\omega_b^2(L_1 + L_2)}{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\zeta^2)^2 + 1}} \quad (42)$$

Para o cálculo da largura de banda do controlador foram utilizados os critérios estabelecidos em [31], que define que a largura de banda é calculada pela equação (43):

$$\omega_b = \frac{\omega_{co}}{5} \quad (43)$$

Esse valor é considerado o máximo atingível para cada frequência de controle do sistema de filtro de L [31]. Sabendo que a frequência de controle deve variar de acordo com a equação (44):

$$2 * \omega_{res} < \omega_{co} < 4 * \omega_{res} \quad (44)$$

Adotando o máximo valor possível para  $\omega_{co}$ , calcula-se então o valor da largura de banda.

A largura de banda de controle obtida com um filtro L pode ser calculada em 1657 Hz. Nesta faixa de frequência, as funções de transferência dos diferentes filtros na Fig. 10 mostram quase o mesmo comportamento. A aproximação do filtro LCL como um filtro L é justificada neste caso [31].

### 3.1.5. Bloco “Potência”

A Figura 16 mostra o detalhamento do bloco “Potência”. Nele são calculadas as componentes direta e em quadratura da corrente de referência. Essas correntes são calculadas através das equações (45) e (46), já descritas anteriormente na seção 2.2.

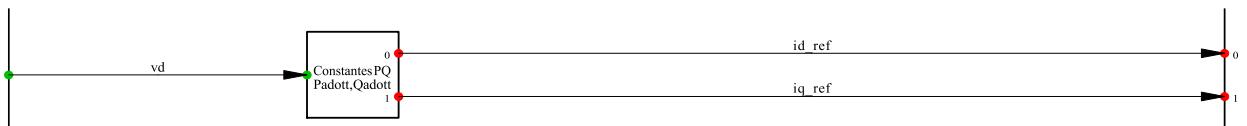


Figura 16 - Bloco "Potência" em detalhes.

$$i_{d\_ref} = \frac{P^*}{v_{gd}} \quad (45)$$

$$i_{q\_ref} = -\frac{Q^*}{v_{gd}} \quad (46)$$

Sendo  $P^*$  e  $Q^*$  são as potências ativa e reativa de referência, respectivamente.

### 3.1.6. Bloco “Transformação inversa”

A Figura 17 apresenta o bloco “Transformação inversa”. Nele as tensões do eixo rotativo  $dq$  que são produzidas pelo controlador de corrente são convertidas de volta ao eixo estacionário  $ri$  e assim os sinais de modulação  $Pmr$  e  $Pmi$  para o “Inversor” estão prontos.

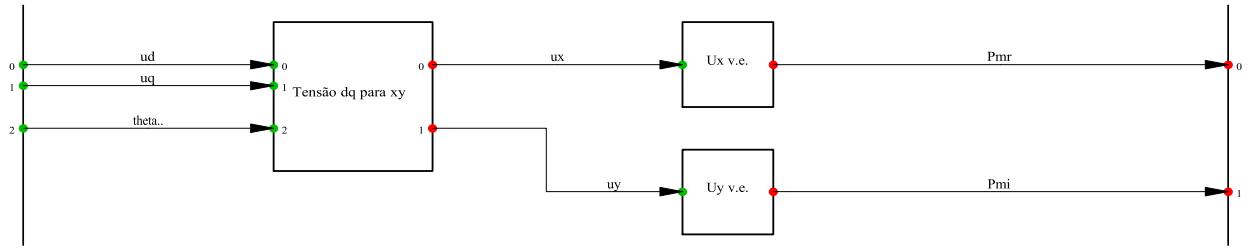


Figura 17 - Detalhes do bloco "Transformação inversa".

A tensão de saída do VSI na frequência fundamental é igual a (47) de acordo com [32].

$$\begin{aligned}
 u_{CAr} &= \frac{\sqrt{3}Pm_rU_{CC}}{2\sqrt{2}} \\
 u_{CAi} &= \frac{\sqrt{3}Pm_iU_{CC}}{2\sqrt{2}}
 \end{aligned} \tag{47}$$

Com essas equações é possível calcular os valores de  $Pmr$  e  $Pmi$ . Esses valores são então aplicados nos parâmetros do inversor.

### 3.2. Aplicação do inversor com controle em uma microrrede

Com a popularização dos sistemas de geração distribuída surgiu um novo conceito chamado microrrede. O conceito de microrrede vem da utilização de geração distribuída para suprir cargas localmente, adaptando a geração às necessidades da carga [33].

Nesse sentido, o modelo do controle descrito no capítulo anterior foi testado em um sistema simples e implementado no DIgSILENT Power Factory, de acordo com [5] e toda esta seção foi baseada no modelo implementado por esta referência cujo sistema utilizado está mostrado na Figura 18.

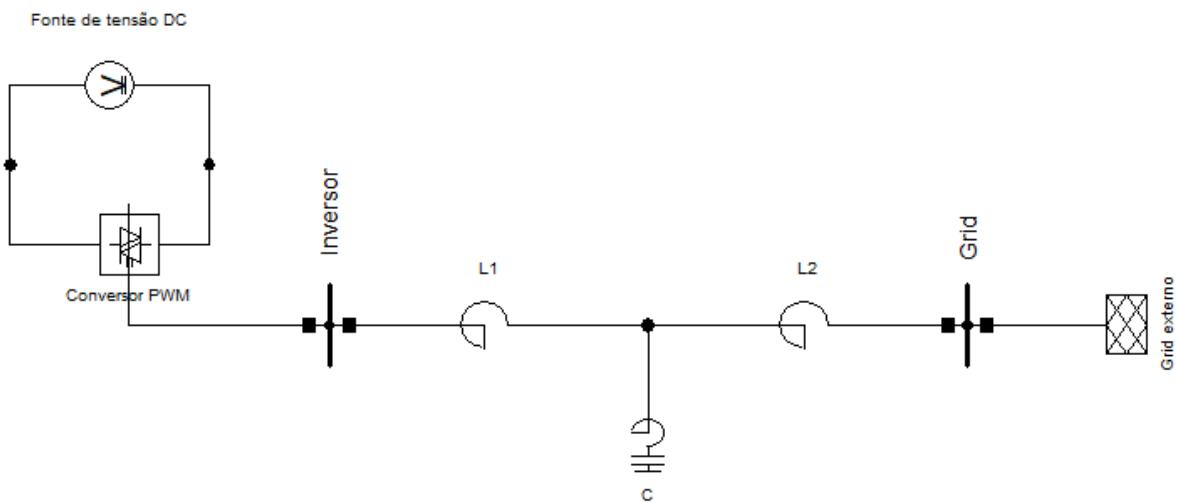


Figura 18 - Modelo DIgSILENT de um VSI conectado à rede.

O modelo foca no inversor CA / CC de fonte de tensão que é chamado de “PWM Converter” com duas conexões CC. As conexões CC são conectadas a uma fonte de tensão CC que representa a fonte primária de energia. O VSI é conectado à rede externa (com ponto estrela flutuante) através de um filtro LCL. As indutâncias são implementadas utilizando-se dois “Series Reactor” trifásicos em DIgSILENT. Para o capacitor, um elemento “Shunt/Filter RLC” é usado e é conectado entre as duas indutâncias e ajustado para a tecnologia “3PH-Y” (trifásico conectado em estrela), internamente a esse elemento é adicionado um resistor de amortecimento, que é conectado em série com o capacitor.

### 3.2.1. Resultados de simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação para os casos com o filtro L e o filtro LCL.

#### 3.2.1.1. Especificações

A tensão nominal da rede externa é de 400V com potência de curto-circuito quase infinita. A potência nominal do VSI é de 10 kVA e a frequência de comutação é de 20 kHz. Por simplicidade, as perdas de comutação são negligenciadas e foi adotada uma fonte de tensão constante de 750V<sub>CC</sub> para o VSI. Os parâmetros dos filtros são calculados conforme descrito na seção 2.4.2 com a suposição de 10% de ondulação de corrente permitida: a indutância do filtro L é escolhida para ser 3mH. O resistor de amortecimento e a frequência de ressonância para o filtro LCL são calculados usando (29) e (30), respectivamente. A Tabela 2 mostra os valores correspondentes dos componentes do filtro LCL.

*Tabela 2 - Parâmetros do filtro LCL.*

$L_1$	Indutância do lado do inversor	3,06mH
$L_2$	Indutância do lado do grid	0,064mH
$C$	Capacitor	10 $\mu$ F
$f_{res}$	Frequência de ressonância	6376Hz
$R_d$	Resistor de amortecimento	0,837 $\Omega$

No caso em análise, o VSI está injetando na rede inicialmente uma potência ativa no valor de 6 kW e potência reativa nula. No instante de tempo igual a 20ms, o nível da injeção de energia é aumentado para 8 kW. Além disso, 30ms depois, a injeção de energia reativa é ajustada para 2 kVAr, conforme será mostrado nos resultados adiante.

### 3.2.1.2. Correntes do grid

As Figuras 19 e 20 mostram a corrente na fase A para o filtro L e a corrente medida na fase A do indutor do lado da rede para o filtro LCL, respectivamente. Na Figura 21 são mostradas as correntes  $id$  e  $id$  de referência.

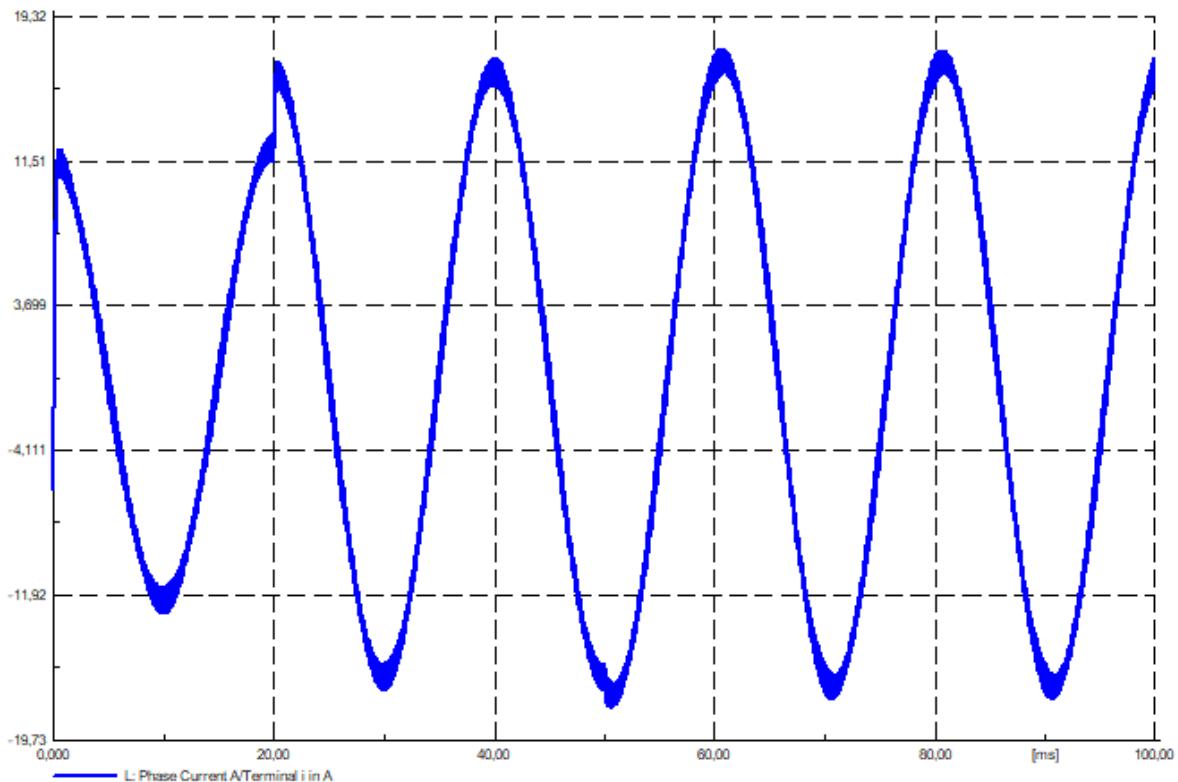


Figura 19 - Corrente na fase A no indutor L medida no lado do grid.

O sistema opera normalmente e após 20ms, a injeção de potência ativa aumenta de um valor inicial de 6 kW para o valor de 8 kW. Esse aumento na potência injetada resulta no aumento também da magnitude da corrente de fase nos mesmos instantes de tempo no qual ocorre a injeção de potência. No tempo igual a 50 ms, a potência reativa aumenta de zero para 2 kVAr, o que desloca a fase da corrente devido à mudança no fator de potência e aumenta ainda mais sua magnitude.

A maior atenuação do filtro LCL, em comparação ao filtro, resulta em menor ondulação de corrente que é claramente visível na Fig. 20.

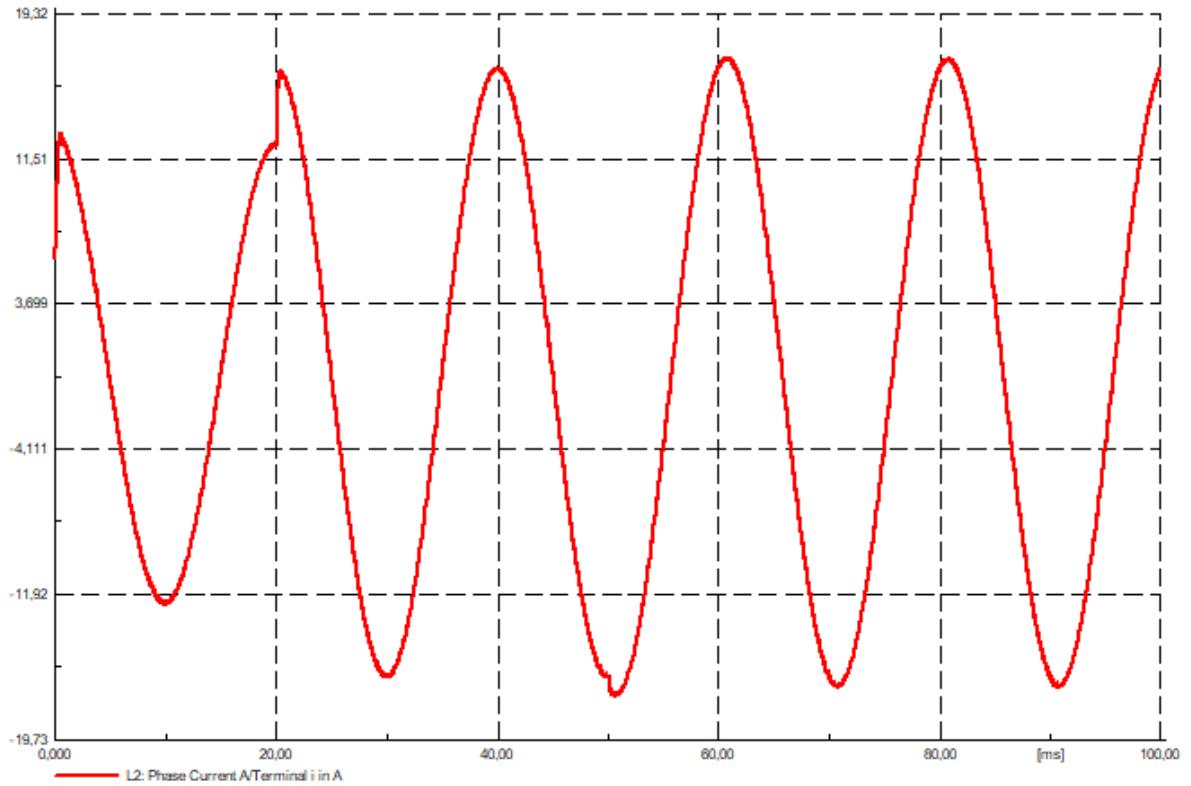


Figura 20 - Corrente na fase A no indutor LCL medida no lado do grid.

A operação do controlador de corrente no momento da mudança na potência ativa pode ser vista na Fig. 21 para o filtro LCL. A mudança na potência ativa causa apenas uma alteração no componente  $d$  da corrente do controlador, enquanto o componente  $q$  permanece zero.

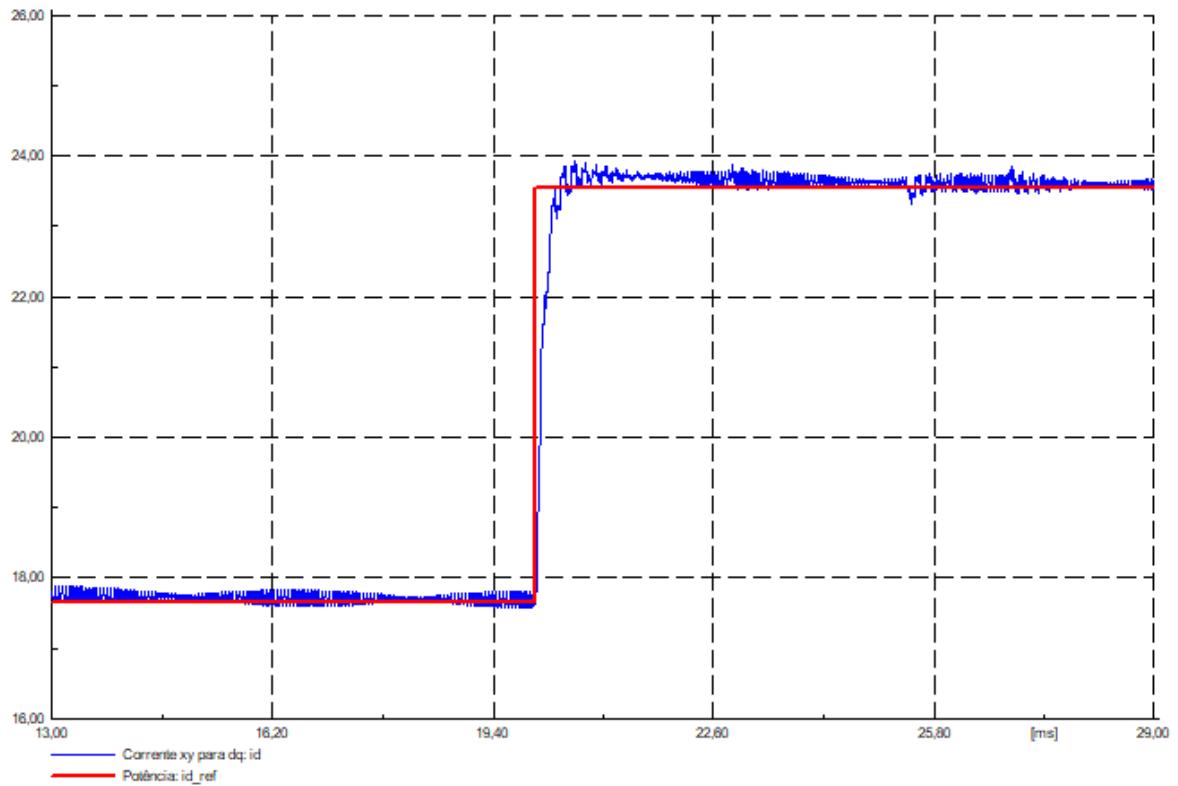


Figura 21 - Operação do controlador de corrente.

A Fig. 21 mostra uma resposta muito boa às mudanças feitas à medida que a magnitude da corrente aumenta rapidamente, apresentando um *overshoot* quase zero. É importante salientar que uma regulação eficiente é muito importante para reduzir a injeção harmônico na rede.

### 3.2.1.3. Potência injetada

As Figuras 22 e 23 mostram as potências ativa e reativa injetadas na rede. Devido à menor atenuação do filtro L, a magnitude da potência injetada não é tão suave quanto no caso do filtro LCL.

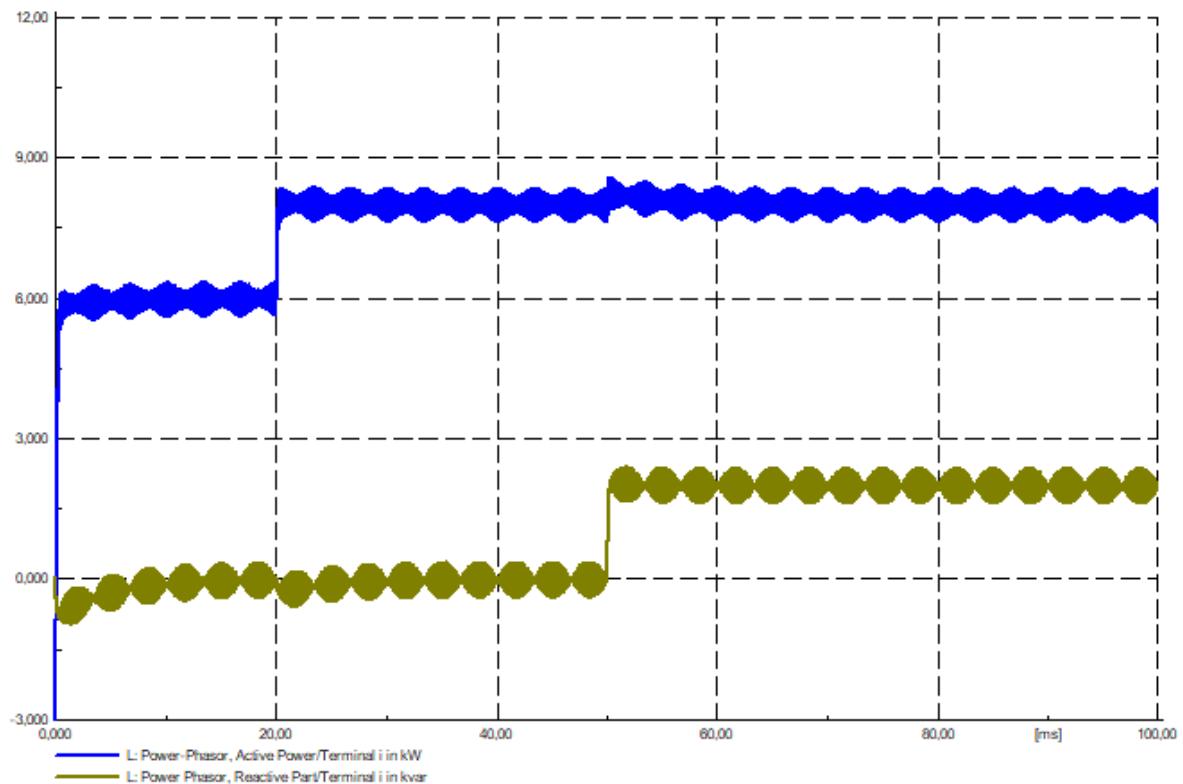


Figura 22 - Potência ativa e reativa injetada na rede com filtro L.

Uma alteração em um dos componentes de potência (ativo ou reativo) afeta o outro devido ao acoplamento cruzado mencionado anteriormente (ver (3) e (4)). No entanto, o efeito é apenas temporário e o componente afetado retorna ao seu estado original em alguns milissegundos.

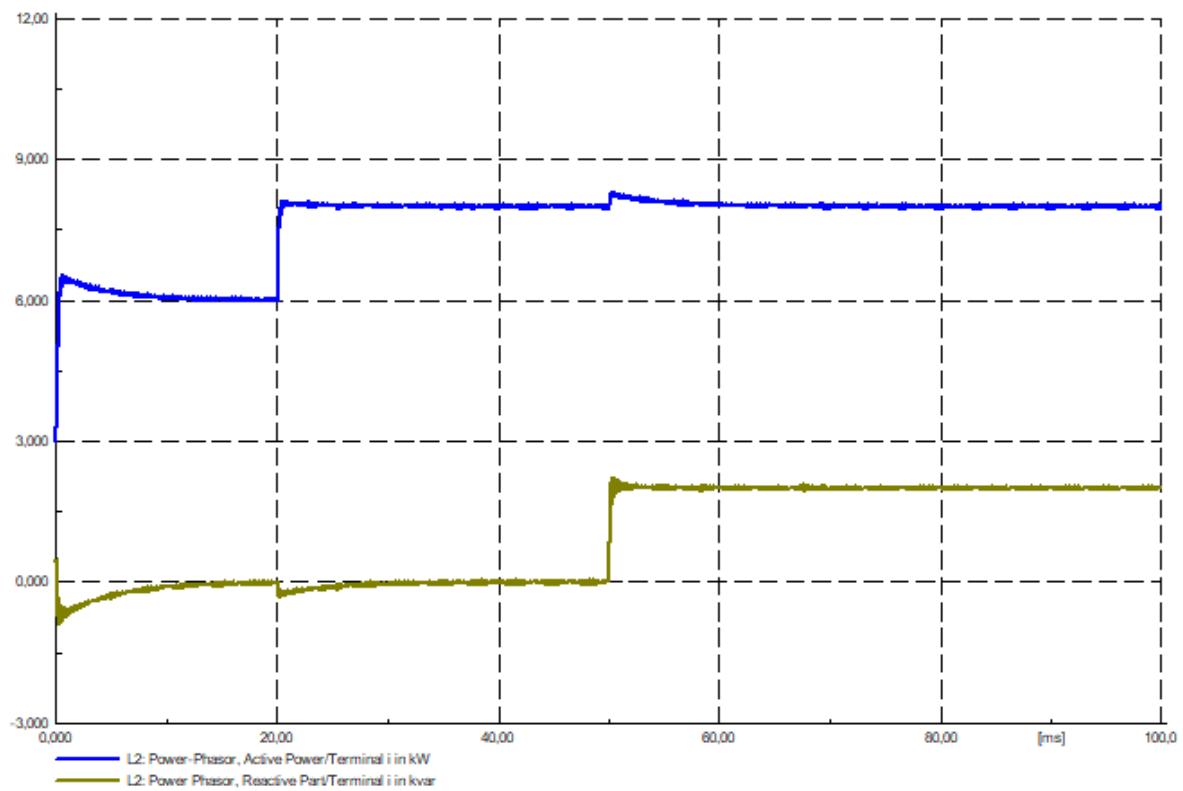


Figura 23 - Potência ativa e reativa injetada na rede com filtro LCL (direita).

Na próxima seção o VSI é implementado em um sistema de grande porte que consiste inicialmente em nove barras, neste trabalho um dos barramentos foi substituído pelo VSI implementado nesta seção, os resultados dessa aplicação são então analisados.

### 3.3. Aplicação do inversor com controle em sistemas de grande porte

Tendo em vista a crescente implementação de sistemas de geração distribuída, nesta seção é apresentada a realização do VSI em um sistema de grande porte, bem como é implementado o controle no sistema, conforme aplicado no sistema pequeno apresentado na seção anterior. O sistema incialmente é formado por três geradores e nove barras, baseado no sistema de nove barras descrito em [34], cujos dados dos geradores são mostrados na Tabela 3.

*Tabela 3 - Dados do gerador.*

Gerador	1	2	3
Potência nominal (MW)	247,5	192,0	128,0
Tensão nominal (kV)	16,5	18,0	13,8
Fator de potência	1,0	0,85	0,85

O fluxo de carga do sistema completo é mostrado na Figura 24 com a aplicação dos três geradores descritos na tabela anterior.

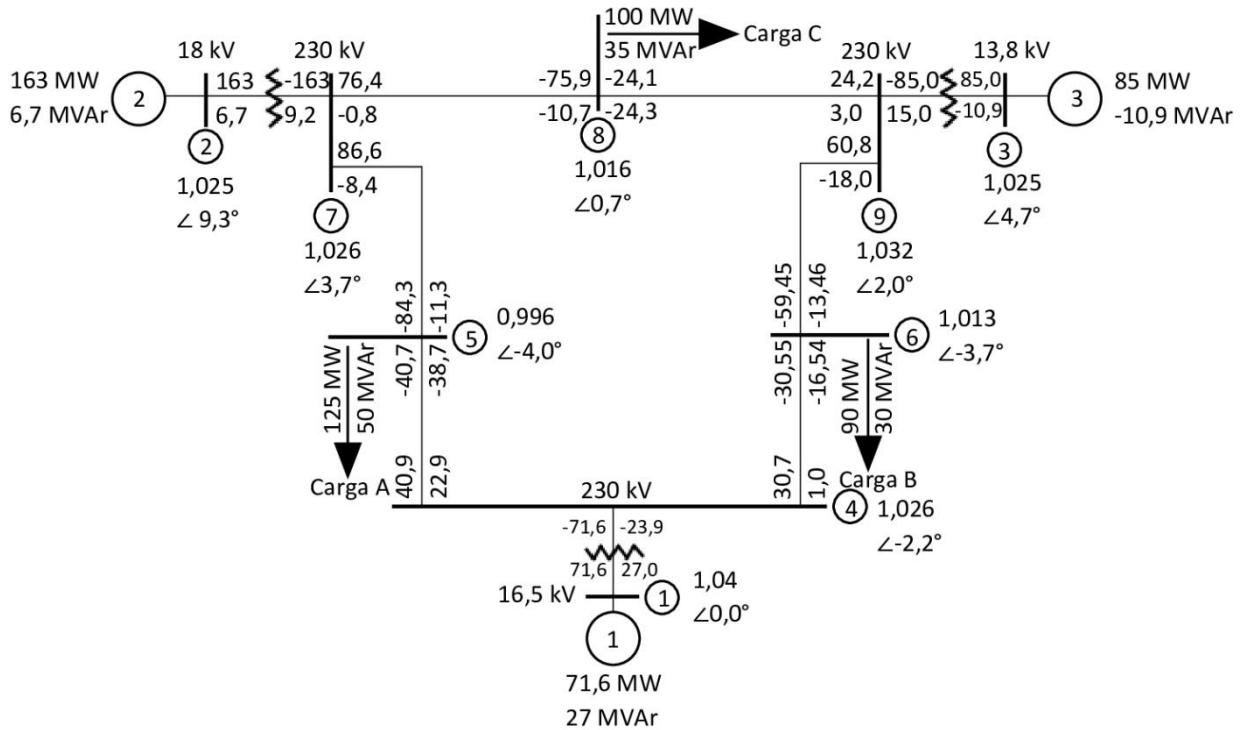


Figura 2424 - Diagrama completo do sistema de nove barras.

Fonte: [34]

Para implementar o VSI neste sistema de grande porte o gerador 3 foi retirado e substituído pelo modelo mostrado na Figura 18, do qual foi suprimido o equipamento “Grid externo” para que, neste ponto, fosse realizada a conexão entre o VSI e o sistema.

É possível observar na Figura 24 que o gerador 3 injeta 85 MW de potência ativa, e consome 10,9 MVAr de potência reativa do sistema. Dessa forma, quando o gerador 3 for substituído pelo modelo do VSI este deve ser capaz de fornecer esta mesma potência ao sistema.

A Figura 25 mostra o sistema de grande porte após a implementação do VSI. Na figura são mostrados os valores da potência ativa, potência reativa e da corrente, respectivamente. Nos barramentos são mostrados os valores das tensões em Volts, p.u. e do ângulo da tensão, em graus, respectivamente.

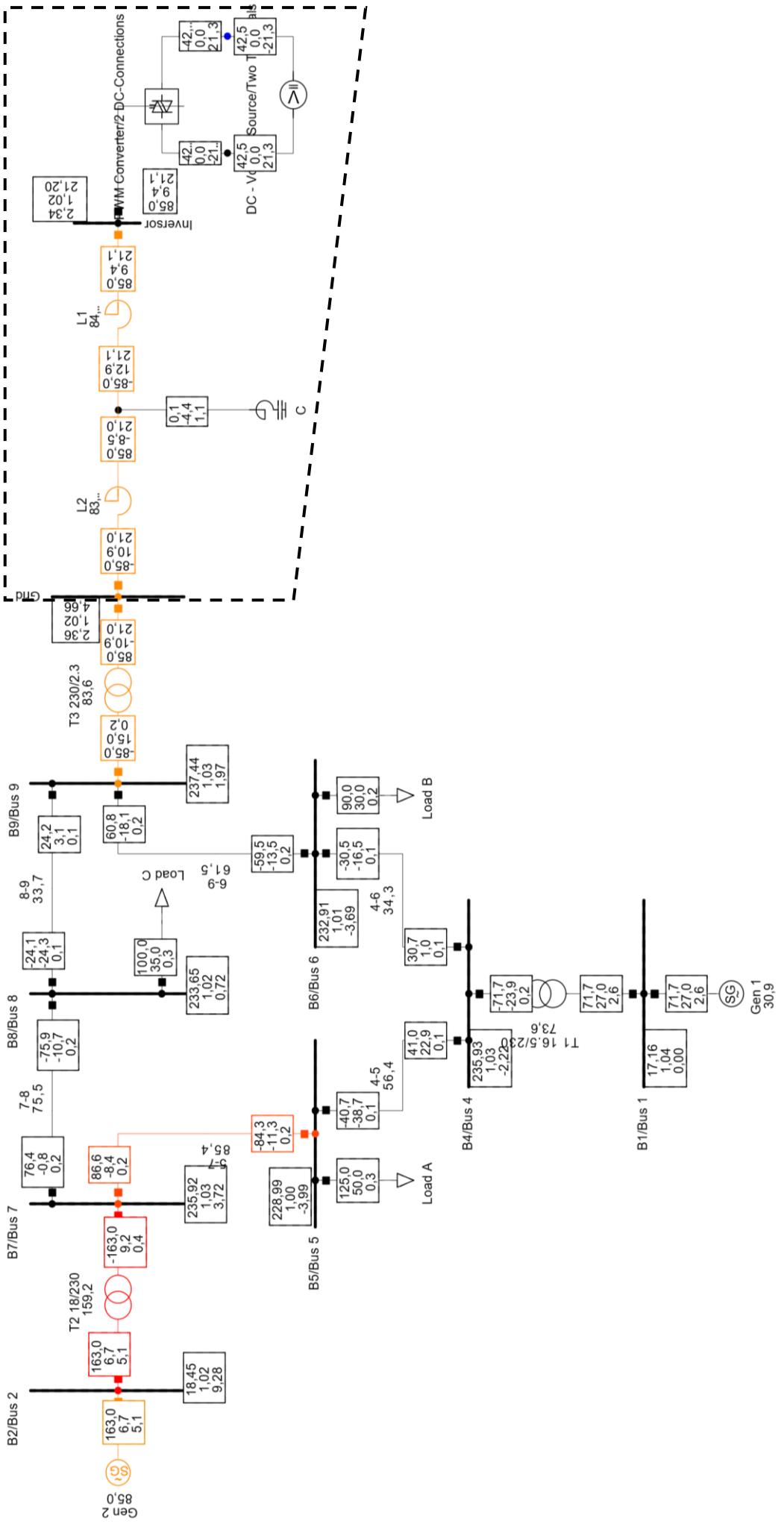


Figura 25 - Sistema de grande porte com o VSI implementado.

É possível notar que os valores das potências fornecidas são muito próximos daqueles exibidos na Figura 24, o que demonstra um bom funcionamento do sistema fotovoltaico equivalente quando substituímos o gerador por este.

### 3.3.1. Resultados de simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação e análise para o caso onde o VSI é implementado no sistema de grande porte, com a aplicação do controle. São analisados os resultados para os casos nos quais o sistema opera sem a ocorrência de eventos e com ocorrência de curto-circuito e chaveamento de carga.

#### 3.2.1.1. Especificações

O sistema implementado teve seus valores nominais baseados em especificações reais de inversores de grande porte, esses valores são mostrados na Tabela 4.

*Tabela 4 - Especificações do grupo de inversores.*

$V_{CA}$ (V)	2300
$V_{CC}$ (V)	4000
Potência nominal do grupo de inversores (MVA)	128
Potência nominal de cada inversor (MW)	2,5
Número de inversores	34
Ponto de operação da potência ativa (MW)	85

Para que o VSI apresente como valor nominal a mesma potência que o gerador 3, 128MVA, é necessário utilizar trinta e quatro inversores em paralelo, dado que a potência ativa nominal do inversor adotado é de 2,5MW. O ponto de operação da potência ativa corresponde ao valor que o grupo de inversores deve ser capaz de fornecer no ponto escolhido, que no caso em questão é o barramento 3 da Figura 24, onde está o gerador 3 e onde é conectado o filtro LCL e o VSI.

O filtro utilizado neste sistema foi calculado com base na seção 2.4.3 e seus valores são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 - Parâmetros do filtro LCL para o sistema de grande porte.

$L_1$	Indutância do lado do inversor	44,2 $\mu$ H
$L_2$	Indutância do lado do grid	4,8 $\mu$ H
$C$	Capacitor	2,13mF
$f_{res}$	Frequência de ressonância	1657Hz
$R_d$	Resistor de amortecimento	0,015 $\Omega$

Na Figura 26 é mostrado o sistema e cada um dos eventos aplicados é especificado. São mostrados os barramentos onde são realizados os curtos-circuitos e o chaveamento de carga.

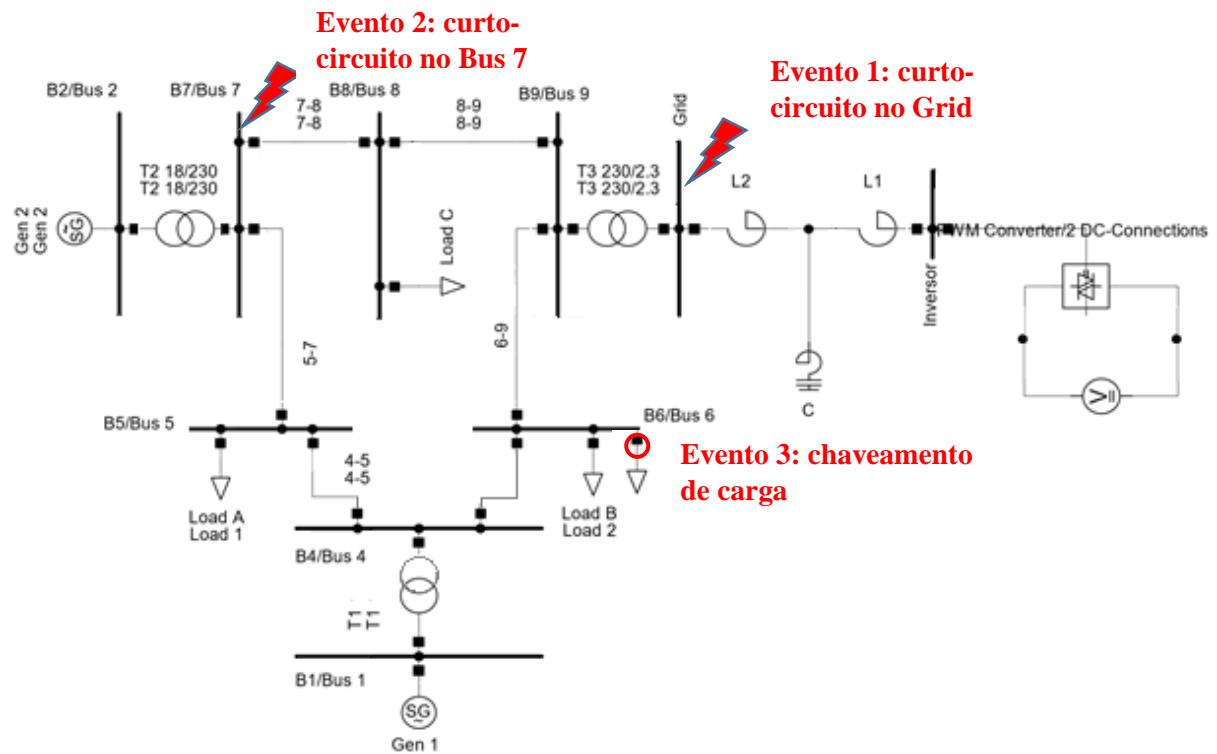


Figura 26 - Sistema com localização dos eventos aplicados.

### 3.2.1.2. Resultados sem a aplicação de eventos

A Figura 27 mostra as potências ativa e reativa fornecidas pelo VSI ao sistema.

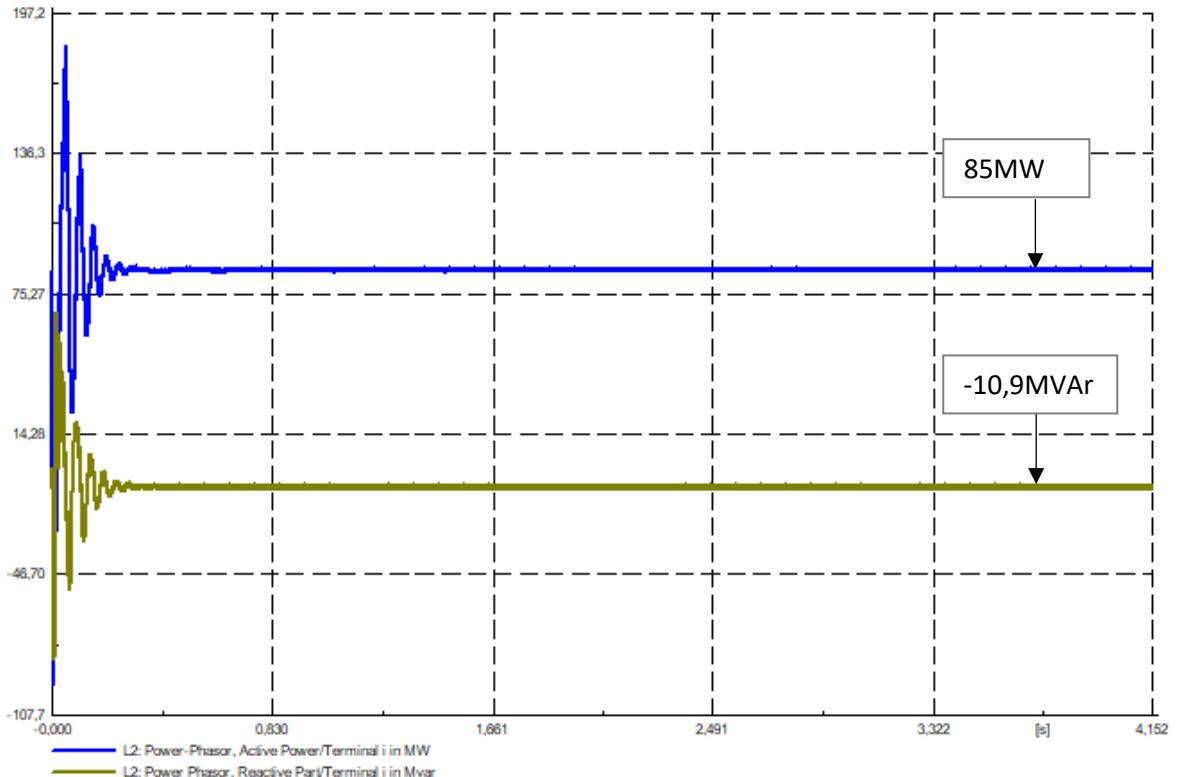


Figura 27 - Potências ativa e reativa injetadas na rede.

A simulação foi realizada durante um intervalo de tempo de quatro segundos e na Figura 27 é possível observar que, em regime permanente, a potência que está sendo gerada pelo sistema equivalente fotovoltaico e fornecida ao sistema é equivalente a potência fornecida pelo gerador 3 do sistema de nove barras original. Conclui-se então que o sistema simulado está operando da maneira correta, pois a substituição do gerador pelo equivalente fotovoltaico não altera os valores das principais grandezas elétricas do sistema, além de manter a potência fornecida por cada um dos geradores inalterada quando o gerador é substituído por um conjunto equivalente que representa um sistema fotovoltaico.

A Figura 28 mostra as correntes  $id$  e  $id\_ref$ , que são a corrente de eixo direto, proveniente do controle, e a corrente de referência que a corrente  $id$  deve seguir, respectivamente.

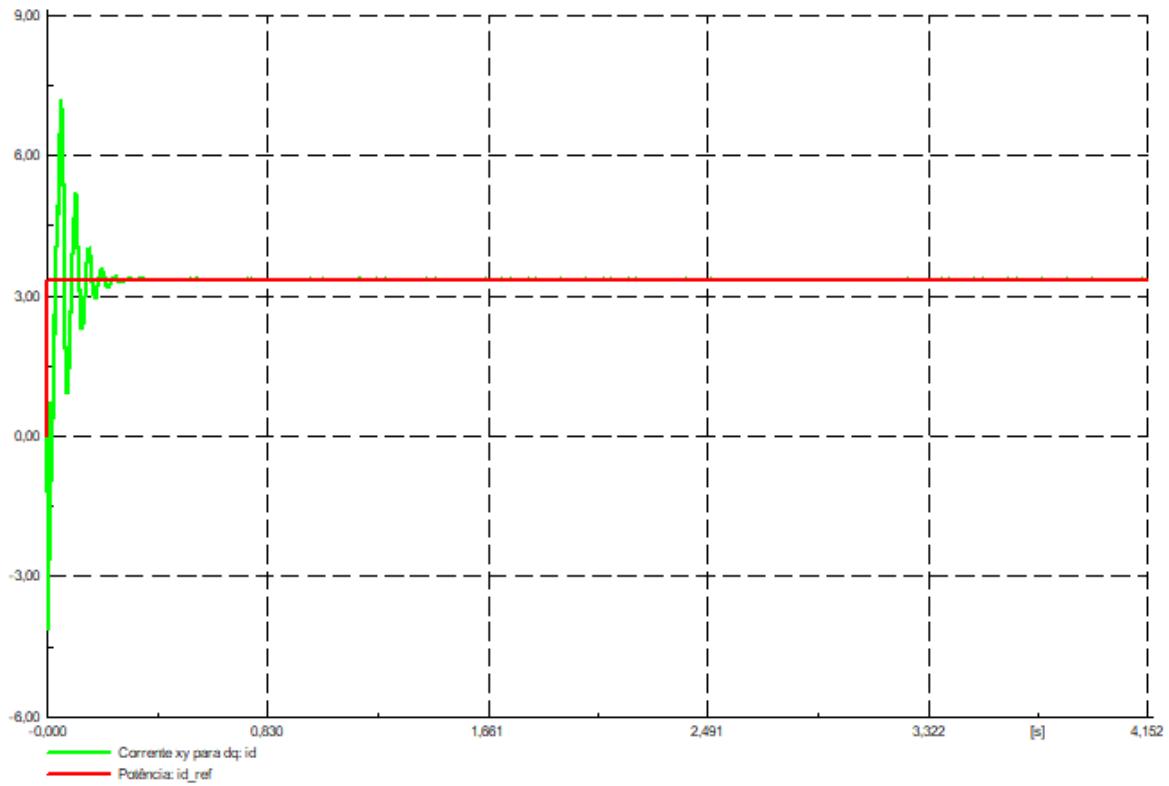


Figura 28 - Operação do controlador de corrente.

É possível notar o bom funcionamento do controle, pois a corrente  $id$  assume o mesmo valor da corrente  $id$  de referência, mostrando a eficiência no projeto e implementação do controle no sistema. Os valores das correntes  $id$  e  $id\_ref$  mostrados na Figura 28 são dados em p.u..

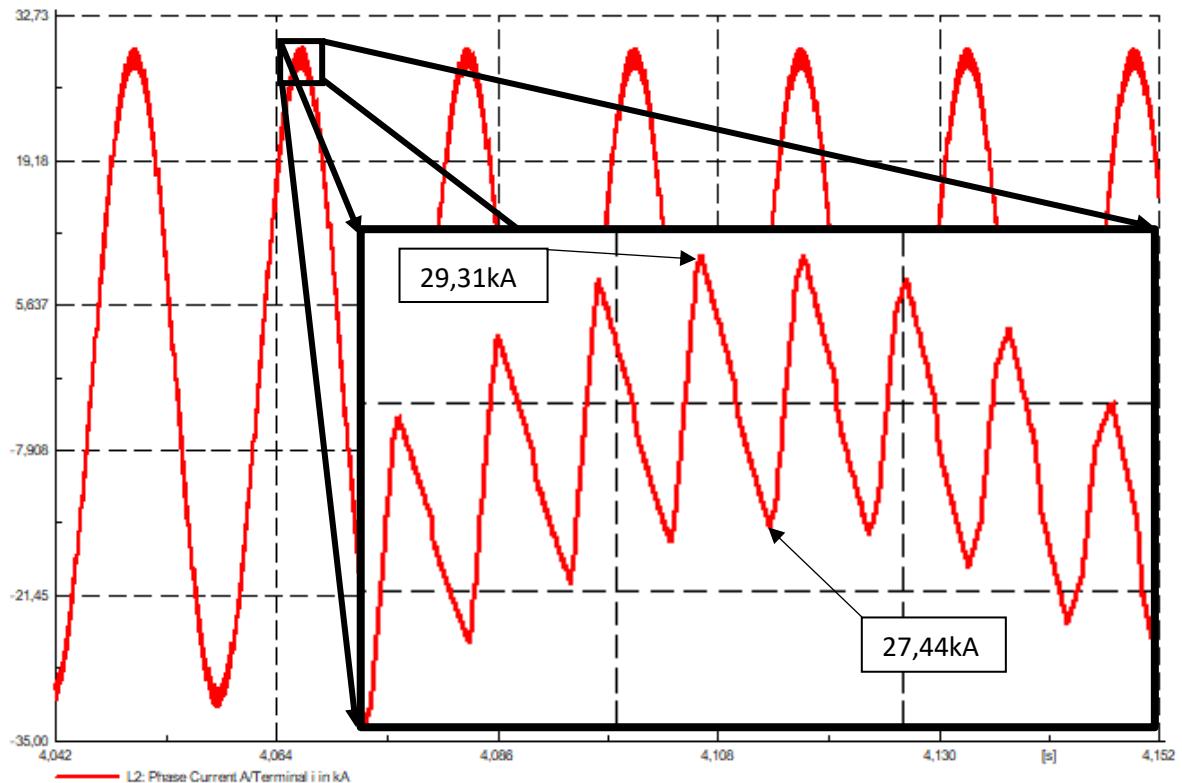


Figura 29 - Corrente na fase A no indutor medida no lado do grid.

Na Figura 29 é mostrado o gráfico da corrente que circula pelo indutor  $L_2$ , onde pode-se notar que há um *ripple* maior do que aquele apresentado para o caso em que o VSI foi implementado em uma microrrede. Isso ocorre porque no sistema de grande porte os níveis de potência, bem como de tensão são bem mais elevados, dessa forma, os valores de ondulação de corrente serão maiores, já que esses são calculados a partir dos valores nominais. Podemos notar que a ondulação corresponde a um  $\Delta I$  no valor de 1,87kA, satisfazendo ao valor de projeto de 3,02kA. Esse valor corresponde a 6,2% da corrente máxima de projeto, apresentando um valor menor que aquele adotado no projeto (10%). Dessa forma, nota-se que os resultados apresentados para o sistema de grande porte são satisfatórios e atendem aos valores estabelecidos durante a elaboração do projeto do filtro LCL.

A Figura 30 exibe as potências ativas fornecidas pelos geradores 1 e 2. Nela é possível notar que os valores de potência são os mesmos que aqueles exibidos nas Figuras 24 e 25, confirmando então o adequado funcionamento do sistema de grande porte com o controle implementado, visto que em regime permanente os valores das potências geradas não são alterados.

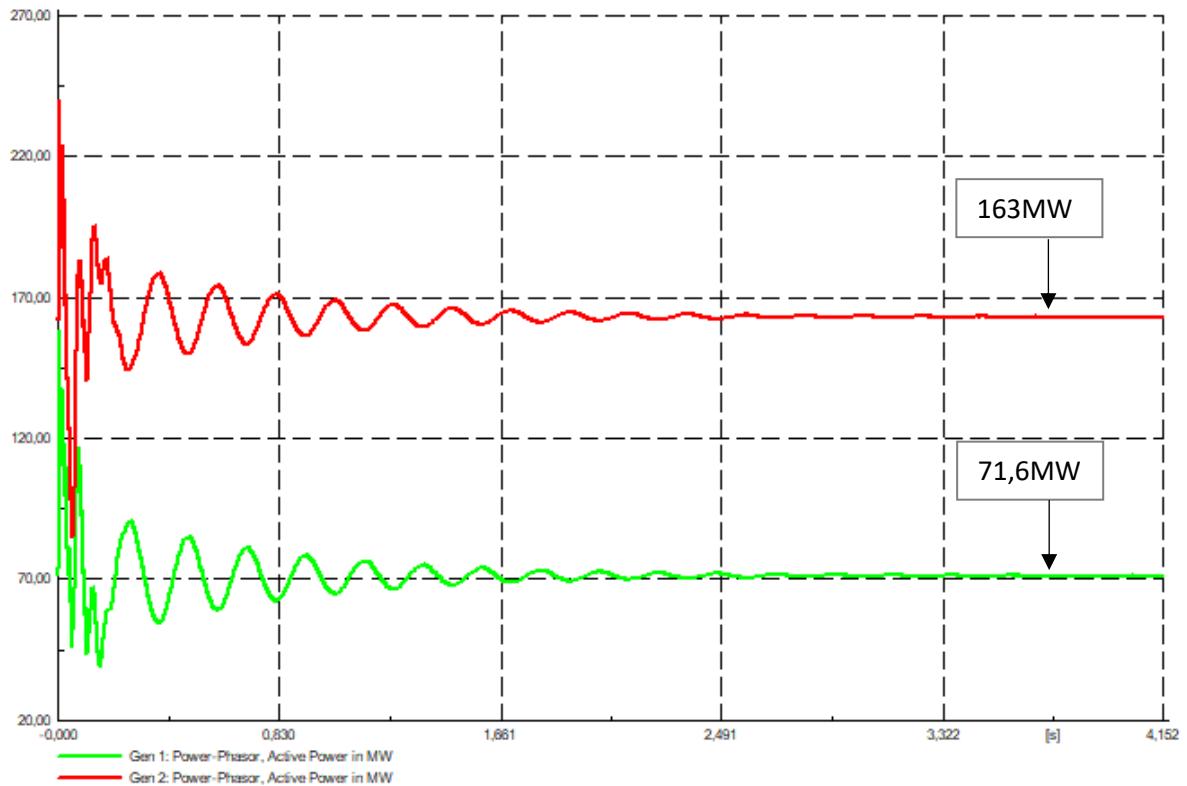


Figura 30 - Potências ativas dos geradores 1 e 2.

### 3.2.1.3. Resultados quando aplicado um curto-circuito no barramento “Grid”

Um curto-circuito trifásico é aplicado no barramento “Grid”, dessa forma é possível observar o comportamento do sistema quando ocorre um curto-circuito próximo ao VSI. O curto-circuito foi aplicado no regime estacionário, no tempo  $t = 3$ s e foi retirado no tempo  $t = 3,005$ s. O comportamento da potência no indutor  $L_2$ , ou seja, a potência fornecida pelo VSI é mostrada na Figura 31.

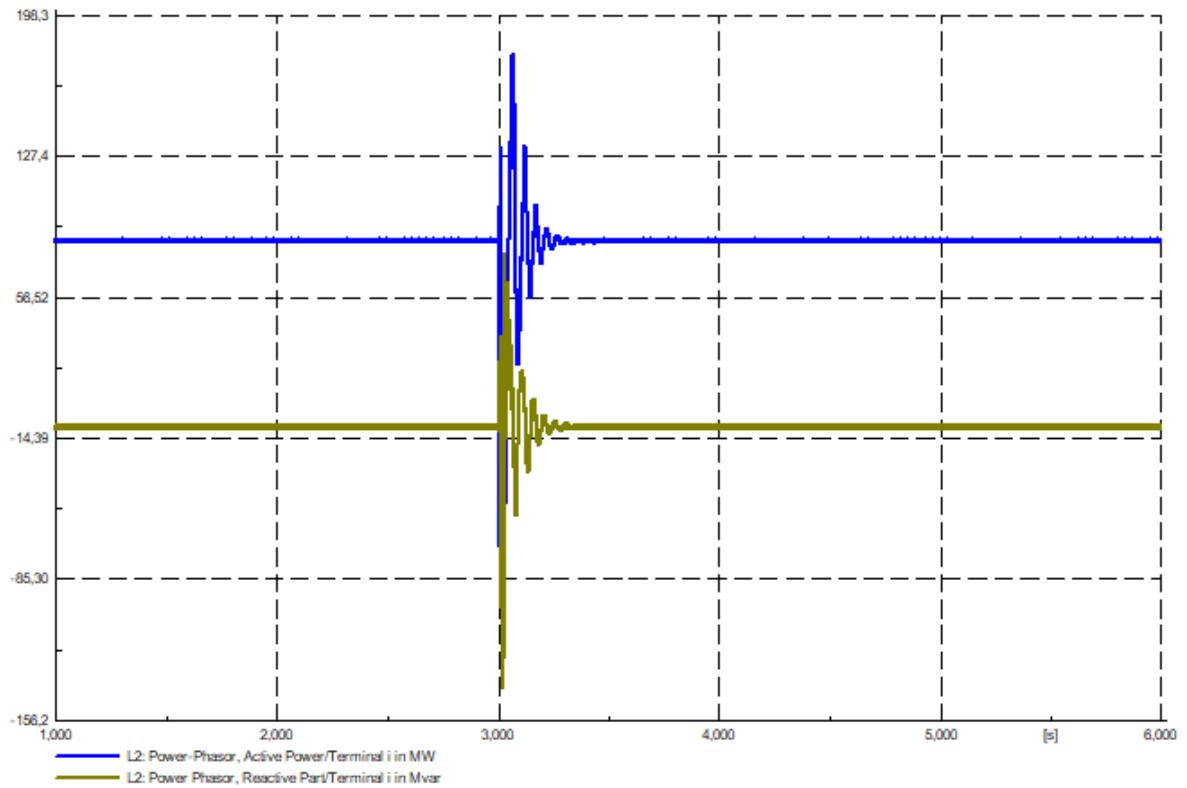


Figura 31 - Potências ativa e reativa injetadas na rede.

É possível observar que ocorre um pico de potência no instante em que é aplicado o curto-circuito e no instante em que é retirado o curto-circuito a potência passa a ter uma menor oscilação e em seguida o sistema consegue estabilizar apesar da ocorrência da falta, atingindo o regime permanente em um intervalo de tempo curto. Portanto, o sistema está operando da maneira correta, bem como os controladores implementados.

A Figura 32 mostra as correntes  $id$  e  $id\_ref$ , que são a corrente de eixo direto, proveniente do controle, e a corrente de referência que a corrente  $id$  deve seguir, respectivamente.

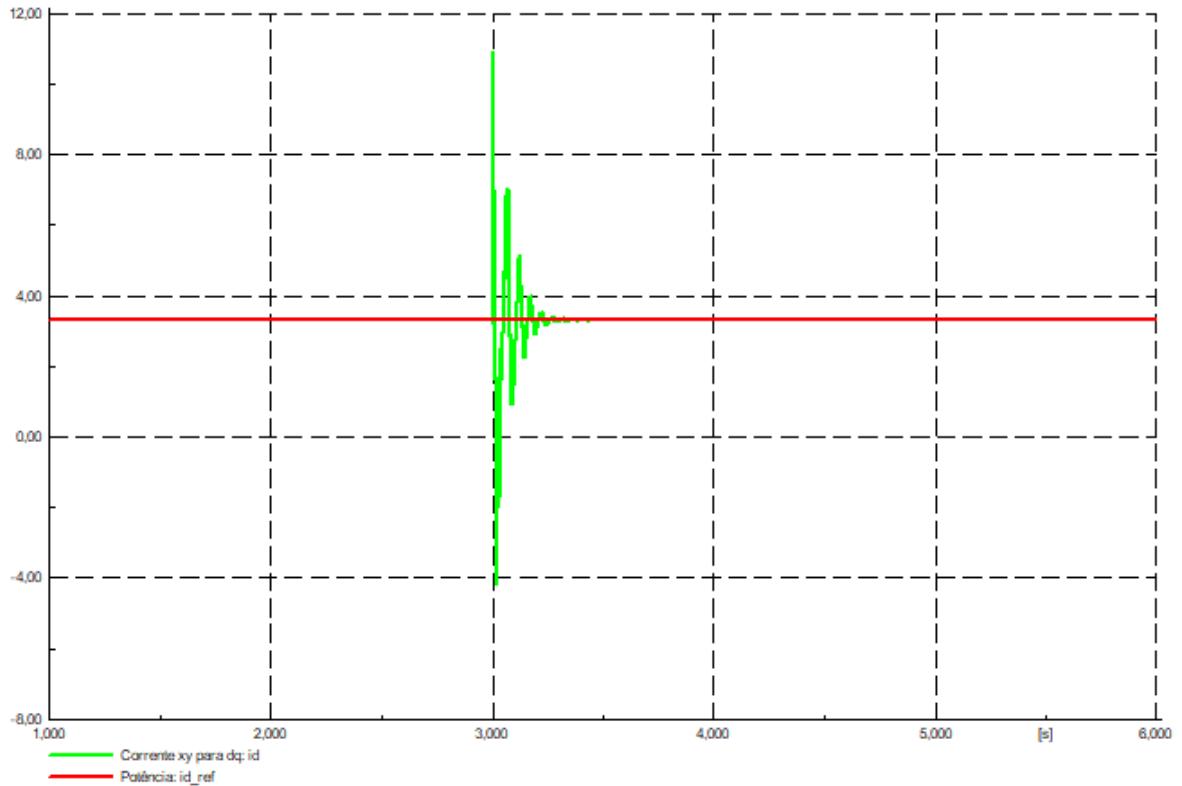


Figura 32 - Operação do controlador de corrente.

Da mesma forma que acontece para a potência, a corrente do controlador apresenta uma oscilação após a ocorrência do curto-circuito, porém atinge o valor de referência em poucos milissegundos, o que demonstra o funcionamento adequado do controlador projetado.

Na Figura 33 é mostrado o gráfico da corrente que circula pelo indutor  $L_2$ . A corrente apresenta uma oscilação de curta duração de tempo, além disso sua forma de onda estabiliza logo após alguns milissegundos.

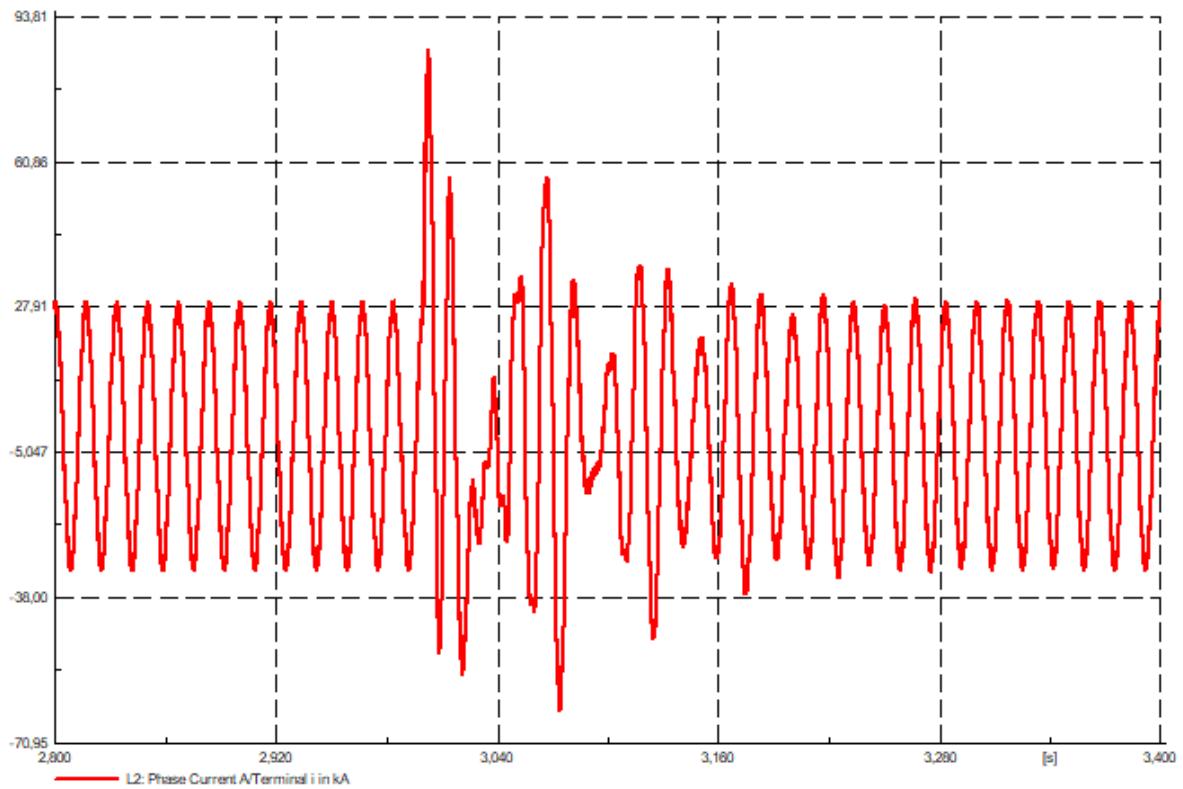


Figura 33 - Corrente na fase A no indutor medida no lado do grid.

A Figura 34 exibe as potências ativas fornecidas pelos geradores 1 e 2. É possível observar que as potências apresentam picos em seus valores, especialmente a potência do gerador 2, mas que os valores de regime permanente são atingidos normalmente, além da oscilação de potência durar um pequeno intervalo de tempo.

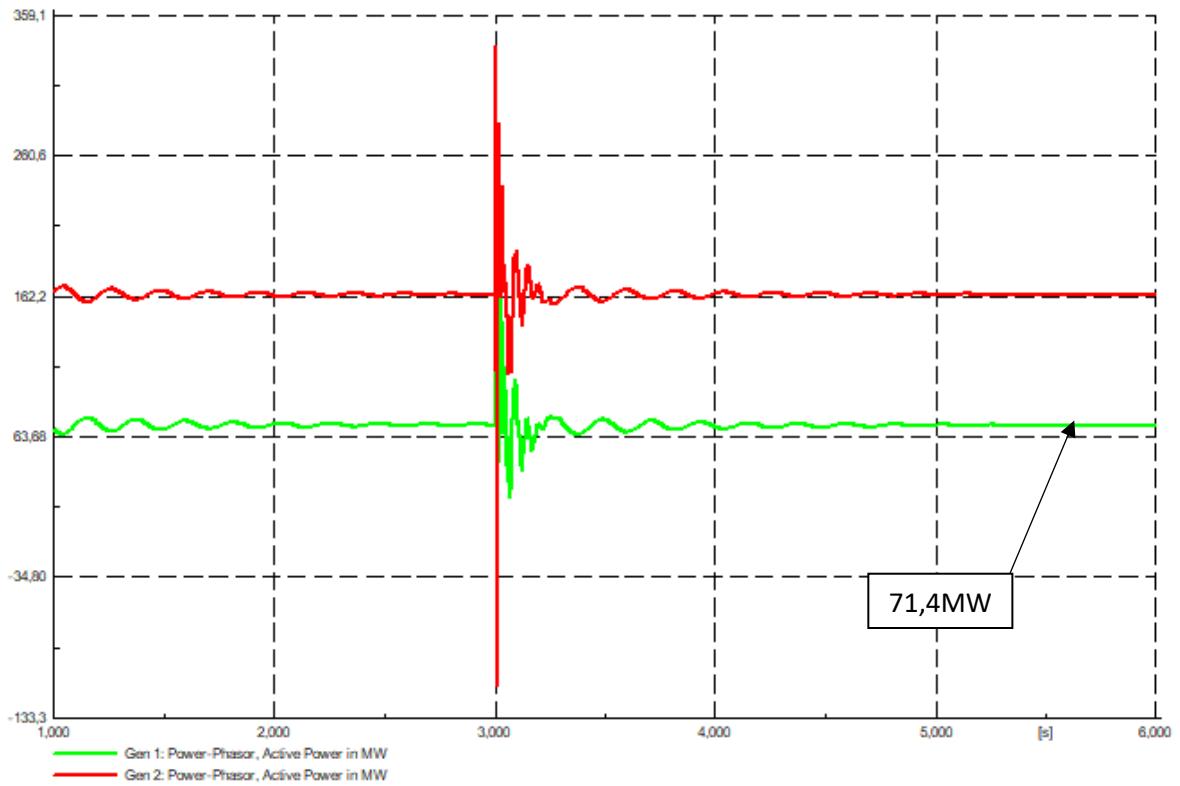


Figura 34 – Potências ativas fornecidas pelos geradores 1 e 2.

### 3.2.1.4. Resultados quando aplicado um curto-circuito no barramento “Bus 7”

Um segundo curto-circuito trifásico foi aplicado no barramento “Bus 7”, possibilitando a análise do comportamento do sistema quando aplicado um curto-circuito em um barramento distante do VSI. O curto-circuito foi aplicado após o sistema ter atingido o regime estacionário, no tempo  $t = 3\text{s}$  e foi retirado no tempo  $t = 3,005\text{s}$ . O funcionamento do sistema quando aplicado esse evento são mostrados a seguir. O comportamento da potência no indutor  $L_2$ , ou seja, a potência fornecida pelo VSI é mostrada na Figura 35.

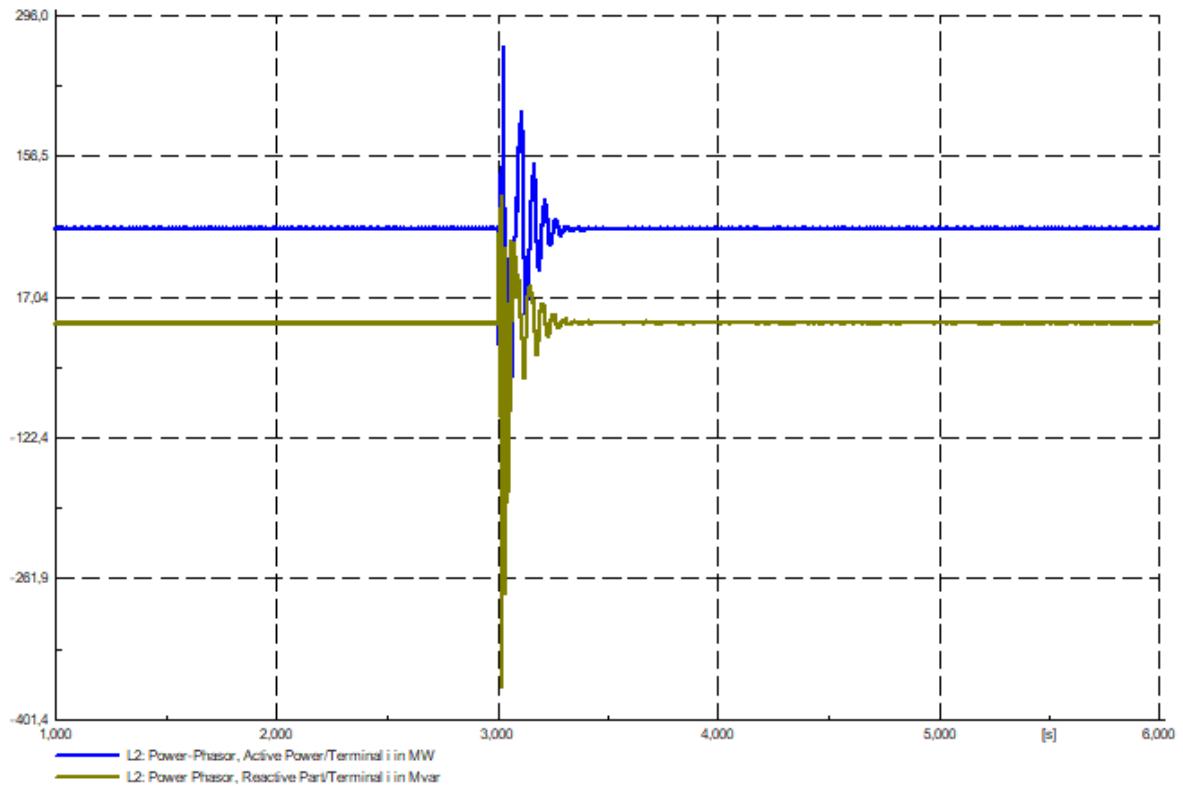


Figura 35 - Potências ativa e reativa injetadas na rede.

É possível observar que ocorre um pico de potência no instante em que é aplicado o curto-circuito e no instante em que é retirado o curto-circuito a potência passa a ter uma menor oscilação e em seguida o sistema consegue estabilizar apesar da ocorrência da falta, atingindo o regime permanente em um intervalo de tempo curto. Portanto, o sistema está operando da maneira correta, bem como os controladores implementados.

A Figura 36 mostra as correntes  $id$  e  $id\_ref$ , que são a corrente de eixo direto, proveniente do controle, e a corrente de referência que a corrente  $id$  deve seguir, respectivamente.

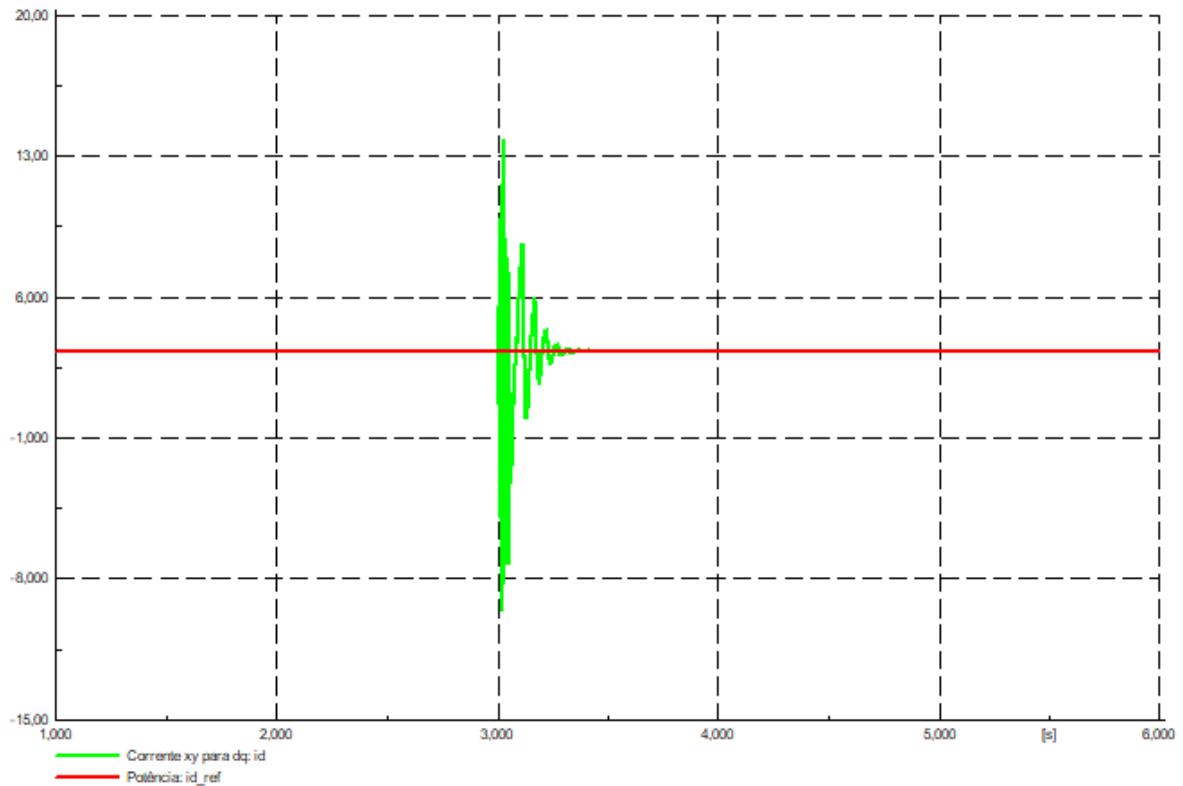


Figura 36 - Operação do controlador de corrente.

Da mesma forma que acontece para a potência, a corrente do controlador apresenta uma oscilação após a ocorrência do curto-circuito, porém atinge o valor de referência em poucos milissegundos, o que demonstra o funcionamento adequado do controlador projetado.

Na Figura 37 é mostrado o gráfico da corrente que circula pelo indutor  $L_2$ . A corrente apresenta uma oscilação de curta duração de tempo, além disso sua forma de onda estabiliza logo após alguns milissegundos.

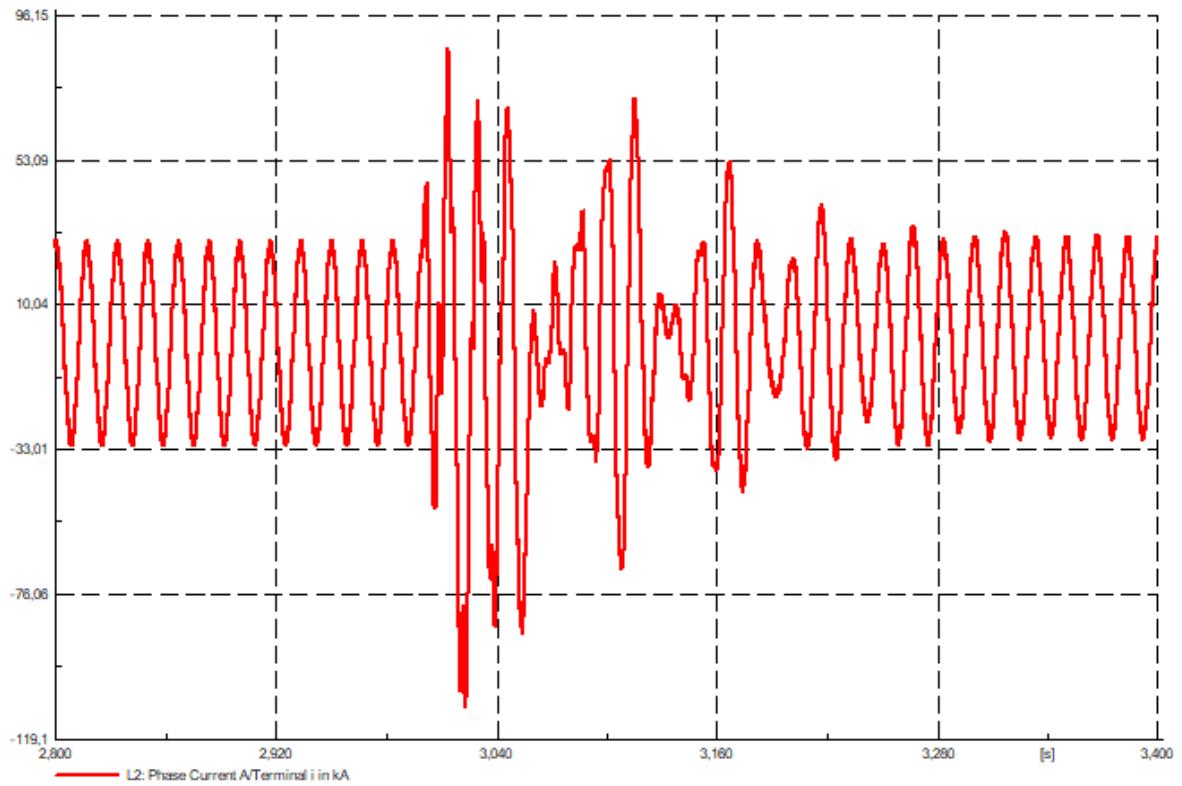


Figura 37 - Corrente na fase A no indutor medida no lado do grid.

A Figura 38 exibe as potências ativas fornecidas pelos geradores 1 e 2. É possível observar que as potências apresentam picos em seus valores, especialmente a potência do gerador 2, mas que os valores de regime permanente são atingidos normalmente, além da oscilação de potência durar um pequeno intervalo de tempo.

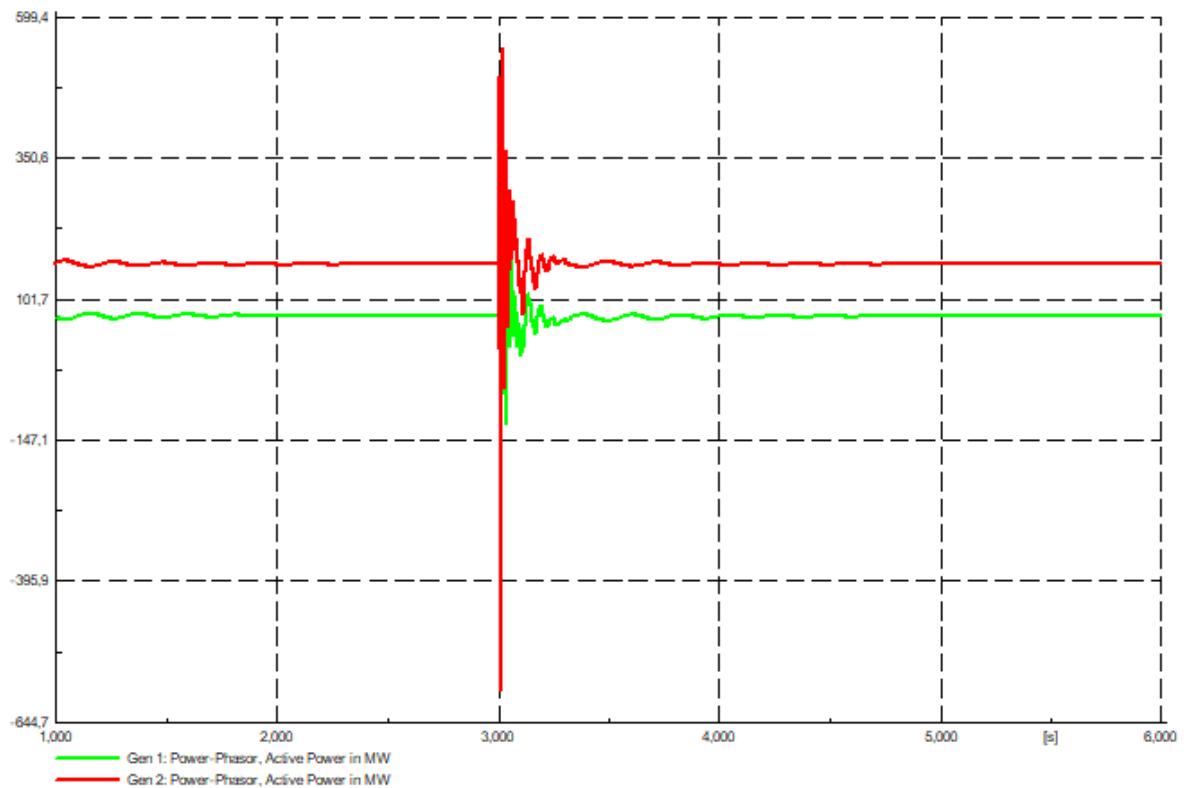


Figura 38 - Potências ativas fornecidas pelos geradores 1 e 2.

### 3.2.1.5. Resultados quando há chaveamento de carga

Para realizar a simulação com chaveamento de carga foi adicionada uma carga ao barramento 6, com valores correspondentes a 10% da carga “*Load B*”, localizada no mesmo barramento. A carga está acoplada ao sistema quando, no tempo  $t = 4$ s ela é retirada do sistema por um período de 1s, posteriormente esta carga retorna ao sistema, representando em uma situação real a queda de energia em determinada área, retirando a carga do sistema, e o posterior retorno do abastecimento, implementando a carga novamente.

Na Figura 39 é mostrado o comportamento das potências ativas nos geradores 1 e 2 quando ocorre esta variação de carga.

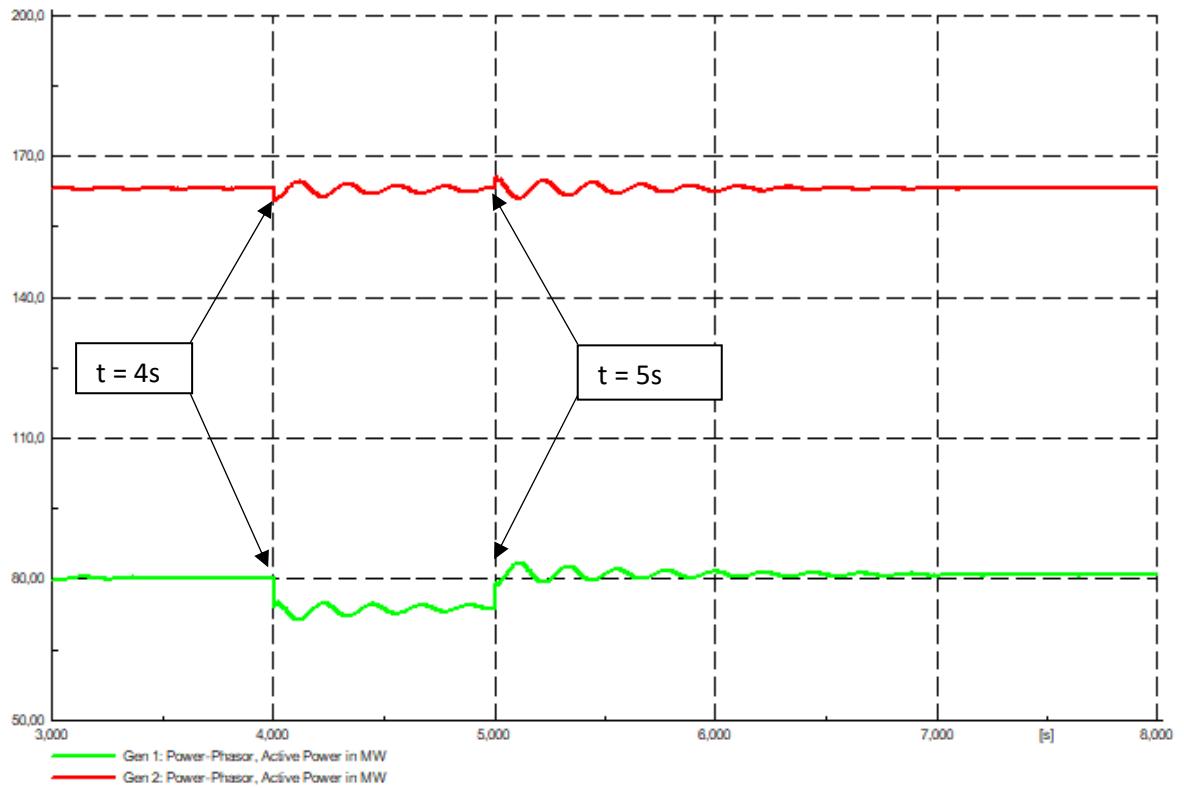


Figura 39 - Potências ativas dos geradores 1 e 2.

Nota-se na Figura 39 que as potências ativas fornecidas pelos geradores sofrem uma pequena variação quando as cargas saem do sistema. Quando a carga retorna ao sistema as potências oscilam novamente e estabilizam após um pequeno intervalo de tempo. É possível observar também que a potência requerida pela carga adicionada é suprida pelo gerador 1. Tal comportamento já é esperado visto que este gerador é de referência.

## 4. Conclusão

Neste trabalho foi apresentada uma estratégia de controle VSI do tipo alimentação de rede e sua implementação no programa de simulação DIgSILENT PowerFactory®, bem como foi fornecida uma visão geral sobre os recursos dos filtros L e LCL. O modelo combina o processo fundamental de modulação de inversor com um regulador de corrente de ponta e controladores de potência real e reativa de nível mais alto, para criar uma representação detalhada que descreva completamente o estado estacionário do inversor e respostas transitórias a eventos de conexão de rede. O VSI foi implementado também em um sistema de grande porte, utilizando o modelo do inversor PWM e analisando o comportamento desse modelo no sistema. Foram mostrados também os procedimentos para a realização do projeto do filtro LCL e também para a realização do projeto dos controladores implementados no sistema de alta potência.

Os resultados da simulação mostram que o modelo opera com precisão suficiente nos modos transitório e estado estacionário e, portanto, é adequado para analisar os efeitos do VSI na rede. O modelo pode ser mais desenvolvido considerando as perdas de comutação e um modelo mais detalhado da rede externa. O modelo de controle foi criado de maneira que pudesse ser facilmente desenvolvido em um VSI de suporte de rede, com o qual os problemas de estabilidade em microrredes também poderiam ser analisados.

Para o sistema de grande porte foi possível observar que o filtro projetado opera de forma satisfatória, reduzindo o *ripple* da corrente do sistema para valores menores que aqueles definidos em projeto. Com a implementação do controle do VSI foi possível realizar uma análise dinâmica da operação do sistema de alta potência quando este opera com um sistema de geração fotovoltaica. Através da criação de eventos de simulação foi possível analisar o comportamento do controle, do VSI e do sistema completo quando ocorrem curtos-circuitos em um barramento próximo ao VSI e distante do VSI, respectivamente. Também foi analisada a situação de ocorrência de variação de carga, simulando as situações em que uma carga sai do sistema e posteriormente retorna. Com essas situações foi possível analisar o comportamento adequado do VSI, bem como da operação satisfatória do controle implementado, visto que em todas as situações o sistema atinge seus valores de regime permanente em um pequeno intervalo de tempo, mesmo com a aplicação dos eventos descritos.

## 4.1. Trabalhos futuros

O presente trabalho pode ser aprimorado em trabalhos futuros através da utilização de meteorística para obtenção dos parâmetros dos controladores implementados. Outra possibilidade de desenvolvimento seria substituir a modelagem da geração distribuída (painéis fotovoltaicos) por um sistema mais completo e detalhado, por meio da substituição da fonte CC por painéis fotovoltaicos, implementando a modelagem utilizando capacitor estático, visto que este desempenha no gerador síncrono estático, o mesmo papel que o rotor desempenha no gerador síncrono rotativo, no processo de conversão de energia.

## 5. Referências

1. AZEVEDO, G. M. D. S. **Controle e operação de conversores em microrredes.** 2011. 173 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Pernambuco. Recife. 2011.
2. RESTREPO, D. F. B.; PIRAJUIVE, A. J. V. **Ánalisis del impacto de la generación distribuida en un sistema IEEE de 37 nodos usando DIgSILENT, ATP y MATLAB.** 2017. 148 f. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Bogotá D. C. 2017.
3. HAUSER, D. **Controle de um sistema fotovoltaico trifásico conectado à rede elétrica.** 2014. 117 f. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - Escola Politécnica da Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro. 2014.
4. MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. **Resenha Energética Brasileira Exercício de 2018.** Departamento de Informações e Estudos Energéticos. Brasília, p. 32. 2019.
5. HACKEL, K.; FARKAS, C.; DÁN, A. Inverter control modeling in DIgSILENT power factory to analyze the effects of DG units on the distribution grid. **5th International Youth Conference on Energy, IYCE**, 6 Maio 2015. 1-7.
6. BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 5, p. 1398-1409, Outubro 2006.
7. BASTIDAS-RODRÍGUEZ, J. D.; RAMOS-PAJA, C. Types of inverters and topologies for microgrid applications. **Revista UIS Ingenierías**, v. 16, n. 1, p. 7-14, 2017.
8. ROCABERT, J. et al. Control of power converters in AC microgrids. **IEEE transactions on power electronics**, v. 27, n. 11, p. 4734-4749, Novembro 2012.
9. PALIZBAN, O.; KAUHANIEMI, K.; GUERRERO, J. M. Microgrids in active network management—Part I: Hierarchical control, energy storage, virtual power plants, and market participation. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 36, p. 428-439, Agosto 2014.
10. SENA, A. P. C. D. **Estratégia Para Estimação do Conjunto Eletromagnético de Motores de Indução.** 2011. 120 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) - Universidade Federal da Paraíba. João Pessoa. 2011.

11. KABIRI, R.; HOLMES, D. G.; MCGRATH, B. P. Inverter control modelling for distributed generation. **Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC**, 2013. 1-6.
12. CHANDORKAR, M. C.; M., D.; ADAPA, R. Control of Parallel Connected Inverters. **IEEE Transactions on INdustry Applications**, v. 29, n. 1, p. 136-143, 1993.
13. POGAKU, N.; PRODANOVIC', M.; GREEN, T. C. Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 2, p. 613-625, 2007.
14. RODRÍGUEZ, P. et al. Reactive power control for improving wind turbine system behavior under grid faults. **IEEE Transactions on Power Electron**, v. 24, n. 7, p. 1798-1801, 2009.
15. TIMBUS, A. et al. Evaluation of current controllers for distributed. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 3, p. 654-664, 2003.
16. GREIDANUS, M. D. **Estratégia de controle para regulação de tensão via inversor VSI padrão em microrrede CC-CA trifásica**. 2018. 109 f. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2018.
17. ABDALRAHMAN, A.; ZEKRY, A.; ALSHAZLY, A. Simulation and implementation of grid-connected inverters. **International Journal of Computer Applications**, v. 60, n. 4, p. 41-49, Dezembro 2012.
18. TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. [S.l.]: Wiley, 2011.
19. LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281-1291, Setembro-Outubro 2005.
20. TANG, Y. et al. Generalized design of high performance shunt active power filter with output LCL filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 3, p. 1443-1452, 2012.
21. REZNIK, A. et al. LCL filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 2, p. 1225-1232, Março-Abril 2014.

22. JULEAN, A. M. **Active damping of LCL filter resonance in grid connected applications.** 2009. 93 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Aalborg University. Copenhagen. 2009.
23. RAOUF, M.; LAMCHICH, M. T. Average current mode control of a voltage source inverter connected to the grid: Application to different filter cells. **Journal of ELECTRICAL ENGINEERING**, v. 55, n. 3-4, p. 77-82, 2004.
24. IEEE. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. **IEEE Std 519TM-1992**, 1992.
25. ARAUJO, S. V. et al. LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines. **The 7th International Conference on Power Electronics**, p. 1133-1138, 2007.
26. SOUZA, J. D. D.; SILVA, B. B. D.; CEBALLOS, J. C. Estimativa da radiação solar global à superfície usando um modelo estocástico: caso sem nuvens. **Revista Brasileira de Geofísica**, v. 26, n. 1, p. 31-44, 2008.
27. BASTOS, R. F. **Sistema de Gerenciamento para a Integração em CC de Fontes Alternativas de Energia e Armazenadores Híbridos Conectados a Rede de Distribuição via Conversores Eletrônicos.** 2016. 190 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo. São Carlos. 2016.
28. SEIXAS, F. J. M. D.; JR., D. P.; JR., M. J. A. F. **Impacto da Utilização de Inversores em Sistemas de Geração Distribuída Sobre Equipamentos Rurais.** 4º Encontro de Energia no Meio Rural.. Ilha Solteira: UNESP-DEE. 2002.
29. GOMES, C. E. M. **Controle digital de um controlador de tensão alternada usando PLL para obtenção do sinal de referência.** Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2007.
30. PAUKNER, F. L. **Comparação do controle do inversor trifásico conectado à rede com filtro LCL considerando o amortecimento passivo e ativo.** 2016. 92 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Paraná. Pato Branco. 2016.
31. DANNEHL, J.; WESSELS, C.; FUCHS, F. W. Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 2, p. 380-388, Fevereiro 2009.
32. DIGSILENT TECHNICAL REFERENCE PAPER. **PWM Converter.** [S.I.]. 2008.

33. MENDONÇA, L. P. **Introdução às Microrredes e Seus Desafios**. 2011. 78 f. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - Escola Politécnica da Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro. 2011.
34. ANDERSON, P. M.; FOUAD, A. A. **Power System Control and Stability**. 2. ed. Nova York: Wiley-Interscience, 2003.