



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA**  
**Programa de Pós-Graduação em**  
**Engenharia Elétrica**

**Carolina Venturi Pinheiro**

**Simulação em Tempo Real de uma Planta Solar Conectada à Rede Elétrica de  
Distribuição Utilizando RTDS e dSPACE**

**Dissertação de Mestrado**

**Juiz de Fora**

**2016**



**Carolina Venturi Pinheiro**

**Simulação em Tempo Real de uma Planta Solar Conectada à Rede Elétrica de  
Distribuição Utilizando RTDS e dSPACE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de mestre

Orientador: Prof. Pedro Gomes Barbosa, D.Sc.

**Juiz de Fora**

**2016**

Carolina Venturi Pinheiro

Simulação em Tempo Real de uma Planta Solar Conectada à Rede Elétrica de Distribuição  
Utilizando RTDS e dSPACE

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Faculdade de Engenharia da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do grau de mestre

Aprovada em 07 de Abril de 2016

BANCA EXAMINADORA

---

**Prof<sup>a</sup>. Janaína Gonçalves de Oliveira, Ph.D.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

---

**Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

---

**Prof. Daniel Henrique Nogueira Dias, D.Sc.**

Universidade Federal Fluminense, UFF

---

**Prof. Leonardo Willer, D.Sc.**

Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

Dedico este trabalho à minha família pelo amor e incentivo  
a tudo que realizo e a todas as pessoas que  
direta ou indiretamente contribuíram  
para o desenvolvimento deste.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por me guiar e sempre iluminar meu caminho em cada decisão a ser tomada, e por me dar forças nos momentos mais difíceis da minha vida.

Aos meus pais Francisco e Miriam e as minhas irmãs Alice e Lilian por todo amor, dedicação e conselhos ao longo de toda minha vida e por serem meus maiores exemplos de coragem e determinação. Em especial minha vó meu grande exemplo de força.

Ao Fábio pela paciência, carinho, companheirismo, incentivo e principalmente por seu amor, tornando meus dias muito mais leves e felizes.

À minha orientadora Janaína Gonçalves de Oliveira pela amizade, paciência, dedicação, pela confiança adquirida ao longo deste trabalho, pelas palavras de incentivo e apoio, e principalmente pela vontade e disponibilidade em me ajudar. Os meus sinceros agradecimentos.

Aos companheiros de projeto Nathan Lima, Dionathan Barroso e Bernardo Musse por toda disposição em me ajudarem, por compartilharem novos conhecimentos e pela convivência de todos os dias. Também aos colegas de LABSIM, João Tito e Henrique Monteiro pelas conversas e momentos de descontração.

Ao Pedro Machado, Gabriel Fogli e André Ferreira pelos conhecimentos compartilhados durante a realização deste trabalho.

À ENERGISA e em especial ao Engenheiro Victor Barros Rispoli pelos dados de carga fornecidos.

À professora Débora Rosana que forneceu os dados das linhas para o sistema de 3 nós.

À CAPES, à FAPEMIG, à Universidade Federal de Juiz de Fora e ao PPEE (Programa de pós graduação em engenharia elétrica), por todo o suporte e pela oportunidade de realizar esta pesquisa.

“Nossa maior fraqueza está em desistir. O caminho mais certo para vencer é tentar mais uma vez”  
(Thomas Edison)

## RESUMO

Uma questão importante para a inserção da geração distribuída (GD) é a confiabilidade e a qualidade de energia fornecida aos consumidores. Este trabalho visa analisar a conexão de um sistema fotovoltaico (PV) e seus efeitos na rede elétrica utilizando simulação em tempo real.

O sistema de simulação implementado consiste de sistemas fotovoltaicos, conversores de energia, carga variável e rede elétrica, implementados em um *Real Time Digital Simulator* (RTDS), enquanto que o controle é executado a partir da plataforma dSPACE, caracterizando uma sistema de simulação do tipo *Hardware In the Loop* (HIL).

Os modelos de carga foram desenvolvidos com base em perfis de demanda reais, a partir de três alimentadores de distribuição diferentes da cidade de Leopoldina, no estado de Minas Gerais. Os dados de medição dos alimentadores foram tomados com um intervalo de 15 minutos, totalizando um tempo de medição de 24 horas. Dados de radiação solar usadas nos modelos PV foi medido no Labsolar - Universidade Federal de Juiz de Fora, também por um período de 24 horas.

O propósito deste estudo é executar uma simulação HIL, combinando RTDS e dSPACE, que é um controlador digital. Com o tempo real é possível investigar o comportamento do sistema com a potência injetada pelo sistema PV, incluindo o controle do inversor utilizado para acoplar os diferentes sistemas fotovoltaicos à rede, em uma modelagem que se aproxima da realidade, com menores custos de implementação e maior segurança.

Os resultados mostram uma comparação entre a potência ativa e reativa injetada pelos sistemas fotovoltaicos e a rede, e a energia consumida pelas cargas, validando a estratégia de controle implementada.

Palavras-chave: Sistema fotovoltaico, conversores, MPPT, P&O, PLL, rede elétrica, RTDS, dSPACE.

## ABSTRACT

An important issue for the integration of Distributed Generation (DG) is the reliability and quality of energy supplied to consumers. This work aims at analyzing the grid connection of a photovoltaic (PV) system and its effects on the electrical network using real-time simulation. The implemented simulation system consists of photovoltaic systems, power converters, variable load and electrical grid, implemented in Real Time Digital Simulator (RTDS) while the control is run from the dSPACE controller, creating a Hardware In the Loop (HIL) platform.

The load models were developed based on actual demand profile from three different distribution feeders of the city of Leopoldina, in the state of Minas Gerais. The feeders' measurement data was taken with an interval of 15 minutes, with a total measurement time of 24 hours. Solar radiation data used in the PV models has been measured at the Solar Laboratory – Universidade Federal de Juiz de Fora, also for a 24-hour period.

The purpose of this study is to perform a HIL simulation, combining RTDS and dSPACE, which is a digital controller. With real-time/ HIL simulation, it is possible to investigate the behavior of the system with the power injected by the PV system, including inverter control used to attach the different photovoltaic systems to the grid, in a model which approaches reality, with low implementation cost and higher safety.

Results show a comparison between the active and reactive power injected by the photovoltaic system and network, and the power consumed by the loads, verifying the implemented control strategy.

Keywords: PV system, inverters, MPPT, P & O, PLL, electrical network, RTDS, dSPACE.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Fotografia do equipamento RTDS existente no LABSIM (Laboratório de Simulações Multiplataformas) – UFJF. ....	28
Figura 2	Fotografia do Hardware dSPACE do LABSIM – UFJF. ....	30
Figura 3	Diagrama esquemático da comunicação entre RTDS e dSPACE. ....	32
Figura 4	Diagrama de blocos simplificado do acoplamento dos conversores. ....	34
Figura 5	Circuito equivalente de uma célula solar. ....	35
Figura 6	Arranjo fotovoltaico. ....	37
Figura 7	Curva I-V para a temperatura de 25°C. ....	38
Figura 8	Curva P-V para a temperatura de 25°C. ....	38
Figura 9	Fluxograma do algoritmo P&O. ....	39
Figura 10	Conversor <i>Buck</i> . ....	40
Figura 11	Conversor <i>Buck</i> com componentes não ideais. ....	43
Figura 12	Estados topológicos do conversor <i>Buck</i> (a) período de condução da chave S, (b) circuito equivalente durante o período de bloqueio da chave S. ....	44
Figura 13	Circuito médio equivalente do conversor <i>Buck</i> . ....	46
Figura 14	Circuito equivalente para operação em regime permanente. ....	46
Figura 15	Diagrama de blocos do sistema com o controlador de tensão. ....	53

Figura 16	Pólos da função de transferência. ....	54
Figura 17	Diagrama de blocos para a função de transferência em malha fechada com o compensador (controlador). ....	55
Figura 18	Lugar das raízes ( <i>Root Locus</i> ). ....	57
Figura 19	Resposta ao degrau do sistema. ....	58
Figura 20	Diagrama do inversor trifásico. ....	59
Figura 21	Diagrama esquemático do conversor fonte de tensão conectado a rede elétrica trifásica. ....	60
Figura 22	Diagrama de blocos dos controladores de eixo d e q com indicação das malhas de compensação. ....	64
Figura 23	Diagrama de blocos dos controladores de eixo d e q totalmente desacoplados. ....	66
Figura 24	Diagrama de blocos do controlador da tensão no barramento CC. ....	69
Figura 25	Diagrama do SRF-PLL. ....	71
Figura 26	Tensões de um sistema trifásico balanceado. ....	71
Figura 27	Modelo linear do SRF-PLL trifásico. ....	72
Figura 28	Modelo sistema 3 barras. ....	75
Figura 29	Potência ativa e reativa: Cargas A (a), B (b) e C (c). ....	76
Figura 30	Irradiação nó A. ....	77

Figura 31	Irradiação nó B. ....	77
Figura 32	Irradiação nó C. ....	77
Figura 33	Diagrama de blocos com a dinâmica dos controladores de corrente e tensão. ...	82
Figura 34	Tensão no painel. ....	83
Figura 35	Rastreamento do ponto de máxima potência - MPPT. ....	83
Figura 36	Tensão do painel e tensão de referência. ....	84
Figuras 37	Tensão no barramento CC. ....	85
Figura 38	Tensão no ponto de acoplamento comum - PAC. ....	85
Figura 39	Corrente no ponto de acoplamento comum – PAC. ....	86
Figura 40	Corrente no eixo direto comparada com a referência. ....	86
Figura 41	Corrente no eixo em quadratura comparada com a referência. ....	87
Figura 42	Tensão no painel para o sistema RTDS. ....	89
Figura 43	Tensão no barramento CC para o sistema RTDS. ....	89
Figura 44	Tensões e correntes de saída. ....	90
Figura 45	Potência ativa e reativa na rede. ....	90
Figura 46	Tensão no barramento CC para sistema 3 nós. ....	91
Figura 47	Tensão e corrente nó A. ....	92

Figura 48:	Potência ativa e reativa: Inversor, Carga e Fonte. ....	93
Figura 49	Potência ativa e reativa: Inversor e Carga. ....	94
Figura 50	Potência ativa e reativa: Inversor e Carga. ....	94

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Parâmetros utilizados no sistema Simulink. ....	81
Tabela 2	Valores dos parâmetros dos controladores. ....	82
Tabela 3	Parâmetros utilizados para o conversor <i>Buck</i> no RTDS. ....	88

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

**ANEEL** Agência nacional de energia elétrica

**CA** Corrente alternada

**CC** Corrente contínua

**FP** Fator de potência

**FTMF** Função de transferência em malha fechada

**GD** Geração distribuída

**HIL** Hardware in the loop

**IGBT** Transistor bipolar com gatilho isolado (do inglês, *Isulated Gate Bipolar Transistor*)

**I/O** Entrada e saída (do inglês, *input and output*)

**LABSIM** Laboratório de simulações multiplataformas

**MCC** Modo de condução contínua

**MCD** Modo de condução descontínua

**MPPT** Seguidor do ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*)

**PAC** Ponto de acoplamento comum

**P&O** Pertube and Observe

**PI** Proporcional - integral

**PLL** Circuito de sincronismo (do inglês, *Phase Locked-Loop*)

**PV** Célula fotovoltaica (do inglês, *Photovoltaic cell*)

**PWM** Modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*)

**RTDS** Simulador digital em tempo real (do inglês, *Real Time Digital Simulator*)

**SPWM** Modulação por largura de pulso senoidal (do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*)

**SRF-PLL** Circuito de sincronismo no sistema de coordenadas síncrono (do inglês, *Synchronous Reference Frame Phase - Locked Loop*)

**STC** Condições padronizadas de testes (do inglês, *Standard Test Conditions*)

**UFJF** Universidade Federal de Juiz de Fora

**VSC** Conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*)

**VSI** Inversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Inverter*)

## Sumário

1	Introdução .....	21
1.1	Identificação do problema .....	21
1.2	Motivação do estudo .....	22
1.3	Objetivos .....	23
1.4	Estrutura da dissertação.....	24
1.5	Produção bibliográfica .....	25
2	Descrição dos equipamentos .....	27
2.1	Real Time Digital Simulator (RTDS) .....	27
2.2	dSPACE .....	29
2.3	Simulação HIL Utilizando RTDS e dSPACE.....	30
2.4	Conclusões parciais .....	32
3	Descrição do sistema em estudo.....	33
3.1	Visão geral do sistema.....	33
3.2	Sistema fotovoltaico.....	34
3.2.1	Painel solar .....	35
3.2.2	Rastreamento do ponto de máxima potência.....	38
3.3	Conversor CC-CC (1º estágio) .....	40
3.3.1	Modelagem matemática do conversor CC-CC <i>Buck</i> .....	42
3.3.2	Projeto do controlador .....	52
3.4	Conversor CC-CA (2º estágio).....	58
3.4.1	Modelagem do conversor CC-CA conectado a rede elétrica trifásica.....	59
3.5	Projeto do controlador .....	63
3.5.1	Projeto do controlador das correntes .....	63
3.5.2	Projeto controlador de tensão .....	68
3.6	Circuito de sincronismo ( <i>Phase Locked Loop (PLL)</i> ).....	70
3.7	Conceito de potência ativa e potência reativa .....	73
3.8	Modelo de simulação: sistema simplificado e sistema 3 nós .....	74
3.9	Conclusões parciais .....	78
4	Resultados de simulação .....	81

4.1. Parâmetros do sistema .....	81
4.2. Resultados de simulação: Simulink.....	82
4.3. Resultados de simulação: RTDS + dSPACE .....	87
4.3.1 Modelo 1: sistema simplificado .....	88
4.3.2 Modelo 2: sistema 3 nós.....	90
4.4 Conclusões parciais .....	95
5 Conclusões finais .....	97
5.1 Trabalhos futuros .....	98
Referências.....	99
Anexo .....	104



# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA

O uso da energia está diretamente ligado ao desenvolvimento econômico e industrial de um país (Leite, 2013). O preço da eletricidade por país pode variar muito, dependendo de fatores como infra-estrutura e geografia (The Statistics Portal, 2015).

No Brasil, a crise no setor energético nos últimos anos se agravou devido à interferência política no setor energético e à escassez de chuva (Correio Braziliense, 2015). Os reservatórios de água chegaram a atingir níveis muito baixos, fazendo com que as usinas termoeletricas fossem cada vez mais utilizadas (ANEEL, 2015), propiciando um aumento exorbitante nas contas de luz dos consumidores.

Atualmente, estudos e aplicações de fontes de energias renováveis vêm ganhando evidência (Freris, 2008; Huseinbegovic, 2012) devido à crescente demanda energética e a preocupação com a preservação ambiental (Guerrero, 2010). Nesse contexto, temos a crescente utilização do termo: Geração Distribuída (GD), que é a produção de energia de forma descentralizada no próprio local ou próximo de onde essa energia é utilizada.

A GD, por sua vez, pode ser uma boa escolha quando comparada às formas clássicas de produção de energia elétrica, em diversas aplicações. Tecnologias atuais têm propiciado a construção de geradores de tamanhos muito reduzidos, eficazes e seguros. É, portanto, uma solução alternativa à geração centralizada de energia que as companhias do setor energético devem ter em consideração e chegar a boas soluções para os problemas de produção e fornecimento de energia (Silva, 2013). Dentre as diferentes fontes de energias renováveis, a energia solar vem se sobressaindo devido à sua abundância e por sua larga incidência na superfície terrestre.

Sistemas GD oferecem vantagens e desvantagens associadas ao seu uso. Dentre as vantagens, pode-se citar: redução de custos e perdas de transmissão; atendimento mais rápido ao crescimento da demanda; diminuição da dependência do parque gerador despachado centralizadamente, mantendo reservas próximas aos centros de carga, entre outros (Barbosa, 2014). Como desvantagens, pode-se mencionar: conexão de produtores independentes, resultando em maior complexidade no planejamento e operação do sistema elétrico; maior complexidade nas medidas de coordenação, manutenção e segurança, entre outras (Vergilio, 2012).

A conexão de sistemas de GD à rede elétrica normalmente é feita através de conversores eletrônicos, isso acontece em casos onde a fonte de energia tem uma característica (tensão, frequência) diferente do sistema de eletrônica de potência. A conversão fotovoltaica tem como resultado uma fonte de corrente contínua (CC), sendo necessário que seja convertida em corrente alternada (CA) para que assim a energia convertida possa ser injetada no sistema elétrico (Harunur, 1993). Neste contexto, os inversores (conversores eletrônicos estáticos do tipo CC-CA), tornam-se uma peça fundamental na interconexão de sistemas GD à rede elétrica.

## 1.2 MOTIVAÇÃO DO ESTUDO

Os avanços tecnológicos em energia solar fotovoltaica têm impulsionado aumentos acentuados no seu emprego por concessionárias, consumidores e produtores independentes. Estes sistemas de energia distribuída são muitas vezes ligados à rede em nível da distribuição (EPRI, 2012). Os circuitos conversores de energia denominados inversores, que integram o sistema fotovoltaico (CC) à rede elétrica (CA) são dispositivos altamente capazes e com processamento de mensagens e controle avançados (EPRI, 2012). Inversor inteligente é uma tecnologia relativamente nova capaz de produzir e/ou absorver potência reativa (Tayyab et.al, 2015), com funcionalidade aprimorada e atenuar oscilações de tensão associadas com sistemas fotovoltaicos (Inverter technical standards and proposals, 2013).

“Inversores inteligentes” ou “Smart inverters” são uma nomenclatura recente dada aos inversores utilizados para conectar sistemas de geração à rede, prevendo serviços auxiliares que vão além da própria conversão do sinal CC para o sinal CA. Esses serviços auxiliares podem ser de grande benefício à funcionalidade de rede elétrica, e podendo ser utilizados como ferramenta de controle pelas concessionárias (Wyk, 2013; Yaosuo, 2015).

Em (Tayyab et al, 2015), o inversor inteligente foi modelado para ser utilizado em um ônibus fotovoltaico, com fator de potência fixo, simulado para testar a eficiência do inversor inteligente na mitigação de efeitos de alta tensão de geração distribuída.

No trabalho escrito por (Cadaval et al, 2013), são descritas algumas funções ativas que podem ser implementadas num inversor inteligente para recursos de energia distribuída, SIDER (Smart Inverter for Distributed Energy Resources).

O artigo de (Chamana and Chowdhury, 2014) propõe que para mudanças rápidas na produção de energia fotovoltaica, um inversor inteligente precisa ser implementado, sendo capaz de se adaptar as condições variáveis. O inversor inteligente neste caso é suportado por um dispositivo de armazenamento de bateria que é capaz de absorver e fornecer energia ao sistema quando necessário. No trabalho de (Postiglione and Simões, 2010), é apresentada a implementação de uma rede conectada ao inversor inteligente usando o sistema dSPACE como uma solução de prototipagem rápida para a implementação em laboratório, também é apresentado um bloco básico para a geração distribuída em módulos fotovoltaicos, onde é descrita sua filosofia de controle e algoritmo operacional.

No contexto do estudo de sistemas GD e o impacto de sua interconexão em sistemas elétricos de distribuição, tornam-se necessárias ferramentas de simulação que permitam uma análise mais próxima da realidade, haja visto que testes experimentais se tornam inicialmente difíceis e de baixa segurança. A pesquisa em inversores inteligentes tem sido apresentada na literatura de forma recente e pouca verificação experimental tem sido apresentada. Desta forma, este trabalho visa a utilização de sistemas de simulação em tempo real para testar o controle destes inversores, o qual potencialmente pode ser expandido para outras aplicações (Yaosuo, 2015). Utilizando ambiente de simulação em tempo real, o estudo pretende avaliar as variações de injeção de potência na rede para validar as técnicas de controle empregadas. Os sinais de modulação necessários para o controle foram obtidos externamente por um equipamento chamado dSPACE e enviados para o *Real Time Digital Simulator* (RTDS) através de conexões analógicas entre os *hardwares*.

*Real Time Digital Simulator* ou RTDS é a abreviatura recomendada pelo comitê IEEE para o simulador em tempo real aplicado no estudo e simulação de Sistemas de Potência. Este tipo de equipamento fornece tecnologia para a simulação em tempo real visando um estudo rápido, confiável, preciso e economicamente viável (Oliveira, 2016).

### 1.3 OBJETIVOS

O presente trabalho envolve o procedimento de projeto para a conexão de um sistema de geração distribuída baseado em painéis solares à rede elétrica, através da utilização de conversores de dois estágios, tendo como principais objetivos:

- i. Utilizar e caracterizar os principais equipamentos de simulação do sistema: RTDS e dSPACE;
- ii. Implementar um sistema de simulação em tempo real utilizando a tecnologia *Hardware In the Loop* (HIL);
- iii. Implementar a simulação de um sistema de geração fotovoltaico conectado à rede elétrica trifásica, composto por uma topologia de dois estágios que permita investigar as características dinâmicas dos painéis fotovoltaicos, dos conversores e da rede elétrica; Esta implementação será feita tanto no RTDS como no Simulink;
- iv. Apresentar um modelo dinâmico para os conversores utilizados, obtendo-se a função de transferência e o desenho dos controladores;
- v. Obter resultados de simulação no software Matlab/Simulink que validem os modelos matemáticos;
- vi. Obter resultados de simulação da comunicação dos dois equipamentos: RTDS e dSPACE, ambos operados em tempo real.
- vii. Realizar testes utilizando modelos de carga e irradiação reais, a fim de verificar o funcionamento do sistema proposto quando testado na forma HIL.

#### **1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO**

O desenvolvimento desse trabalho está dividido nos seguintes capítulos:

No Capítulo 2 será abordada uma descrição dos equipamentos utilizados para a simulação em tempo real e também os softwares específicos destes equipamentos.

No Capítulo 3 será apresentada uma descrição completa do sistema em estudo, incluindo o modelo do painel fotovoltaico e a técnica MPPT utilizada. Também será apresentado um estudo através da modelagem matemática e do projeto dos controladores para o conversor CC representado pelo conversor *Buck* e para o inversor de seis chaves. Por fim, uma descrição dos sistemas implementados e os dados utilizados nas simulações.

No Capítulo 4 serão apresentados os resultados de simulação obtidos utilizando o software Matlab/Simulink e também os resultados de simulação em tempo real da comunicação dos dois equipamentos: RTDS e dSPACE.

No Capítulo 5 serão expostas as conclusões finais e sugestões para trabalhos futuros.

## 1.5 PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA

Como resultado dos estudos realizados durante esse período os seguintes trabalhos foram publicados:

[1] **C. Venturi**, N. Lima, D. Barroso, P. Almeida, J. Oliveira, “Hardware in the loop simulation of PV integration to the distribution grid using RTDS and dSPACE”. Congresso Brasileiro em Eletrônica de Potência (COBEP), Fortaleza, Novembro, 2015.

[2] D. Barroso, N. Lima, **C. Venturi**, P. Almeida, J. Oliveira, “Simulação em Tempo Real de uma Planta Solar Conectada à Rede Elétrica de Distribuição Utilizando RTDS e dSPACE”. Congresso Latino-Americano de Geração e Transmissão de Energia Elétrica (CLAGTEE), São José dos Campos, Novembro, 2015.



## 2 DESCRIÇÃO DOS EQUIPAMENTOS

A simulação computacional sempre foi uma ferramenta muito útil em todas as áreas de engenharia, pois admite a execução de testes sem a necessidade de implementação física, de forma a auxiliar o pesquisador no mapeamento de problemas e limitações do que está sendo desenvolvido. Na engenharia elétrica a simulação tem importância fundamental, haja vista que a construção de modelos físicos de linhas de transmissão, por exemplo, seria inviável economicamente, além de demandar restritivos prazos para sua execução.

Recentemente, com a chegada dos simuladores em tempo real, o uso de prototipagem rápida para teste de novas metodologias e equipamentos tem se tornado frequente, visto que, através destes testes, é possível observar melhor o comportamento dos novos equipamentos/metodologias e suas interações com o sistema de potência.

Neste capítulo serão descritos os equipamentos utilizados para a simulação em tempo real aplicados a sistemas elétricos de potência, os quais foram utilizados no desenvolvimento deste trabalho: RTDS e dSPACE.

### 2.1 REAL TIME DIGITAL SIMULATOR (RTDS)

O Simulator Digital em Tempo Real (*Real Time Digital Simulator*) - RTDS® foi desenvolvido em 1993 e tem sido usado para simulações de sistemas elétricos utilizando a técnica *Hardware In the Loop* (HIL) (Coelho, 2014). Distintos modelos de componentes de um amplo sistema elétrico são divididos em diferentes placas de processadores que funcionam em paralelo, admitindo que uma simulação com pequenos passos (*time-step*) possa ser desenvolvida.

O RTDS é uma ferramenta que serve para analisar sistemas elétricos de alta tensão em corrente alternada e contínua (RTDS, 2012). Particularmente, ele é empregado para testes de equipamentos de controle e proteção, para verificação do desempenho de redes elétricas e para treinamento de operadores, engenheiros e estudantes. Vários fabricantes de equipamentos elétricos, empresas de energia elétrica e instituições mundiais de ensino e pesquisa utilizam o RTDS.

O RTDS consiste de *hardware* e *software* especialmente desenvolvidos para executar simulações em tempo real de transitórios eletromagnéticos.

A arquitetura de *hardware* de processamento paralelo totalmente digital do simulador RTDS é capaz de simular redes complexas aplicando um time step de 50  $\mu$ s. O simulador também aceita sub-redes de pequeno passo de simulação (*Small dt*), faixa de 1-4  $\mu$ s, para simulação de dispositivos de eletrônica de potência (por exemplo, pontes VSC com comutação PWM). O *hardware* vem organizado em *racks* modulares, que promovem o aumento da capacidade de computação.

O RTDS encontrado no Laboratório de Simulações Multiplataformas da Universidade Federal de Juiz de Fora – LABSIM, mostrado na Figura 1, é constituído de três *racks*, cada um destes possui placas de processamento (PB5, GPC, entre outras) usadas para atualizar e melhorar a capacidade dos simuladores.

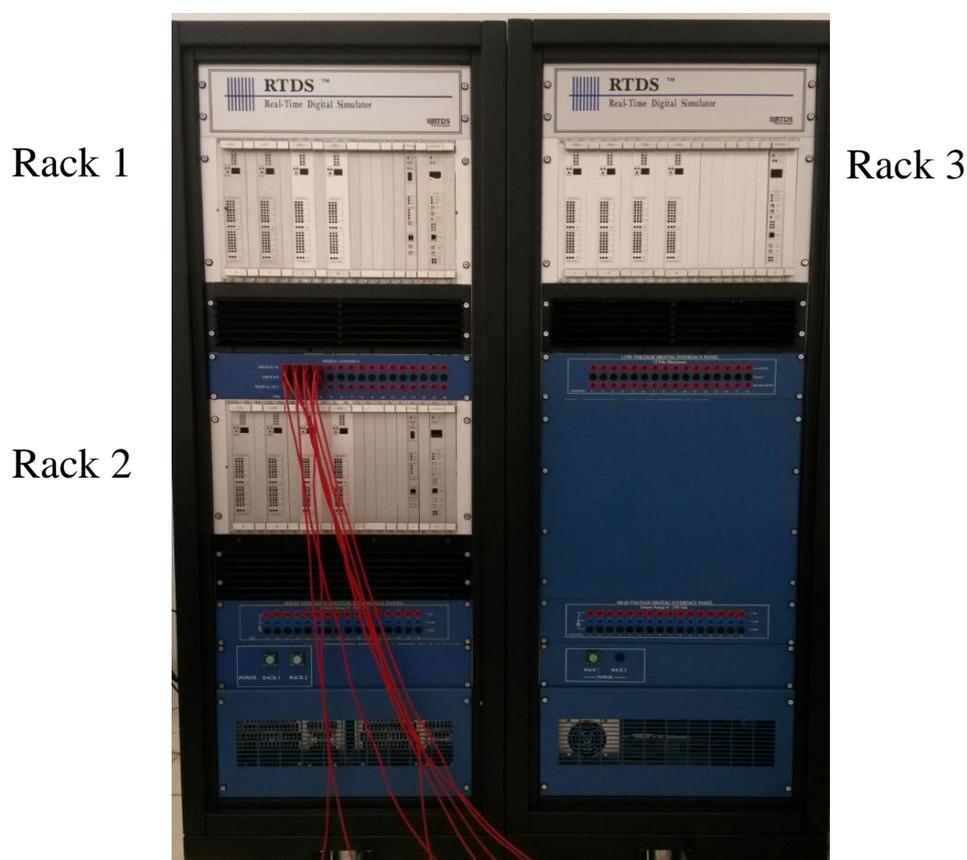


Figura 1 – Fotografia do equipamento RTDS existente no LABSIM (Laboratório de Simulações Multiplataformas) – UFJF.

A principal interface do RTDS com o usuário é feita pelo *software* RSCAD, de simples utilização, que admite operar o sistema por meio de um ambiente adequado e amigável. O *software* de Interface Gráfica de Usuário (GUI) possui uma biblioteca de componentes que permitem a modelagem em ambiente CAD do sistema elétrico a ser simulado. Em segundos, é possível realizar modificações nos parâmetros ou comutar entre diversos estudos. Como o RTDS funciona continuamente em tempo real, o sistema elétrico simulado pode ser operado da mesma maneira que o sistema real.

Para simulações utilizando eletrônica de potência, como por exemplo, a integração de fontes de energia renovável à rede elétrica, utiliza-se o *Small dt* do equipamento, com um passo de simulação de  $2\mu\text{s}$ . Para esse tipo de simulação, o *software* RSCAD oferece modelos de chaves semicondutoras (diodos, transistores e pontes) bem como interfaceamento com sistemas de controle.

## 2.2 dSPACE

O dSPACE, é uma plataforma digital que é usada para implementar algoritmos e controladores. Este equipamento não é um simulador específico para estudos de sistemas elétricos de potência, porém nada o impede de ser usado para tal objetivo. Sua aplicação mais usual é em estudos de sistemas de controle.

Na indústria automobilística, por exemplo, é aplicado a fim de se desenvolver controle para freios ABS (dSPACE, 2012). Em sistemas de Potência, é utilizado para testar algoritmos para proteção de sistemas de potência, para estimulação de parâmetros elétricos, de detecção e compensação de saturação em transformadores de corrente no processamento de sinais inteligentes (*Smart Grids*) (Ribeiro, 2014).

O equipamento dSPACE disponível no Laboratório de Simulações Multiplataformas (LABSIM) e utilizado neste trabalho, pode ser visto na Figura 2. Este equipamento contém uma placa de processamento DS1006, baseada no processador Opteron de quatro núcleos da AMD objetivando a simulação de modelos extensos, complicados e de processamento pesado. O processador DS1006 é programável através da interface gráfica do Simulink e da interface ControlDesk.

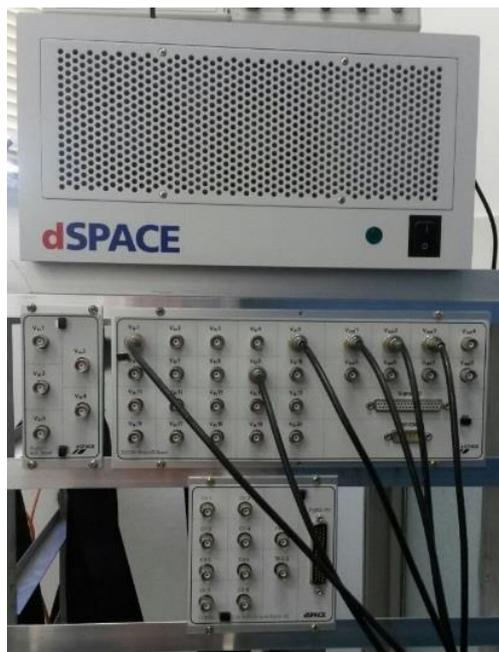


Figura 2 – Fotografia do Hardware dSPACE do LABSIM – UFJF.

O ControlDesk é um dos *softwares* existentes no sistema da plataforma dSPACE. Sua utilização permite realizar uma diversidade de testes com o experimento em questão por meio da modificação, em tempo real, de parâmetros do sistema simulado. Outra função deste software é o monitoramento e exportação das variáveis do modelo simulado (Quijano et al, 2010). Este software pode ser utilizado para a saída dos dados obtidos e gerados pela plataforma, uma vez que sua interface oferece ampla flexibilidade para a edição de gráficos.

É importante ressaltar que o ControlDesk, quando utilizado em paralelo com o Simulink, precisa de importação dos dados após a execução do Simulink. Depois de os dados serem importados do Simulink, os parâmetros das variáveis fixadas nesta programação, podem ser alteradas e controladas utilizando o ControlDesk.

### 2.3 SIMULAÇÃO HIL UTILIZANDO RTDS E dSPACE

Em princípio, um computador com Entradas e Saídas (I/Os) ou uma placa de controle pode ser usado como um *Real-Time Simulator*. Entretanto, os simuladores elaborados vêm sendo especialmente configurados para simular amplos e complicados sistemas em tempo real. No caso da utilização dos equipamento RTDS e dSPACE,

ambos possuem a capacidade de operar como simuladores em tempo real, com compatibilidade entre os níveis de tensão e corrente de seus I/Os.

Sendo o RTDS um equipamento mais voltado para simulação de sistemas elétricos de potência, e o dSPACE utilizado para emulação de sistemas de controle, a utilização dos dois equipamentos em uma estratégia *Hardware In the Loop* (HIL) permite que estratégias de controle possam ser testadas em uma interface com um modelo do sistema elétrico que se aproxima muito mais da realidade do que dentro de um único ambiente de simulação (Kleijn, 2016). No RTDS, tem-se a potencialidade de construir modelos complexos da rede elétrica e também dos dispositivos de eletrônica de potência. Já no dSPACE, estratégias de controle podem ser emuladas em ambiente de teste seguro e de baixo custo.

Para a realização da comunicação entre os equipamentos RTDS e dSPACE com os softwares RSCAD e Simulink, e envio e recebimento de sinais entre estes, é necessário utilizar fatores de escala (Barroso, 2015), como consequência, a correção destes fatores também deve ser realizada. A Figura 3 mostra basicamente como é realizada esta comunicação.

Para a comunicação com dispositivos externos o dSPACE dispõe das placas CP4002, DS2001, e a DS2201. A placa DS2201 efetivamente utilizada no trabalho, é uma placa multi-I/O, possui 20 entradas e 8 saídas analógicas, entradas e saídas digitais, conexões CAP/CMP. Por padrão seus canais de I/O também possuem tensão de pico máxima de 10 V.

O dSPACE tem como limites a faixa de operação de  $\pm 10V$ . Como a placa DS2201 do dSPACE, opera entre os limites de  $\pm 10V$  o valor do sinal no Simulink tem que estar numa faixa de  $\pm 1V$ , para que não haja saturação. É conveniente em muitos dos casos colocar um bloco de ganho antes do bloco de saída do dSPACE, com valor de 0,1 (dividido por 10).

Ambos equipamentos são utilizados em sua comunicação com um passo de  $50\mu s$ .

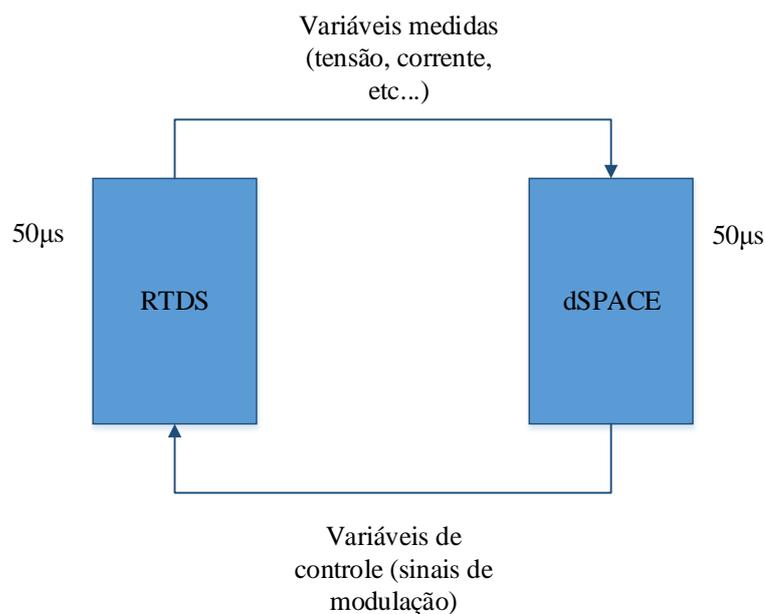


Figura 3 – Diagrama esquemático da comunicação entre RTDS e dSPACE.

## 2.4. CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo foi apresentada uma descrição dos equipamentos utilizados para simulações em tempo real aplicados a sistemas de eletrônica de potência que são: RTDS e dSPACE.

O RTDS é relacionado com o dSPACE para a construção de um novo tipo de ambiente de simulação. A finalidade do meio de simulação combinada é para ser capaz de estudar as interações entre o sistema de alimentação e a eletrônica de potência mais precisamente.

### 3. DESCRIÇÃO DO SISTEMA EM ESTUDO

Para a conversão da energia solar em elétrica ser efetivada, utilizam-se painéis fotovoltaicos (PV), os quais são fortemente influenciados por fatores climáticos como irradiação solar e temperatura (Mendes, 2008). Os painéis fotovoltaicos são ligados à rede de distribuição através de conversores estáticos, tornando-se sistemas de Geração Distribuída (GD).

A elaboração de um modelo digital aproximado para os painéis solares fotovoltaicos tem um importante papel para que se permita investigar o emprego de técnicas de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (*Maximum Power Point Tracking* – MPPT) no controle de conversores. Além disso, um modelamento correto do sistema permite uma sintonia adequada dos controladores, sendo esta uma parte fundamental no desenvolvimento deste trabalho.

Neste capítulo também serão apresentadas as topologias dos conversores utilizados para a conexão do sistema fotovoltaico a rede elétrica trifásica. Será desenvolvido um estudo através da modelagem matemática e do projeto dos controladores para os conversores utilizados, incluindo as dinâmicas dos sinais de tensão e corrente do sistema. Além disso, serão apresentados os sistemas que foram implementados utilizando as plataformas Simulink e RSCAD.

Por fim, uma descrição dos sistemas implementados e os dados (irradiação e tipos de carga) utilizados nas simulações serão apresentados.

#### 3.1. VISÃO GERAL DO SISTEMA

O sistema em questão apresenta uma topologia de dois estágios de processamento de energia: o primeiro estágio é representado por um conversor CC-CC do tipo *Buck* (abaixador de tensão), responsável pelo rastreamento do ponto de máxima potência. Já o segundo estágio é representado por um conversor CC-CA trifásico, dois níveis, o qual permite que a corrente contínua do primeiro estágio seja convertida em corrente alternada, além de controlar a injeção e sincronizar as grandezas sintetizadas pelo mesmo (tensão e corrente) com a rede elétrica.

Um diagrama de blocos representa de forma simplificada uma visão geral do sistema em estudo, como pode ser observado na Figura 4.

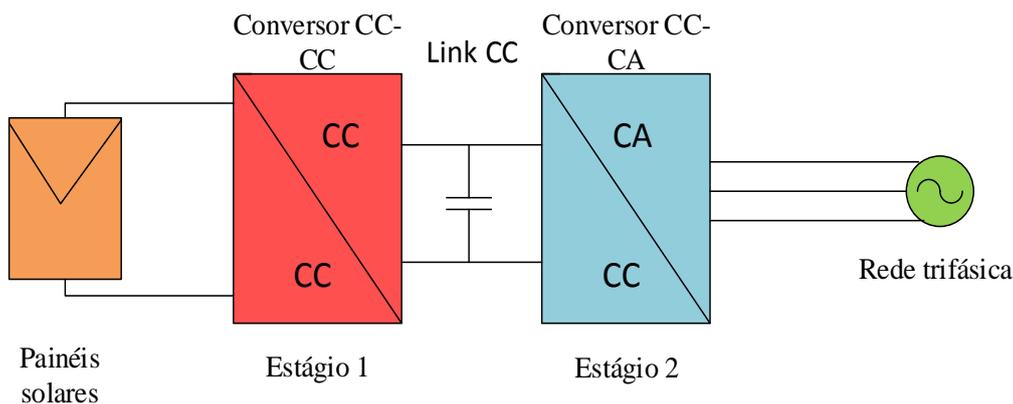


Figura 4 – Diagrama de blocos simplificado do acoplamento dos conversores.

O elo CC (*Link CC*) isola os conversores CC-CC e CC-CA admitindo que os controladores dos dois conversores sejam implementados de forma desacoplada. O controlador do Conversor CC-CA mantém a tensão do elo CC regulada em função da potência injetada no elo CC do sistema trifásico (Gamboa, 2006). Já o controle do conversor CC-CC garante que a potência convertida nos painéis seja injetada no elo CC dos conversores estáticos responsáveis pelo processamento da energia proveniente dos painéis fotovoltaicos.

### 3.2. SISTEMA FOTOVOLTAICO

Sistemas Fotovoltaicos permitem que o processo de conversão da luz solar em eletricidade utilizando células solares seja efetuado. As células solares são conectadas entre si formando os painéis fotovoltaicos. Além dos painéis, outros equipamentos fazem parte do sistema, como conversores estáticos, controladores e rede elétrica.

Um conjunto de células associadas, tanto em série como em paralelo, forma o painel fotovoltaico. Com a adição de outros dispositivos - como acumuladores, conversores e inversores, constitui-se um sistema fotovoltaico de geração de energia elétrica. A confiabilidade desse sistema é uma das características mais importantes (Nascimento, 2004), porque não possui partes móveis, possuindo baixo nível de complexidade, não se degrada com os efeitos naturais, como: ventos fortes, descargas atmosféricas e além de tudo apresenta alto índice de disponibilidade. Outra característica importante é que, devido às células fotovoltaicas estarem dispostas em módulos, o sistema pode ser expandido.

As principais vantagens atribuídas aos sistemas fotovoltaicos são as facilidades de manutenção; a possibilidade de armazenar a eletricidade gerada em baterias; os impactos ambientais relativamente reduzidos, principalmente na fase de operação.

Já as desvantagens referem-se aos custos de implementação associados; as condicionantes inerentes à natureza da energia solar – alterações de luz ao longo do dia, a possível presença de condições climáticas desfavoráveis (chuva, nuvens); a necessidade de manutenção e os impactos ambientais negativos, além da baixa eficiência de conversão (Rosemback, 2004).

### 3.2.1. PAINEL SOLAR

Neste trabalho é apresentado o modelo de um painel fotovoltaico que simulado juntamente com conversores chaveados, permite avaliar o impacto de variações na temperatura e na radiação solar sobre a eficiência do sistema. O modelo do painel fotovoltaico utilizado com suas especificações é o BP SX 120 (BPSolar, 2001).

O arranjo fotovoltaico é uma composição estrutural disposta por painéis fotovoltaicos ou módulos através da interconexão de células fotovoltaicas (Casaro, 2008). Estas por sua vez são a menor unidade em um sistema fotovoltaico, que são produzidas por silício monocristalino, policristalino ou amorfo.

Para compreender o comportamento eletrônico de uma célula solar cria-se um modelo elétrico equivalente. Este modelo pode ser representado como o circuito da Figura 5, o qual é representado basicamente por uma fonte de corrente em paralelo com um diodo.

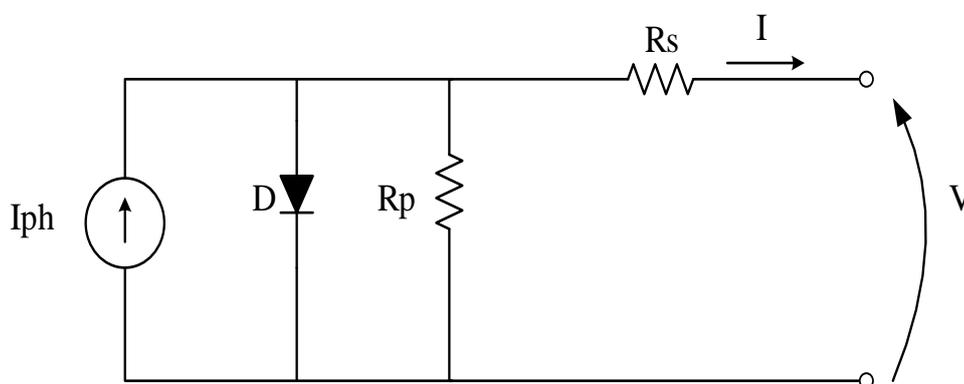


Figura 5 – Circuito equivalente de uma célula solar.

O equacionamento do circuito acima resulta em:

$$I = I_{ph} - I_r \cdot \left[ e^{q \cdot \frac{(V+I \cdot R_s)}{\eta \cdot k \cdot T}} - 1 \right] - \frac{(V + I \cdot R_s)}{R_p} \quad (3.1)$$

onde:

V, I – Tensão e corrente nos terminais de saída de uma célula solar

$I_{ph}$  - Fotocorrente

$I_r$  – Corrente de saturação reversa da célula

$R_s, R_p$  – Resistências série e paralela da célula

q – Carga do elétron,  $1,6 \times 10^{-19} C$

$\eta$  – Fator de qualidade da junção p-n

k – Constante de Boltzmann,  $1,38 \times 10^{-23} J/K$

T- Temperatura ambiente K.

A característica de  $I-V$  da corrente pela tensão de uma célula fotovoltaica é obtida através da solução de (3.1). A equação acima não pode ser resolvida, pois a corrente I não pode ser isolada. Os valores de  $I_{ph}$  e  $I_r$  são calculados por (3.2) e (3.3) extraídas de (Cavalcanti, 2007).

$$I_{ph} = [I_{SC} + \alpha \cdot (T - T_r)] \cdot \frac{P_{sun}}{1000} \quad (3.2)$$

$$I_r = I_{rr} \cdot \left( \frac{T}{T_r} \right)^3 \cdot e^{\left[ \frac{q \cdot E_G}{\eta \cdot k} \cdot \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right]} \quad (3.3)$$

onde:

$I_{SC}$ - Corrente de curto-circuito por célula

$\alpha$ - Coeficiente de temperatura de  $I_{SC}$

$T_r$ - Temperatura de referência, 298 K

$P_{sun}$ - Intensidade de radiação solar,  $[W/m^2]$

$I_{rr}$ -Corrente de saturação reversa de referência

$E_G$ -Energia da banda proibida, 1,1 eV.

A Figura 6 mostra o diagrama de blocos da simulação desenvolvida no ambiente Simulink para o arranjo fotovoltaico. O modelo do painel fotovoltaico é representado pela fonte de corrente controlada por tensão, a corrente do arranjo fotovoltaico  $I_{PV}$  é calculada por um bloco programável encontrado no Anexo A.1 deste trabalho. As entradas deste bloco são: a tensão no painel indicada por  $V_{PV}$ , a irradiação solar representada com um *step* (degrau) de  $1000 \text{ W/m}^2$  a  $1200 \text{ W/m}^2$  e também a temperatura de  $25^\circ\text{C}$ . O levantamento dos parâmetros de um painel fotovoltaico é obtido sob condições padronizadas (normalizadas) de teste. É o denominado *standard test conditions* (STC), que consiste de referências obtidas em medições dadas por:

- $P_{sun} = 1000 \text{ W/m}^2$ . Esta é a densidade de potência padrão da radiação solar. É analisada em um dia de equinócio, no mês de março ou de setembro, ao meio dia de céu claro sob a linha do equador;
- $T = 25^\circ\text{C}$  em condições normais.

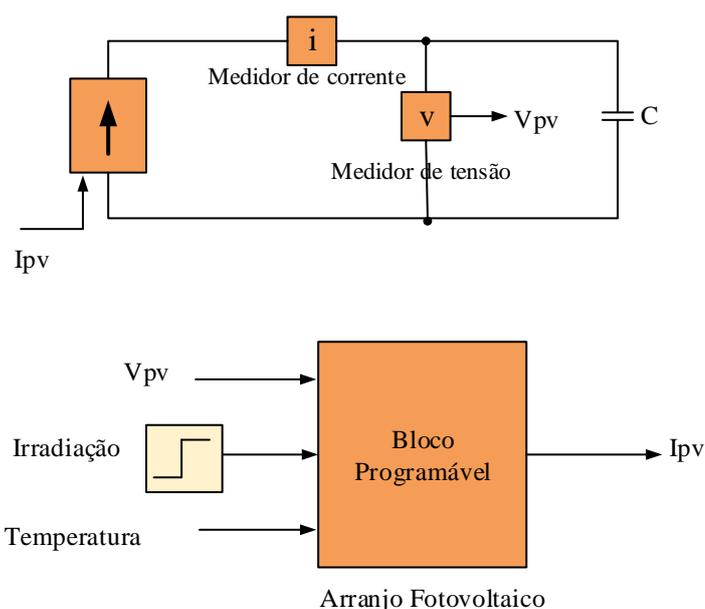


Figura 6 – Arranjo fotovoltaico.

Para caracterizar o modelo proposto, o capacitor  $C$  ( $47 \mu\text{F}$ ) é conectado em paralelo com a fonte de corrente. Com a tensão no painel  $V_{PV}$  e a corrente no painel  $I_{PV}$  pode-se esboçar a característica  $I-V$  (corrente-tensão) do arranjo fotovoltaico. As curvas de  $I-V$  e  $P-V$  são mostradas nas Figuras 7 e 8 abaixo, variando a insolação e a temperatura é mantida em  $25^\circ\text{C}$ .

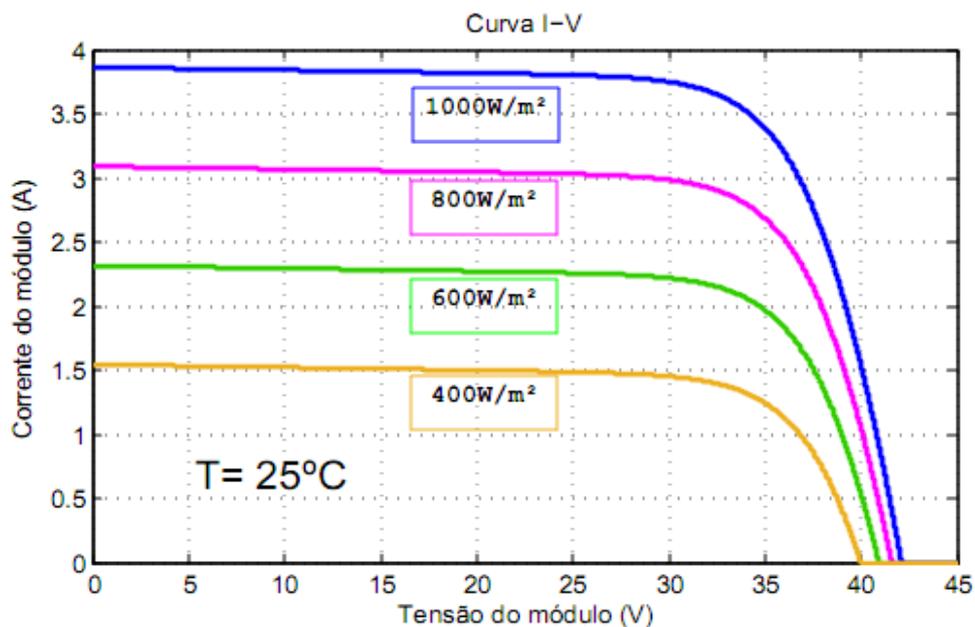


Figura 7 – Curva I-V para a temperatura de 25°C.

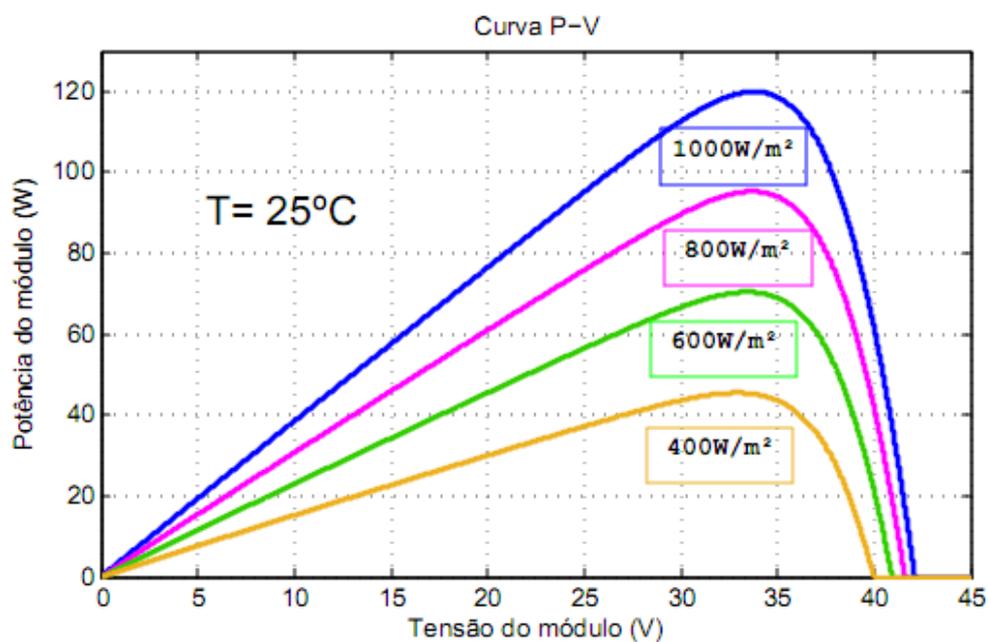


Figura 8 – Curva P-V para a temperatura de 25°C.

### 3.2.2. RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Devido a não linearidade da relação entre parâmetros de saída das células fotovoltaicas ocasionadas por variações climáticas (irradiação solar e temperatura), é

indispensável à utilização de técnicas de extração da máxima potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) para maximizar a produção de energia elétrica por um sistema fotovoltaico e aumentar a eficiência global do sistema.

O controle empregado no Conversor CC utiliza a técnica MPPT para rastrear o ponto de máxima potência através do algoritmo *P&O* (*Pertube e Observe*). Este método é fundamentado na alteração da referência e na comparação da potência disponibilizada pelo conjunto de painéis fotovoltaicos antes e depois da alteração, definindo o sentido da próxima perturbação (Carvalho, 2012).

O fluxograma do algoritmo P&O pode ser observado na Figura 9. O rastreamento do ponto de máxima potência atua periodicamente incrementando ou decrementando a corrente ou tensão do arranjo solar. Desta forma, o MPPT constantemente busca as condições de máxima potência (Gomes, 2013).

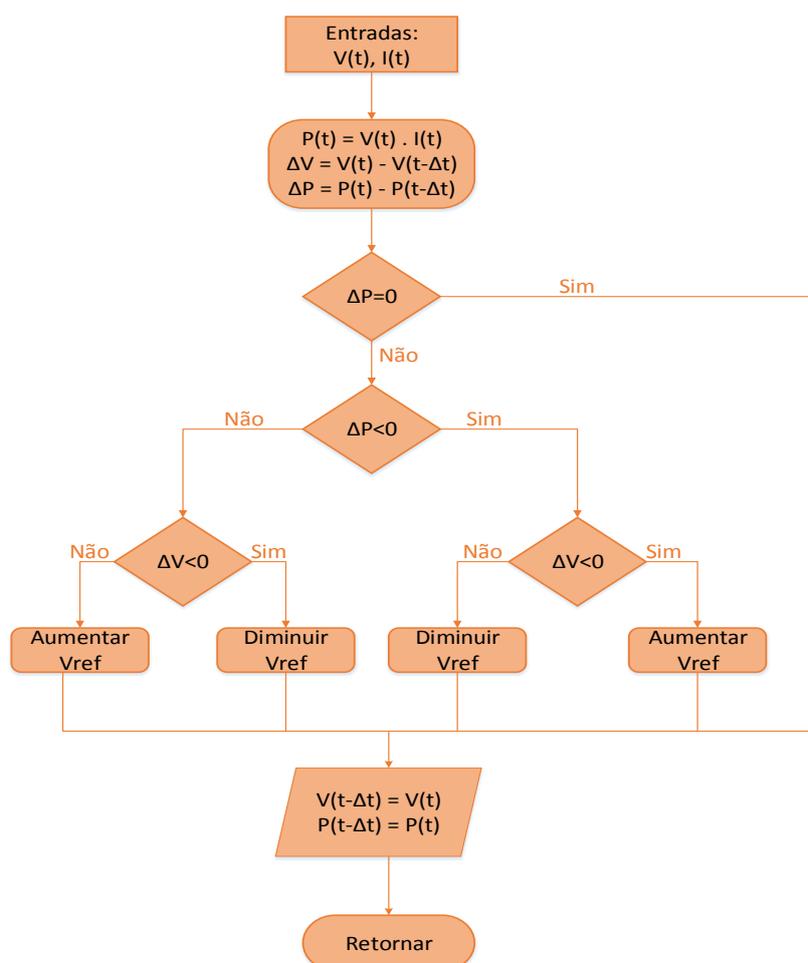


Figura 9 – Fluxograma do algoritmo P&O.

Neste método o valor de tensão constante ou de corrente utilizada como referência é aumentado ou reduzido por um fator constante a cada iteração, levando o sistema a operar próximo do ponto de máxima potência do conjunto de painéis fotovoltaicos. Para maior detalhamento, o código de programação implementado nesse trabalho está disponibilizado no Anexo A.3.

### 3.3. CONVERSOR CC-CC (1º ESTÁGIO)

Conversores estáticos têm a capacidade de transformar as características da energia elétrica empregada para alimentar uma determinada carga, utilizando para isso circuitos de eletrônica de potência baseados em componentes semicondutores que atuam em modo de comutação (operados como chave) (Roseback 2004).

É através de uma técnica para abertura e fechamento das chaves semicondutoras que os conversores estáticos são capazes de elevar ou abaixar um certo nível de tensão ou corrente contínua, convertendo uma tensão alternada em contínua ou vice-versa com amplitude e frequência esperada, podendo também operar no modo de tensão ou no modo de corrente. Sendo no modo de tensão a variável de controle é a tensão de saída e o conversor opera como uma fonte de tensão. Já no modo de corrente a variável de controle é a corrente de saída e o conversor opera como uma fonte de corrente equivalente.

O conversor utilizado no projeto foi o conversor *Buck* ou conversor abaixador de tensão. Este conversor foi escolhido por sua alta eficiência, simplicidade e também pelo baixo custo. É composto por um indutor  $L$ , um capacitor de saída  $C$  e dois dispositivos semicondutores, uma chave  $S$  e um diodo  $D$ . Na Figura 10 está representado o conversor *Buck*.

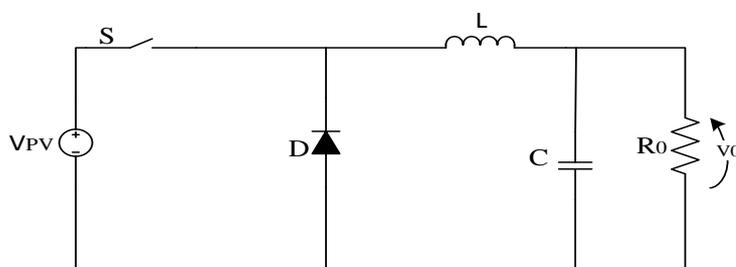


Figura 10 – Conversor *Buck*.

Para o projeto realizado no Simulink fez-se a substituição da tensão na Figura 10 por uma fonte de corrente controlada por tensão. Esta fonte de corrente em paralelo com um capacitor representa o painel fotovoltaico que é conectado ao conversor CC-CC (*Buck*).

O estado do conversor, em que a corrente no indutor não é zero, para qualquer período de tempo é chamado de modo de condução contínua (MCC). Pode ser visto a partir do circuito que, quando a chave S é comandada para o estado ligado, o díodo D é inversamente polarizado. Quando a chave S estiver desligada, o diodo conduz para suportar uma corrente ininterrupta no indutor.

Para que os valores de indutância e capacitância do conversor fossem obtidos, foram desenvolvidos equacionamentos considerando o período de condução da chave S (Rashid, 1993). Os parâmetros desse conversor podem ser analisados a seguir.

$$(V_{PV} - V_0)DT = -V_0(1 - D)T \quad (3.4)$$

Assim a função de transferência da tensão CC, definida como a razão entre a tensão de saída para a tensão de entrada é:

$$M_V = \frac{V_0}{V_{PV}} = D \quad (3.5)$$

Os conversores CC-CC podem funcionar em dois modos distintos em relação à corrente no indutor  $i_L$ . Quando o valor médio da corrente de entrada é baixa e/ou a frequência de comutação  $f$  é baixa, o conversor pode entrar no modo de condução descontínua (MCD).

No MCD, a corrente no indutor é zero, durante uma parte do período de comutação. O MCC é o preferido em alta eficiência e boa utilização de interruptores de semicondutores e componentes passivos. O MCD pode ser utilizado em aplicações com requisitos especiais de controle, uma vez que a ordem dinâmica do conversor é reduzida (a energia armazenada no indutor é zero no início e no final de cada período de comutação) (Rashid, 1993).

Não é comum misturar estes dois modos de operação por causa de diferentes algoritmos de controle. Para o conversor *Buck*, o valor da indutância que determina o limite entre o MCC e MCD é:

$$L_b = \frac{(1 - D)R}{2f} \quad (3.6)$$

O valor do capacitor é obtido através de (3.7). Para as perdas de condução de um conversor é desejável a utilização de pequenos componentes passivos. As equações (3.6) e (3.7) mostram que pode ser conseguida utilizando uma frequência de comutação elevada.

$$C_{min} = \frac{(1 - D)V_0}{8V_r L f^2} \quad (3.7)$$

O valor escolhido para o indutor foi de  $50 \times 10^{-6}$  um valor mais alto do que o valor mínimo, para que o conversor opere em modo de condução contínua e o valor escolhido para o capacitor CC foi de  $4700 \times 10^{-6}$ . Este por sua vez deve ser grande o suficiente para garantir que uma tensão CC sem ondulação (*ripple*) nos terminais de entrada do conversor (Almeida, 2011).

### 3.3.1 MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR CC-CC *BUCK*

Os métodos de modelagem têm como objetivo fornecer uma expressão matemática com informações sobre o desempenho estático e/ou dinâmico do sistema, a partir da qual seja possível estudar o sistema e estabelecer o controlador desejado (Rosemback, 2004).

Um sistema com conversores estáticos podem estar sujeitos a perturbações, podendo estas ocorrer tanto na sua fonte de alimentação como na carga. Mesmo que ocorram perturbações no sistema, para que a tensão ou corrente do conversor seja mantida no valor desejado, se faz necessário a implementação de uma malha de controle. Esta malha de controle deve ser projetada determinando a função de transferência do estágio de potência do conversor.

A finalidade de controlar conversores CC-CC estimula a busca de um modelo que represente o seu comportamento dinâmico. A dificuldade aparece devido a estes conversores serem compostos de dispositivos semicondutores, o que os leva a apresentar um comportamento não-linear e variante no tempo. Essas dificuldades conseguem ser removidas pelo uso de métodos que empregam a forma de onda média e o modelo de pequenos sinais (Ericson, 2007). Para que se faça uma análise do comportamento dinâmico destes conversores deve-se utilizar técnicas de linearização

com pequenas variações em torno do seu ponto de operação no estado permanente, originando assim o modelo dinâmico de pequenos sinais.

Uma técnica usualmente conhecida para linearização do estágio de potência de conversores comutados atuando com controle PWM é a de variáveis médias no espaço de estado (Seguel, 2009). Entende-se por variáveis médias o valor médio de cada variável (geralmente corrente no indutor e tensão no capacitor), valor médio calculado a cada período de chaveamento, isto significa que o modelo não é capaz de representar a ondulação da corrente ou da tensão, mas sim a evolução do valor médio destas variáveis.

Para a modelagem do conversor *Buck*, o funcionamento será no modo de condução contínua (MCC), onde o conversor apresenta dois estados, um durante o período de condução e outro durante o bloqueio da chave *S* (Barbi, 2015). A Figura 11 representa o conversor *Buck* com suas não idealidades.

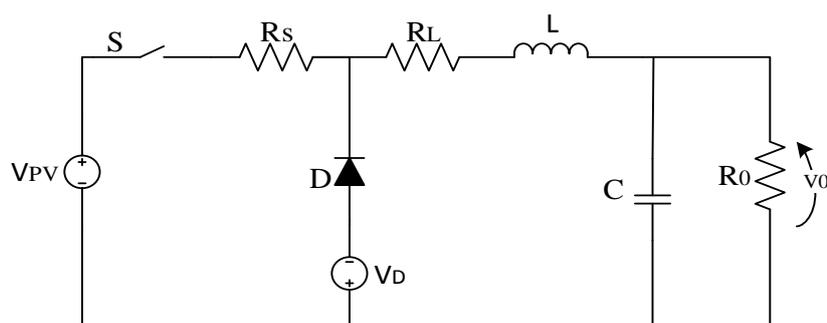


Figura 11 – Conversor *Buck* com componentes não ideais.

Seja  $D$  a razão cíclica. Os circuitos equivalentes para intervalos de tempo  $(0, DT)$  e  $(DT, T)$  são apresentados na Figura 12 (a) e (b).

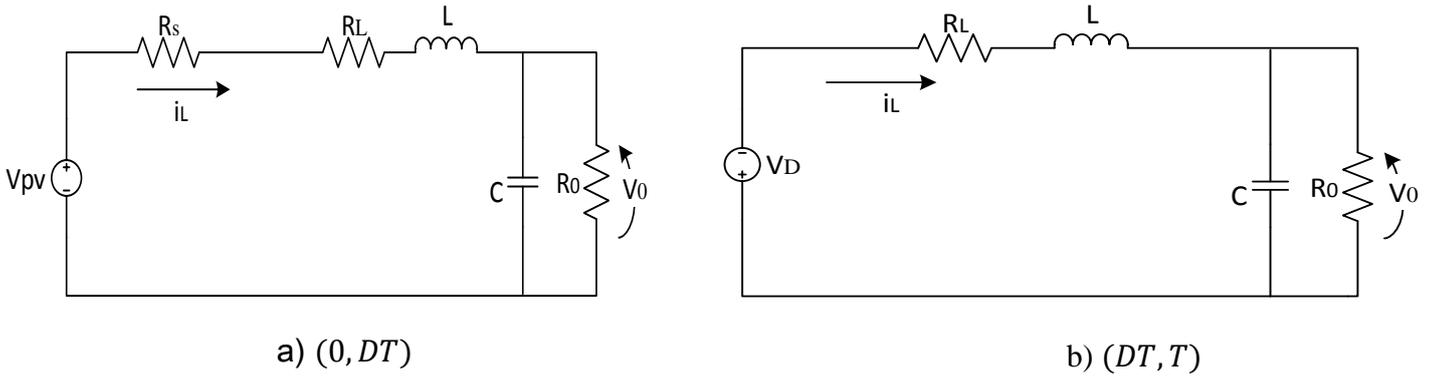


Figura 12 – Estados topológicos do conversor *Buck* (a) período de condução da chave *S*, (b) circuito equivalente durante o período de bloqueio da chave *S*.

Primeiramente será analisado o circuito para o período de condução da chave *S* como representado na Figura 12(a). O comportamento do circuito é descrito pelas equações (3.8) e (3.9).

$$L \frac{di_L}{dt} = -R_S \cdot i_L - R_L \cdot i_L - v_C + v_{PV} \quad (3.8)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L - \frac{v_C}{R_0} \quad (3.9)$$

As equações acima na forma matricial, podem ser representadas por:

$$\begin{pmatrix} L \frac{di_L}{dt} \\ C \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_S - R_L & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_0} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{PV} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Multiplicando todos os termos de (3.10) por *D* tem-se:

$$\begin{pmatrix} D \cdot L \frac{di_L}{dt} \\ D \cdot C \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D \cdot (-R_S - R_L) & -D \\ D & -\frac{D}{R_0} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D \cdot v_{PV} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Já as equações (3.12) e (3.13) descrevem o comportamento do circuito equivalente durante o período de bloqueio da chave *S*.

$$L \frac{di_L}{dt} = -R_L \cdot i_L - v_C - v_D \quad (3.12)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L - \frac{v_C}{R_0} \quad (3.13)$$

Na forma matricial (3.12) e (3.13) podem ser representadas da seguinte forma:

$$\begin{pmatrix} L \frac{di_L}{dt} \\ C \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_L & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_0} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -v_D \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

Fazendo a multiplicação dos termos da equação acima por  $(1 - D)$  obtém-se:

$$\begin{pmatrix} (1 - D) \cdot L \frac{di_L}{dt} \\ (1 - D) \cdot C \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(1 - D) \cdot R_L & -(1 - D) \\ (1 - D) & -\frac{(1 - D)}{R_0} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -(1 - D)v_D \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Agora fazendo o somatório da equação (3.14) com a (3.15)

Como,

$$\begin{pmatrix} D \cdot L \frac{di_L}{dt} \\ D \cdot C \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (1 - D) \cdot L \frac{di_L}{dt} \\ (1 - D) \cdot C \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L \frac{di_L}{dt} \\ C \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

Tem-se:

$$\begin{pmatrix} L \frac{di_L}{dt} \\ C \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D \cdot (-R_S - R_L) & -D \\ D & -\frac{D}{R_0} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -(1 - D) \cdot R_L & -(1 - D) \\ (1 - D) & -\frac{(1 - D)}{R_0} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

$$+ \begin{pmatrix} D \cdot v_{PV} \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -(1 - D) \cdot v_D \\ 0 \end{pmatrix}$$

Manipulando a equação acima pode-se se chegar a equação (3.18):

$$\begin{pmatrix} L \frac{di_L}{dt} \\ C \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D \cdot (-R_S - R_L) & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_0} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D \cdot v_{PV} - (1 - D) \cdot v_D \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Pode-se ainda representar o modelo por duas equações diferenciais de primeira ordem:

$$L \frac{di_L}{dt} = -(D \cdot R_S + R_L) \cdot i_L - v_C + D \cdot v_{PV} - (1 - D) \cdot v_D \quad (3.19)$$

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L - \frac{v_C}{R_0} \quad (3.20)$$

As equações (3.19) e (3.20) correspondem ao circuito representado na Figura 13.

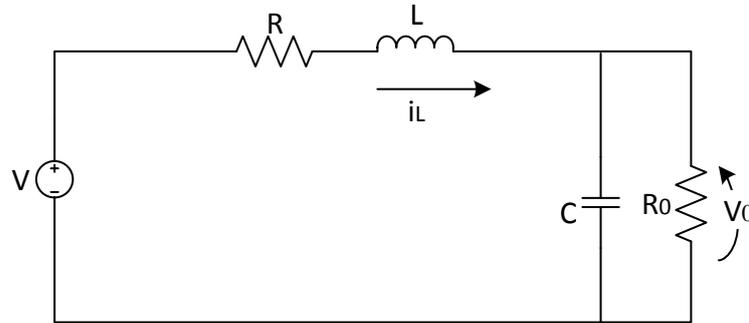


Figura 13 – Circuito médio equivalente do conversor *Buck*.

sendo que,

$$V = D \cdot v_{PV} - (1 - D) \cdot v_D \quad (3.21)$$

$$R = D \cdot R_S + R_L \quad (3.22)$$

Assumindo a operação em regime permanente do conversor pode-se fazer  $di_L/dt$  e  $dv_C/dt$  iguais à zero em (3.19) e (3.20), respectivamente, resultando no circuito equivalente mostrado na Figura 14.

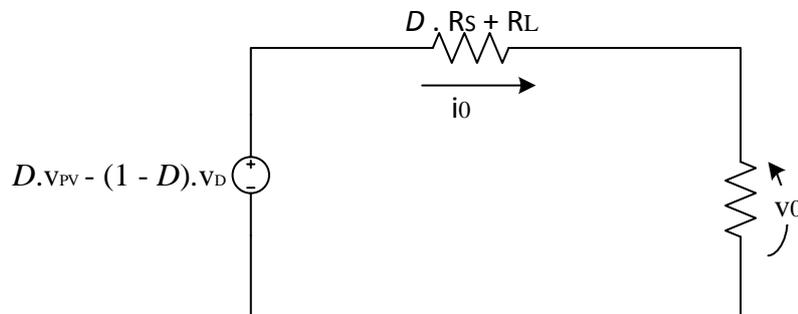


Figura 14 – Circuito equivalente para operação em regime permanente.

$I_0$  é a corrente determinada pela equação (3.23).

$$I_0 = \frac{D \cdot v_{PV} - (1 - D) \cdot v_D}{D \cdot R_S + R_L + R_0} \quad (3.23)$$

Assim,

$$V_0 = R_0 \cdot I_0 \quad (3.24)$$

e

$$V_0 = \frac{R_0 \cdot [D \cdot v_{PV} - (1 - D) \cdot v_D]}{D \cdot R_S + R_L + R_0} \quad (3.25)$$

Portanto o ganho estático só é válido se a carga for resistiva, isto é  $R_0$ , sendo determinado pela seguinte equação:

$$G = \frac{V_0}{V_{PV}} \quad (3.26)$$

Manipulando (3.25) chega-se a:

$$G = \frac{R_0 \cdot [D - (1 - D) \cdot \frac{v_D}{v_{PV}}]}{D \cdot R_S + R_L + R_0} \quad (3.27)$$

Para o caso de um conversor ideal, onde:  $R_S = R_L = v_D = 0$ , a relação (3.27) fica como se segue:

$$G = D \quad (3.28)$$

Os dois estados topológicos que foram vistos através da Figura 12, podem ser representados pelas duas expressões abaixo:

$$\dot{x} = A_1 \cdot X + B_1 \cdot U \quad (3.29)$$

$$\dot{x} = A_2 \cdot X + B_2 \cdot U \quad (3.30)$$

Sendo obtida também por esta outra expressão:

$$\dot{x} = [A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D)] \cdot X + [B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D)] \cdot U \quad (3.31)$$

Adotando as seguintes definições:

$$x = X + \tilde{x} \quad (3.32)$$

$$d = D + \tilde{d} \quad (3.33)$$

onde  $X$  representa o vetor de estados e  $D$  representa a razão cíclica, para um ponto de operação. As variáveis  $\tilde{x}$  e  $\tilde{d}$  correspondem a pequenas alterações alternadas do vetor de estados e da razão cíclica em torno desse ponto de operação.

Assim:

$$\dot{x} = \dot{X} + \dot{\tilde{x}} \quad (3.34)$$

Sendo  $\dot{X} = 0$ . Então:

$$\dot{x} = \dot{\tilde{x}} \quad (3.35)$$

Substituindo as equações (3.32), (3.33) e (3.34) na expressão geral (3.31), tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{X} + \dot{\tilde{x}} &= [A_1 \cdot (D + \tilde{d}) + A_2 \cdot (1 - D - \tilde{d})] \cdot (X + \tilde{x}) \\ &+ [B_1 \cdot (D + \tilde{d}) + B_2 \cdot (1 - D - \tilde{d})] \cdot U \end{aligned} \quad (3.36)$$

Desenvolvendo cada membro em separado tem-se:

$$\begin{aligned} &[A_1 \cdot (D + \tilde{d}) + A_2 \cdot (1 - D - \tilde{d})] \cdot (X + \tilde{x}) \\ &= [A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D)] \cdot X + (A_1 - A_2) \cdot \tilde{d} \cdot X \\ &+ [A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D)] \cdot \tilde{x} + (A_1 - A_2) \cdot \tilde{d} \cdot \tilde{x} \end{aligned} \quad (3.37)$$

Sendo  $(A_1 - A_2) \cdot \tilde{d} \cdot \tilde{x} \approx 0$

Então, como  $\dot{X} = 0$ , pode-se reescrever a equação (3.37) da seguinte forma:

$$[A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D)] \cdot X + [B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D)] \cdot U = 0 \quad (3.38)$$

Desenvolvendo o segundo termo da equação (3.36), tem-se a outra expressão (3.39).

$$P = [B_1 \cdot (D + \tilde{d}) + B_2 \cdot (1 - D - \tilde{d})] \cdot U \quad (3.39)$$

Assim,

$$P = [B_1 \cdot D + B_1 \cdot \tilde{d} + B_2 \cdot (1 - D) B_2 \cdot \tilde{d}] \cdot U \quad (3.40)$$

Portanto,

$$P = [B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D)] \cdot U + [B_1 \cdot \tilde{d} - B_2 \cdot \tilde{d}] \cdot U \quad (3.41)$$

Fazendo as combinações entre as equações (3.36), (3.38) e (3.41) tem-se:

$$\dot{\tilde{x}} = [A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D)] \cdot \tilde{x} + (A_1 - A_2) \cdot X \cdot \tilde{d} + (B_1 - B_2) \cdot U \cdot \tilde{d} \quad (3.42)$$

A equação (3.42) representa um sistema de equações diferenciais, lineares e invariantes no tempo de 1ª ordem e descreve o comportamento do conversor para pequenas componentes alternadas em torno do ponto de operação definido por  $X$  e  $D$ . Como o objetivo é encontrar a função de transferência, a expressão acima será utilizada. Foram obtidas no início da modelagem as seguintes equações (3.43) e (3.44), respectivamente para o período de condução da chave e para o período de bloqueio da chave.

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_S + R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_0 \cdot C} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{v_{PV}}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.43)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_0 \cdot C} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{-(1 - D) \cdot v_D}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

Admitindo para efeitos de simplificação que:  $v_D = R_S = 0$ .

Assim,

$$A_1 = A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_0 \cdot C} \end{pmatrix} \quad (3.45)$$

$$B_2 = 0 \quad (3.46)$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{v_{PV}}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

Fazendo a substituição das equações (3.45), (3.46) e (3.47) na equação (3.43) tem-se (3.48).

$$\dot{\tilde{x}} = A_1 \cdot \tilde{x} + B_1 \cdot U \cdot \tilde{d} \quad (3.48)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (3.48) obtém-se:

$$I \cdot s \cdot \tilde{x}(s) = A_1 \cdot \tilde{x}(s) + B_1 \cdot U \cdot \tilde{d}(s) \quad (3.49)$$

sendo I a matriz identidade. Então:

$$\tilde{x}(s) \cdot [s \cdot I - A_1] = B_1 \cdot U \cdot \tilde{d}(s) \quad (3.50)$$

ou,

$$\tilde{x}(s) = [s \cdot I - A_1]^{-1} \cdot B_1 \cdot U \cdot \tilde{d}(s) \quad (3.51)$$

$$[s \cdot I - A_1] = \begin{pmatrix} s + \frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{1}{R_0 \cdot C} \end{pmatrix} \quad (3.52)$$

Então:

$$[s.I - A_1]^{-1} = \frac{1}{M(s)} \begin{pmatrix} L \cdot (1 + C \cdot R_0 \cdot s) & C \cdot R_0 \\ L \cdot R_0 & R_0 \cdot C \cdot (R_L + L \cdot s) \end{pmatrix} \quad (3.53)$$

Sendo,

$$M(s) = \frac{1}{R_0 + R_L + L \cdot s + C \cdot R_0 \cdot R_L \cdot s + L \cdot C \cdot R_0 \cdot s^2} \quad (3.54)$$

e

$$B \cdot U \cdot \tilde{d}(s) = \begin{pmatrix} v_{PV} \cdot \tilde{d}(s) \\ L \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.55)$$

Pelas equações (3.53) e (3.55) chega-se a equação (3.56).

$$\begin{pmatrix} \tilde{i}_L(s) \\ \tilde{V}_C(s) \end{pmatrix} = \frac{1}{M(s)} \cdot \begin{pmatrix} V_{PV} \cdot (1 + C \cdot R_0 \cdot s) \cdot \tilde{d}(s) \\ V_{PV} \cdot R_0 \cdot \tilde{d}(s) \end{pmatrix} \quad (3.56)$$

Então:

$$\tilde{V}_C(s) = \frac{V_{PV} \cdot R_0 \cdot \tilde{d}(s)}{M(s)} \quad (3.57)$$

Assim,

$$\frac{\tilde{V}_C(s)}{\tilde{d}(s)} = V_{PV} \cdot \frac{R_0}{M(s)} \quad (3.58)$$

$$\frac{R_0}{M(s)} = \frac{1}{L \cdot C [s^2 + s \left( \frac{1}{C \cdot R_0} + \frac{R_L}{L} \right) + \frac{1}{L \cdot C} \cdot \left( \frac{R_0 + R_L}{R_0} \right)]} \quad (3.59)$$

Seja  $R_0 \ll R_L$ .

Então,

$$\frac{\tilde{V}_C(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_{PV}}{L \cdot C [s^2 + s \left( \frac{1}{C \cdot R_0} + \frac{R_L}{L} \right) + \frac{1}{L \cdot C}]} \quad (3.60)$$

As seguintes definições:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (3.61)$$

$$\xi = \frac{\left( \frac{1}{C \cdot R_0} + \frac{R_L}{L} \right)}{2 \cdot \omega_0} \quad (3.62)$$

Assim a função de transferência do conversor *Buck* é:

$$\frac{\tilde{V}_C(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_{PV} \cdot \omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (3.63)$$

A função de transferência do conversor *Buck* acima relaciona a tensão de saída, causada por uma pequena perturbação alternada da razão cíclica em torno de um ponto de operação.

### 3.3.2 PROJETO DO CONTROLADOR

No modelo aqui desenvolvido, utilizou o conversor *Buck* com auxílio do MPPT, controlado a fim de que a tensão de entrada do painel fotovoltaico fosse adequada, de forma que a máxima potência possível possa ser fornecida. Esse funcionamento está ilustrado na Figura 15 abaixo.

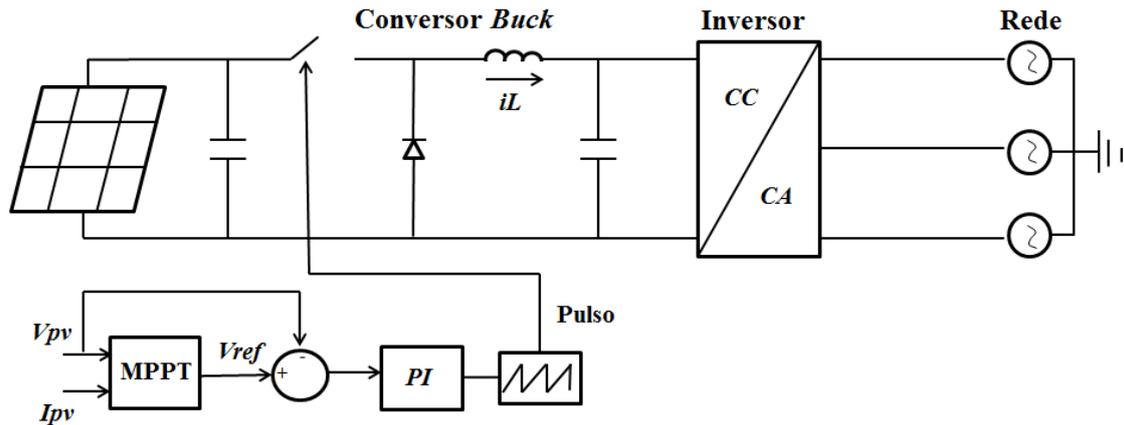


Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema com o controlador de tensão.

Para o projeto do controlador de tensão utilizou-se o método do lugar das raízes, que é uma representação gráfica que consiste visualizar de que maneira os “polos” (raízes) do sistema em malha fechada variam quando se modifica o valor de um parâmetro específico, geralmente este sendo representado pelo “ganho” (Hey, 1997).

Atualmente, é admissível obter os polos do sistema em malha fechada de forma rápida e exata usando métodos computacionais. Ainda assim, o método do lugar das raízes (Ferreira, 2007) continua sendo um método de grande utilidade no projeto de sistemas de controle por permitir ao projetista determinar corretamente a estrutura do controlador adequado a cada sistema.

A seguir é apresentada a síntese do projeto para o controlador de tensão:

1º Passo: Encontrar a função de transferência  $G(s)$  da planta com os parâmetros do conversor. Fazendo a substituição dos parâmetros do conversor *Buck*:  $V_{PV} = 900V$ ; (para obter esta tensão foram conectados 22 módulos em série)  $L = 50\mu H$ ;  $C = 4700\mu F$ ; sendo  $R_L = 1\Omega$ ; e  $R_0 = 50\Omega$  extraídos de (Barbi, 2015), na equação (3.60) tem-se a seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{3,83 \times 10^9}{[s^2 + (2 \times 10^4)s + 4,25 \times 10^6]} \quad (3.64)$$

2º Passo: Localizar os pólos da função de transferência em malha fechada (FTMF) sem compensador.

$$FTMF = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \quad (3.65)$$

Sendo  $G(s)$  a função de transferência da planta encontrada na equação (3.64) tem-se que a função de transferência em malha fechada é:

$$FTMF = \frac{3,83 \times 10^9}{[s^2 + (2 \times 10^4)s + 3,83 \times 10^9]} \quad (3.66)$$

Logo os pólos são dados igualando o denominador da função de transferência em malha fechada acima a zero.

$$s^2 + (2 \times 10^4)s + 3,83 \times 10^9 = 0 \quad (3.67)$$

Portanto os polos são:

$$s_{1,2} = -1,00 \times 10^4 + 6,10 \times 10^4 j \quad (3.68)$$

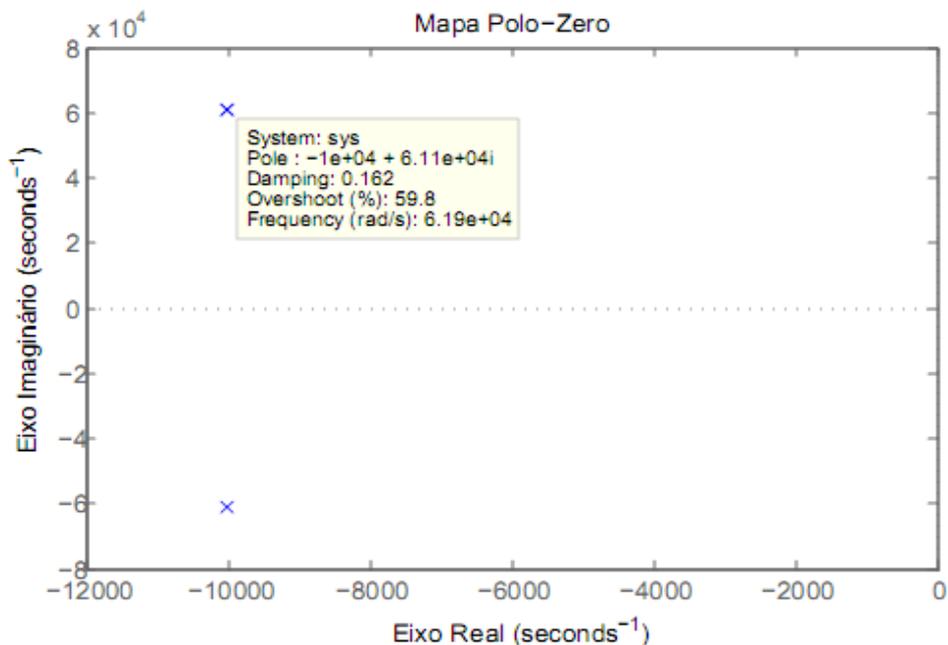


Figura 16 – Pólos da função de transferência.

Através dos pólos pode-se chegar a seguinte frequência natural e coeficiente de amortecimento:

$$\omega_n = \sqrt{(1,00 \times 10^4)^2 + (6,10 \times 10^4)^2} = 6,18 \times 10^4 \quad (3.69)$$

e

$$\xi \cdot \omega_n = 1,00 \times 10^4 \quad (3.70)$$

$$\xi = 0,16$$

3º Passo: Determinar a constante de erro estático de posição ( $K_p$ ). Fazendo  $s$  tender a zero tem-se:

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) = \quad (3.71)$$

$$G(0) = \frac{3,83 \times 10^9}{[s^2 + (2 \times 10^4)s + 4,25 \times 10^6]}$$

Portanto,

$$k_p = 901,17 \quad (3.72)$$

E o erro de regime permanente é dado por:

$$e_{ss} = \frac{1}{1 + K_p} \quad (3.73)$$

Então:

$$e_{ss} = 0,0011 \quad (3.74)$$

4º Passo: Projeto do controlador.

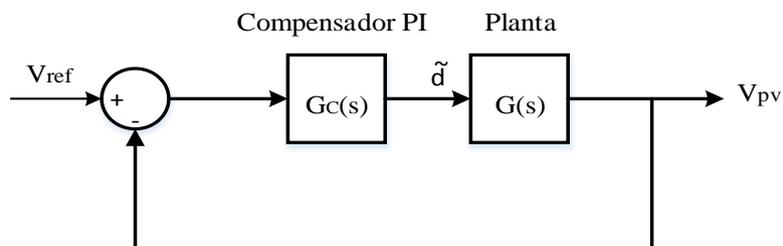


Figura 17 – Diagrama de blocos para a função de transferência em malha fechada com o compensador (controlador).

O controlador escolhido foi o controlador *PI* que é representado pela seguinte equação:

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \frac{(s + z)}{s} \quad (3.75)$$

Arbitrando  $z = 10$

A posição do zero do controlador *PI* é definido arbitrariamente pelo projetista, quando utilizado o método do lugar das raízes. Como o interesse é eliminar o erro em regime permanente, sem alterar significativamente a resposta transitória da planta, é permitido assim identificar o ganho que atenda, a especificação de projeto como, por exemplo, o coeficiente de amortecimento da planta.

$$G_C(s) = K_p \frac{(s + 10)}{s} \quad (3.76)$$

$$K_p \frac{(s + 10)}{s} = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Daí pode-se encontrar  $K_i$

$$K_i = 10K_p \quad (3.77)$$

Fazendo  $G_C(s) \cdot G(s)$  tem-se que:

$$G_C(s) \cdot G(s) = K_p \frac{(s + 10)}{s} \cdot \frac{3,83 \times 10^9}{(s^2 + (2 \times 10^4)s + 4,25 \times 10^6)} \quad (3.78)$$

Portanto:

$$G_C(s) \cdot G(s) = \frac{3,83 \times 10^9 K_p (s + 10)}{s(s^2 + (2 \times 10^4)s + 4,25 \times 10^6)} \quad (3.79)$$

Na Figura abaixo é representado o lugar das raízes da função de transferência da planta  $G(s)$  e também da planta com o controlador  $G_C(s) \cdot G(s)$ .

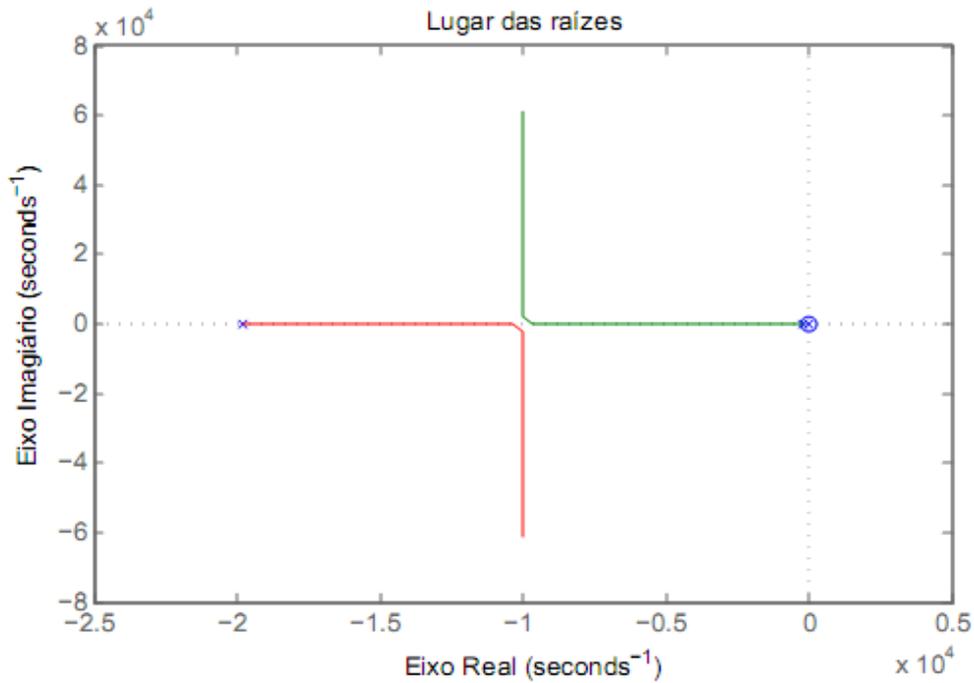


Figura 18 – Lugar das raízes (Root Locus).

Através do módulo de  $|G_C(s) \cdot G(s)|_S = 1$  tem-se:

$$\left| \frac{3,83 \times 10^9 K_p (s + 10)}{s(s^2 + (2 \times 10^4)s + 4,25 \times 10^6)} \right|_{-1,00 \times 10^4 + 6,10 \times 10^4 j} = 1 \quad (3.80)$$

Pela equação acima tem-se o valor de do ganho  $K_p$  do controlador:

$$K_p = 0,99 \approx 1 \quad (3.81)$$

E utilizando a Equação (3.77) encontrada anteriormente tem-se o valor do ganho  $K_i$

$$K_i = 10 \cdot (1) = 10 \quad (3.82)$$

Sendo portanto a resposta a um degrau unitário um sistema subamortecido, representado na Figura 19.

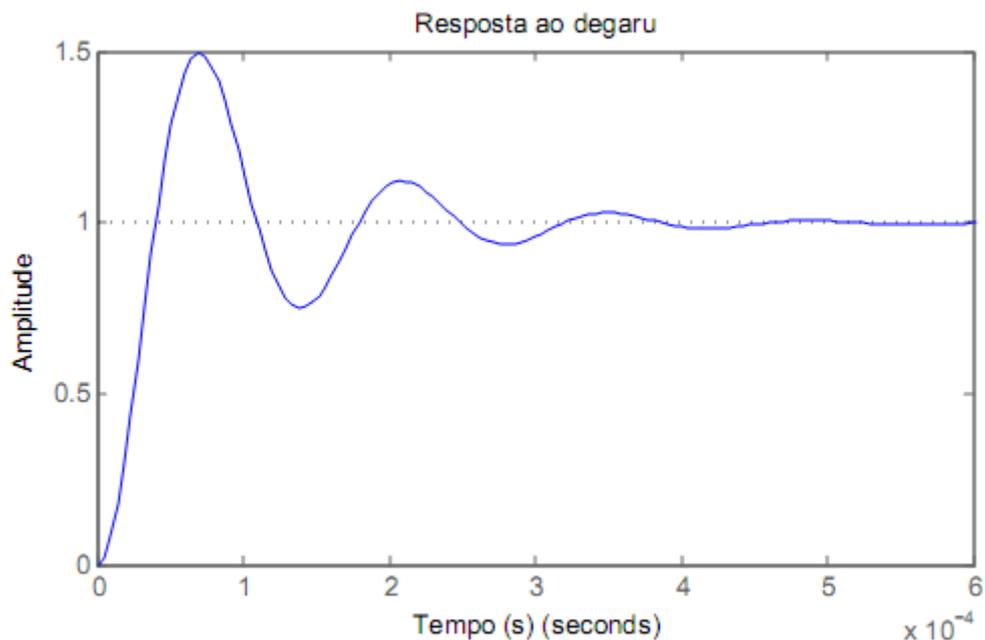


Figura 19 – Resposta ao degrau do sistema.

### 3.4. CONVERSOR CC-CA (2º ESTÁGIO)

Os conversores que realizam a transformação de corrente contínua em corrente alternada, ou seja, CC-CA, são denominados inversores, fornecendo em sua saída tensões alternadas com amplitude e frequência desejada.

Os painéis fotovoltaicos geram energia na forma CC, ou seja, corrente contínua. Mas a maioria dos equipamentos eletroeletrônicos comercialmente encontrados necessita de energia na forma CA. Para isso faz-se necessário a utilização de inversores entre a carga e o sistema fotovoltaico. O inversor deve dissipar o mínimo de potência, evitando as perdas e deve produzir uma tensão com baixo teor de harmônicos e em sincronismo com a rede elétrica, se o sistema fotovoltaico estiver interligado a rede elétrica. Muitas vezes utilizam-se filtros para minimizar o conteúdo de harmônicos.

Detalhes quanto aos tipos de inversores e a classificação de acordo com o tipo de tensão CA produzida na saída podem ser encontrados em (Rodrigues, 2014) e (Barbosa, 2000).

Neste trabalho foi implementado um conversor CC-CA trifásico em ponte completa, com tensão de saída de 2 níveis, para interligar um sistema fotovoltaico à rede

elétrica. O conversor CC-CA trifásico alimentado em tensão, comumente chamado na literatura como VSI (*Voltage Source Inverter*), é a topologia de conversor trifásico mais difundida no mundo quando se trata de fornecer energia proveniente de um arranjo de painéis fotovoltaicos à rede elétrica trifásica (Casaro, 2010).

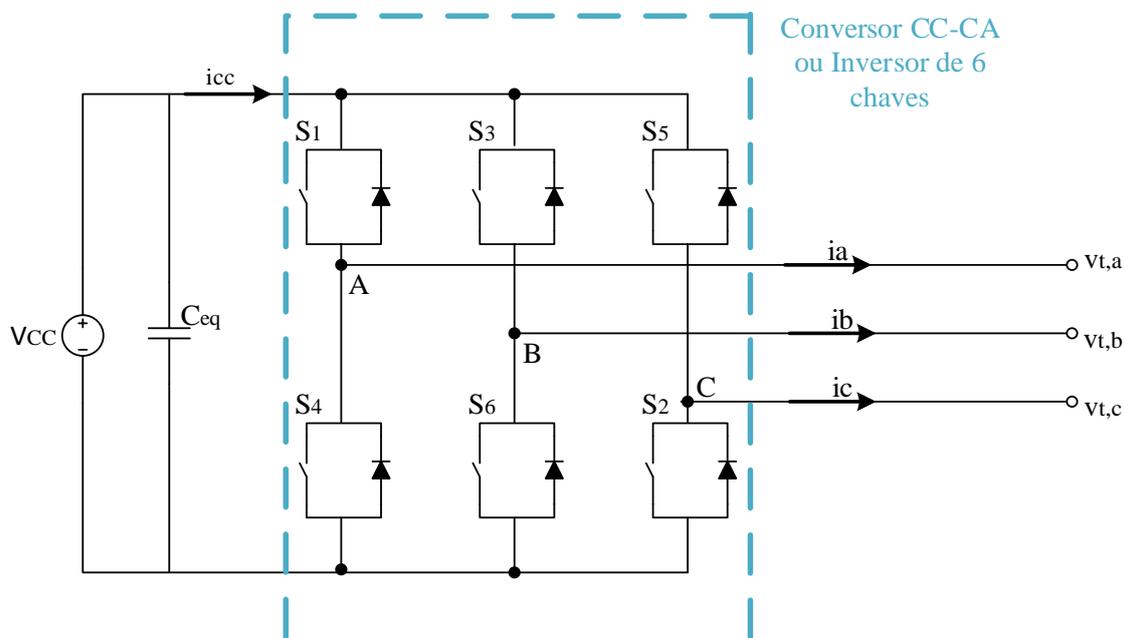


Figura 20 – Diagrama do inversor trifásico.

Há dois interruptores IGBTs para cada fase. Cada chaveamento do interruptor IGBT é controlado por um sinal CC para o estado de condução ou não condução. Para cada um dos componentes do sistema de potência trifásico (A, B ou C), quando a chave superior está conduzindo, a chave inferior está sempre no estado de não-condução. Este processo acontece de forma inversa também, se a chave superior está bloqueada, a inferior passa a conduzir, existindo apenas um curto espaço de tempo entre esta operação que é chamada de tempo morto ou (*dead time*), em que as duas chaves de um mesmo braço ficam bloqueadas.

### 3.4.1 MODELAGEM DO CONVERSOR CC-CA CONECTADO À REDE ELÉTRICA TRIFÁSICA

A Figura 21 mostra um diagrama de blocos do inversor conectado a rede elétrica CA trifásica. O lado CC do VSC é conectado a uma fonte de tensão CC. Cada fase do

VSC faz interface com o sistema de corrente alternada através de um filtro passa baixa (filtro  $RL$ ). Os conversores juntamente com o painel fotovoltaico são designados neste trabalho como um sistema de geração distribuída.

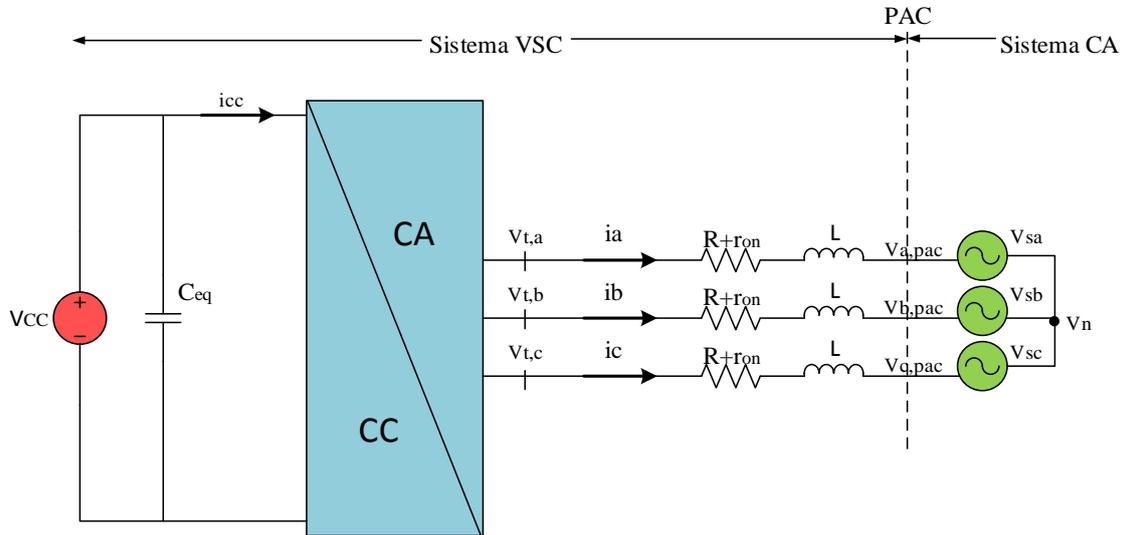


Figura 21 – Diagrama esquemático do conversor fonte de tensão conectado a rede elétrica trifásica.

Para a modelagem do conversor CC-CA conectado a rede elétrica trifásica será usado o conceito de fasor espacial ou também chamado vetor espacial. Desprezando os harmônicos de tensão e corrente causado pela comutação das chaves do inversor, pode-se obter as seguintes equações para cada fase do VSC trifásico:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -(R + r_{on})i_a + V_{t,a} - V_{a,pac} \\ L \frac{di_b}{dt} = -(R + r_{on})i_b + V_{t,b} - V_{b,pac} \\ L \frac{di_c}{dt} = -(R + r_{on})i_c + V_{t,c} - V_{c,pac} \end{cases} \quad (3.83)$$

sendo  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  as correntes nas fase a, b e c respectivamente dadas em (A),  $V_{t,a}$ ,  $V_{t,b}$  e  $V_{t,c}$  as tensões instantâneas em (V),  $V_{a,pac}$ ,  $V_{b,pac}$  e  $V_{c,pac}$  as tensões no ponto de acoplamento comum,  $L$  e  $(R + r_{on})$  representam respectivamente em série a indutância em (H) e a resistência equivalente em ( $\Omega$ ) do inversor.

Fazendo a soma das três equações do sistema acima e multiplicando-as por  $\left(\frac{2}{3}\right) e^{j0}$ ,  $\left(\frac{2}{3}\right) e^{j\frac{2\pi}{3}}$  e  $\left(\frac{2}{3}\right) e^{j\frac{4\pi}{3}}$  respectivamente pode-se obter a seguinte equação:

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -(R + r_{on})\vec{i} + \vec{V}_t - \vec{V}_{pac} \quad (3.84)$$

Admitindo que as tensões no ponto de acoplamento comum PAC são equilibradas e simétricas tem-se:

$$\begin{cases} V_{a,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi v_1) \\ V_{b,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi v_1 - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{c,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi v_1 - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.85)$$

onde  $\hat{V}_{pac}$  é valor de pico no ponto de acoplamento comum,  $\omega_1$  é a frequência angular fundamental em (rad/s) e  $\phi v_1$  é o ângulo de fase genérico em (rad) da tensão da rede no ponto PAC. As tensões adquiridas no sistema de equações acima podem ser representadas na forma geral pelo fasor espacial:

$$\vec{v}_{pac} = \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 t + \phi v_1)} \quad (3.86)$$

Fazendo a substituição de  $\vec{V}_{pac}$  da equação acima (3.86) na equação (3.84) tem-se:

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -(R + r_{on})\vec{i} + \vec{V}_t - \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 t + \phi v_1)} \quad (3.87)$$

Substituindo (3.87) pelos fasores  $\vec{i} = i_{dq} e^{j\rho}$  e  $\vec{V}_t = V_{tdq} e^{j\rho}$  em termos de suas componentes  $dq$  da corrente e da tensão chega-se a equação abaixo:

$$L \frac{d}{dt} (i_{dq} e^{j\rho}) = -(R + r_{on})(i_{dq} e^{j\rho}) + V_{tdq} e^{j\rho} - \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 t + \phi v_1)} \quad (3.88)$$

onde  $f_{dq} = f_d + jf_q$ , que vem da representação fasorial encontrada em (Yazdani e Iravani, 2010). Portanto a equação (3.88) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$L \frac{d}{dt}(i_{dq}) = -j \left( L \frac{d\rho}{dt} \right) i_{dq} - (R + r_{on})(i_{dq}) + V_{tdq} - \hat{V}_{pac} e^{j(\omega_1 t + \phi v_1 - \rho)} \quad (3.89)$$

Decompondo a equação (3.89) em componentes reais e imaginárias é deduzido que:

$$\begin{cases} L \frac{d i_d}{dt} = \left( L \frac{d\rho}{dt} \right) i_q - (R + r_{on})(i_d) + V_{td} - \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi v_1 - \rho) \\ L \frac{d i_q}{dt} = - \left( L \frac{d\rho}{dt} \right) i_d - (R + r_{on})(i_q) + V_{tq} - \hat{V}_{pac} \text{sen}(\omega_1 t + \phi v_1 - \rho) \end{cases} \quad (3.90)$$

$$\text{sendo } \frac{d\rho}{dt} = \omega_1.$$

$$\begin{cases} L \frac{d i_d}{dt} = L\omega_1(t) i_q - (R + r_{on})(i_d) + V_{td} - \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi v_1 - \rho) \\ L \frac{d i_q}{dt} = -L\omega_1(t) i_d - (R + r_{on})(i_q) + V_{tq} - \hat{V}_{pac} \text{sen}(\omega_1 t + \phi v_1 - \rho) \end{cases} \quad (3.91)$$

Supondo agora que  $\rho$  tenha uma condição inicial zero e que  $\omega_1(t) = 0$  Consequentemente  $\rho$  permanece zero em todos os momentos. Assim (3.91) pode assumir a seguinte forma:

$$\begin{cases} L \frac{d i_d}{dt} = -(R + r_{on})(i_d) + V_{td} - \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi v_1) \\ L \frac{d i_q}{dt} = -(R + r_{on})(i_q) + V_{tq} - \hat{V}_{pac} \text{sen}(\omega_1 t + \phi v_1) \end{cases} \quad (3.92)$$

Fazendo  $\rho = (\omega_1 t + \phi v_1)$  pode-se reescrever a equação (3.91) da seguinte forma:

$$\begin{cases} L \frac{d I_d}{dt} = L\omega_1 I_q - (R + r_{on}) I_d + V_{t,d} - \hat{V}_{pac} \\ L \frac{d I_q}{dt} = -L\omega_1 I_d - (R + r_{on}) I_q + V_{t,q} \end{cases} \quad (3.93)$$

A escolha da variável  $\rho = (\omega_1 t + \phi v_1)$  transformou o sistema descrito no espaço de estados em (3.91). no qual as variáveis de estado  $i_d$  e  $i_q$  dependiam de funções variantes no tempo (cosseno e seno), em um sistema de segunda ordem excitado por uma entrada constante  $\hat{V}_{pac}$  mostrado em (3.93).

### 3.5 PROJETO DO CONTROLADOR

Alguns projetos de controle para sistemas acoplados à rede elétrica já foram sugeridos e largamente estudados por (Timbus et al, 2009) e (Katiraei et al, 2008). Um dos projetos consiste em uma malha de controle com resposta mais rápida que tem a função de regular a corrente injetada na rede. O outro projeto é de uma malha de controle mais lenta, esta por sua vez tem a função de controlar a tensão no barramento CC do conversor estático, no caso de conexão de fontes não despacháveis.

A qualidade da energia fornecida pelo sistema de geração distribuída, a proteção contra curto circuitos, a compensação de harmônicos e a rápida resposta dinâmica é papel da malha de controle de corrente (Almeida, 2011). Já o controlador de tensão no barramento CC é usualmente projetado com ênfase na estabilidade do sistema, possuindo uma dinâmica relativamente mais lenta quando comparado ao controlador de corrente.

#### 3.5.1 PROJETO DO CONTROLADOR DAS CORRENTES

O sistema de coordenadas síncrono, também denominado de sistema de coordenadas  $dq$  utiliza a transformada de *Park* para referenciar as formas de onda senoidais de tensão e corrente num sistema de coordenadas ortogonais  $dq0$ , que gira em sincronismo com o vetor espacial das tensões trifásicas da rede CA. Neste sentido o sistema de coordenadas, as grandezas alternadas e as variáveis de controle possuem um desempenho estacionário, permitindo o projeto de controladores (Almeida, 2011).

A modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*) – PWM é uma técnica utilizada em várias aplicações, que vão de medição e comunicação à controle de potência e conversão. É também usado para controlar as tensões e correntes de saída dos conversores estáticos. A modulação determina: a frequência dos pulsos, duração dos pulsos e sequência dos pulsos.

Neste trabalho foi empregada a (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) – SPWM, onde a largura do pulso de saída do modulador varia de acordo com a amplitude do sinal de referência (senoidal), em comparação com o sinal da portadora, gerando assim a modulação por largura de pulso senoidal.

O controle  $dq$  é baseado nas equações (3.91), assumindo o funcionamento em estado estacionário e substituindo  $\omega_1(t) = \omega_0$  tem-se o seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - (R + r_{on})(i_d) + V_{td} - V_{d,pac} \\ L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_d - (R + r_{on})(i_q) + V_{tq} - V_{q,pac} \end{cases} \quad (3.94)$$

As tensões  $e_d$  e  $e_q$  presentes na modelagem do conversor, bem como o acoplamento cruzado entre as correntes  $i_d$  e  $i_q$  dificultam a obtenção de funções de transferência para projetar os controladores  $C_i(s)$ .

Uma alternativa eficiente pode ser alcançada compensando os sinais (variáveis) indesejadas, em cada coordenada (eixo), conforme mostrado na Figura 22.

Em consequência da estratégia de desacoplamento das correntes de eixo  $d$  e  $q$  pode-se redesenhar o diagrama de blocos, focando na malha interna de controle de correntes, conforme mostrado na Figura 22.

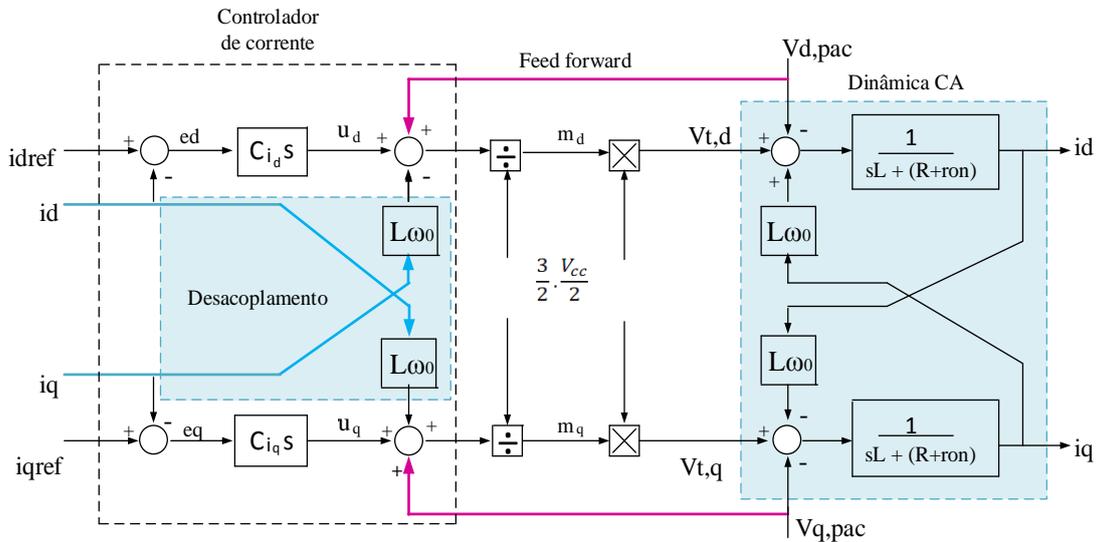


Figura 22: Diagrama de blocos dos controladores de eixo  $d$  e  $q$  com indicação das malhas de compensação.

Avaliando a estratégia de modulação e desprezando os harmônicos gerados pela comutação das chaves do inversor pode-se obter as seguintes equações para as  $v_{t,d}$  e  $v_{t,q}$ :

$$v_{t,d} = \frac{3}{2} \left( \frac{V_{cc}}{2} \right) m_d \quad (3.95)$$

$$v_{t,q} = \frac{3}{2} \left( \frac{V_{cc}}{2} \right) m_q \quad (3.96)$$

onde os fatores de modulação do eixo direto e em quadratura  $m_d$  e  $m_q$ .

Desacoplando a dinâmica das correntes, e também compensado o efeito das tensões no ponto de acoplamento comum pode-se determinar  $m_d$  e  $m_q$ .

$$m_d = \frac{2}{V_{cc}} (v_d - L\omega_0 i_q + V_{d,pac}) \quad (3.97)$$

$$m_q = \frac{2}{V_{cc}} (v_q + L\omega_0 i_d + V_{q,pac}) \quad (3.98)$$

onde  $v_d$  e  $v_q$  são as duas novas tensões de entrada de controle.

Este método oferece ao controlador do conversor robustez em relação a distúrbios referente a tensão da rede (Yazdani e Iravani, 2010).

Após o desacoplamento o comportamento dinâmico das correntes CA é caracterizado por (Baona, 2011):

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -(R + r_{on})i_d + v_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -(R + r_{on})i_q + v_q \end{cases} \quad (3.99)$$

Como pode observar em (3.99), as variáveis do eixo  $d$  e  $q$  estão desacopladas, ou seja,  $i_d$  e  $i_q$  podem ser controladas diretamente por  $v_d$  e  $v_q$ , respectivamente. Para o controle, as tensões  $v_d$  e  $v_q$  são saídas de dois compensadores, assim, o compensador do eixo direto processa:  $e_d = i_{dref} - i_d$ , onde um processo similar é feito para o eixo em quadratura (Almeida, 2012). Os controladores das correntes  $i_d$  e  $i_q$  são idênticos ao diagrama mostrado na Figura 23.

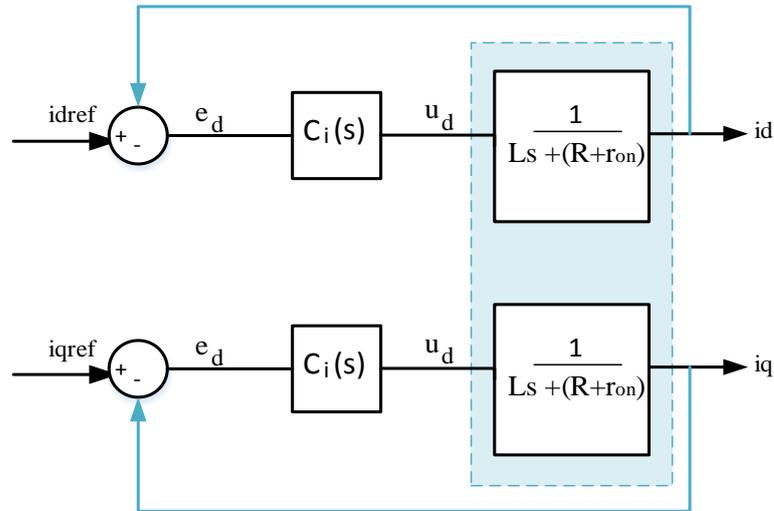


Figura 23: Diagrama de blocos dos controladores de eixo d e q totalmente desacoplados.

As funções de transferência em malha fechada é a mesma tanto para a corrente em  $i_d$ , quanto para a corrente em  $i_q$  e portanto o controlador  $C_i(s)$  é dado por:

$$C_i(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (3.100)$$

onde  $K_p$  e  $K_i$  são os ganhos proporcional e integral respectivamente do controlador. Para garantir que o sinal de referência seja seguido pelo sinal de corrente, sem possuir erro em regime, pode ser utilizado um controlador  $PI$ , visto que as variáveis de controle possuem uma característica estacionária (Almeida et al., 2012). Desse modo, a função de transferência de malha aberta do controlador de corrente da Figura 23 é dada pela expressão abaixo.

$$G(s) = \left(\frac{K_p}{Ls}\right) \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s + \frac{(R + r_{on})}{L}} \quad (3.101)$$

onde  $K_p$  e  $K_i$  são os ganhos proporcional e integral do controlador.

Haja vista que a resistência de saída do VSC é baixa, o polo da planta localizado em  $s = -(R + r_{on}/L)$  estará localizado muito próximo da origem, impondo uma resposta dinâmica muito lenta para a corrente do conversor (Yasdani & Iravani, 2010). Então

para corrigir esse problema, pode-se utilizar o zero do controlador em  $s = -(k_i/k_p)$  para cancelar o polo da planta (Almeida et al., 2012). E portanto, a função de transferência em malha fechada do sistema terá a seguinte forma.

$$G(s) = \frac{k_p}{sL} \quad (3.102)$$

E a função de transferência em malha fechada passa a ser:

$$\frac{I_d(s)}{I_{dref}(s)} = G_i(s) = \frac{1}{1 + \tau_i s} \quad (3.103)$$

sendo que,  $i_{dref}$  é a referência da corrente no eixo d e  $\tau_i = \frac{L}{k_{p,i}}$  a constante de tempo do sistema.

Assim, consegue-se obter os ganhos do compensador que podem ser descritos pela equação abaixo (Almeida et al., 2012).

Sendo  $R_{eq} = R + r_{on}$

$$\begin{cases} k_{p,i} = \frac{L}{\tau_i} \\ k_{i,i} = \frac{R_{eq}}{\tau_i} \end{cases} \quad (3.104)$$

O parâmetro  $\tau_i$  (constante de tempo do sistema compensado) deve ser pequeno o bastante para assegurar uma resposta rápida da planta. Em (Yazdani e Iravani, 2010) aconselha-se que a constante de tempo deve ter seu valor entre 0,5 ms e 5 ms. Um equacionamento detalhado pode ser visto também em (Yazdani e Iravani, 2010) sobre o controle de corrente.

Neste trabalho foi adotado respectivamente os seguintes valores para indutância e resistência:  $L = 1,2 \times 10^{-3} H$  e  $R_{eq} = 0,33 \Omega$ . (Fogli, 2014). Assim os valores dos compensadores são:

$$\begin{cases} k_{p,i} = \frac{L}{\tau_i} = \frac{1,2 \times 10^{-3}}{0,5 \times 10^{-3}} = 2,4 \\ k_{i,i} = \frac{R_{eq}}{\tau_i} = \frac{0,33}{0,5 \times 10^{-3}} = 660 \end{cases} \quad (3.105)$$

### 3.5.2 PROJETO CONTROLADOR DE TENSÃO

A tensão no barramento CC do conversor deve ser satisfatoriamente grande para que o conversor possa ser capaz de atuar na região linear da estratégia modulação PWM Senoidal injetando corrente na rede. A relação entre o valor máximo da componente fundamental da tensão de saída do conversor e a tensão no barramento CC é apresentada em (3.106) (Machado, 2011).

$$V_{CC} = \frac{3\sqrt{3}}{3} V_{max} \quad (3.106)$$

A tensão  $V_{max}$  deve ser no mínimo igual ao pico da tensão de fase do lado CA (lado da rede), ou seja,  $V_{max} = 180V$ . Fazendo a substituição de  $V_{max}$  na equação (3.106) tem-se o valor da tensão mínima do lado CC que o conversor deve operar.

$$V_{CCmin} = \frac{3\sqrt{3}}{3} \cdot 180V = 311,769V \quad (3.107)$$

Para que não aconteça à saturação da tensão de saída do conversor durante os transitórios deve-se antever uma tensão no barramento CC de operação maior que a tensão mínima determinada em (3.107). Neste trabalho a escolha da tensão no barramento foi definida em 690V, este valor escolhido é o mesmo encontrado no modelo da planta no RTDS para que os resultados com a comunicação fossem compatíveis.

Para a determinação da tensão no barramento CC, deve-se adicionar um controlador para regular o nível dessa tensão acima do valor mínimo dado em (3.107). Este controlador irá forçar um fluxo de potência para o capacitor, conservando o valor da tensão no barramento CC de acordo com a tensão de referência (Akagi, 2007). No caso do painel solar, como não há armazenamento de energia, toda potência convertida é injetada na rede e isto é feito através do controle da tensão no barramento CC.

Na Figura 24 é apresentado o diagrama de blocos simplificado da malha de controle da tensão de barramento CC. Foi escolhido o controlador *PI* devido a sua simplicidade, uma resposta dinâmica aceitável e a capacidade de atingir um erro em regime permanente nulo (Kadri et al, 2011). A saída da malha de controle irá fornecer uma parcela a ser subtraída no controlador de corrente.

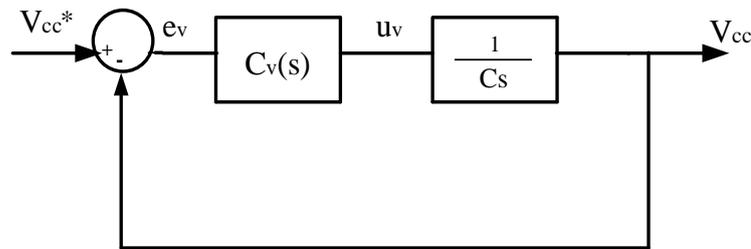


Figura 24: Diagrama de blocos do controlador da tensão no barramento CC.

A função de transferência em malha aberta do diagrama de blocos da Figura 24 é dada por:

$$G_{MA,v}(s) = \left( \frac{K_{i,v} + sK_{p,v}}{s} \right) \cdot \left( \frac{1}{sC} \right) = \frac{sK_{p,v} + K_{i,v}}{s^2C} \quad (3.108)$$

Dessa forma através do diagrama de blocos acima é possível obter a seguinte função de transferência em malha fechada que pode ser expressa pela forma canônica:

$$G_{MF,v}(s) = \frac{V_{CC}}{V_{CC}^*} = \left[ \frac{K_{p,v}}{C} \right] \cdot \frac{\left( s + \frac{K_{i,v}C}{K_{p,v}} \right)}{\left( s^2 + \frac{K_{p,v}}{C}s + \frac{K_i}{C} \right)} \quad (3.109)$$

Igualmente feito para encontrar os ganhos do controlador de corrente, os parâmetros do controlador de tensão são:

$$\begin{cases} k_{p,v} = 2\xi C \omega_n \\ k_{i,v} = C \omega_n^2 \end{cases} \quad (3.110)$$

onde  $k_{p,v}$  e  $k_{i,v}$  são os ganhos respectivamente proporcional e integral do controlador e o parâmetro  $\xi$  é a relação de amortecimento,  $\omega_n$  é a frequência de corte da função de transferência e  $C$  é a capacitância do barramento CC.

Considerando os parâmetros de projeto anteriormente explicitados tem-se então os seguintes valores de ganho:

$$\begin{cases} k_{p,v} = 2\xi C\omega_n = 2 \cdot 0,7 \cdot 4700 \times 10^{-6} \cdot (2\pi \cdot 60) = 2,4 \text{ A/V} \\ k_{i,v} = C\omega_n^2 = 4700 \times 10^{-6} \cdot (2\pi \cdot 60)^2 = 658 \text{ As/V} \end{cases} \quad (3.111)$$

Uma tabela com os parâmetros dos componentes passivos do circuito implementado e os controladores empregados no projeto pode ser visto no Capítulo 4.

### 3.6. CIRCUITO DE SINCRONISMO (*PHASE LOCKED LOOP (PLL)*)

Sistemas polifásicos são sistemas em que as fontes em corrente alternada atuam na mesma frequência, mas com fases distintas. O circuito trifásico é um exemplo de sistemas polifásicos que por questões técnicas e econômicas tornou-se modelo em geração, transmissão e distribuição. Este sistema congrega o uso de três ondas senoidais, defasadas em  $120^\circ$  entre si, de forma a manter o sistema equilibrado, tornando-a muito mais eficiente se comparado com três sistemas isolados, como pode ser visto no conjunto de equações representadas anteriormente em (3.87). Esse conjunto de equações equilibradas e simétricas podem ser reescritas nas coordenadas  $dq$  como:

$$\begin{cases} V_{d,pac} = \hat{V}_{pac} \cos(\omega_1 t + \phi v_1 - \rho) \\ V_{q,pac} = \hat{V}_{pac} \sin(\omega_1 t + \phi v_1 - \rho) \end{cases} \quad (3.112)$$

onde  $\rho = (\omega t + \phi)$   $\omega$  é a frequência angular e  $\phi$  o ângulo de fase das tensões trifásicas do sistema de coordenadas  $dq$ .

Portanto através da equação acima tem-se que  $V_{d,pac} = \hat{V}_{pac}$  e  $V_{q,pac} = 0$  quando  $\rho = (\omega_1 t + \phi v_1)$ . Através dessa análise pode-se projetar um compensador que determina o ângulo  $\rho$  do sistema de coordenadas ortogonais para fazer com que a variável  $V_{q,pac}$  seja nula em regime permanente.

As técnicas de sincronismo têm uma grande importância, fornecendo o sinal de referência em fase com a tensão da rede para o inversor (Marangoni, 2012). Uma dessas técnicas é o circuito *PLL* (*Phase-Locked Loop*), fundamentado no sistema de coordenadas síncrono (do inglês, *Synchronous Frame Phase-Locked Loop* – *SRF-PLL*) que emprega as definições de transformação de coordenadas (Almeida, 2011) para detectar e rastrear a frequência e o ângulo de fase de um grupo de tensões ou correntes de um sistema elétrico trifásico. Um diagrama esquemático representando essa mudança de coordenadas pode ser verificado na Figura 25.

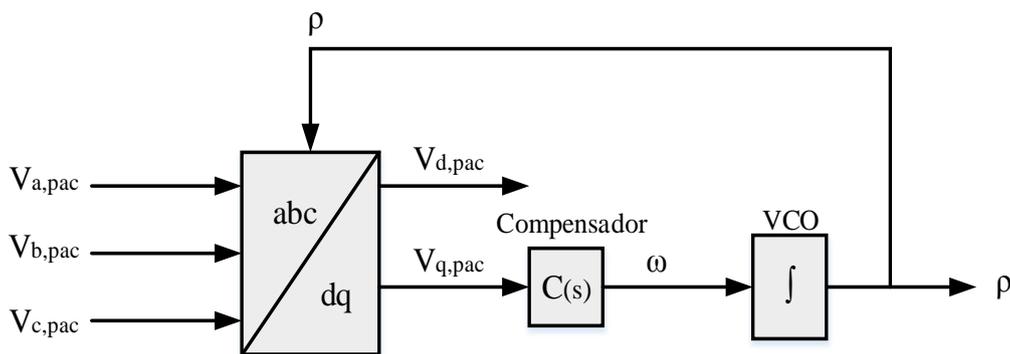


Figura 25: Diagrama do SRF-PLL.

Na estrutura acima foi utilizada a Transformada de *Park* que é empregada com a finalidade de transformar um sistema trifásico de correntes ou tensões em um sistema de dois vetores ortogonais (*dq0*), que gira em sincronismo com a frequência da rede. A transformação de coordenadas leva um sistema trifásico a seguir um campo girante idealizado com velocidade  $\omega$ , coincidente com a frequência da rede.

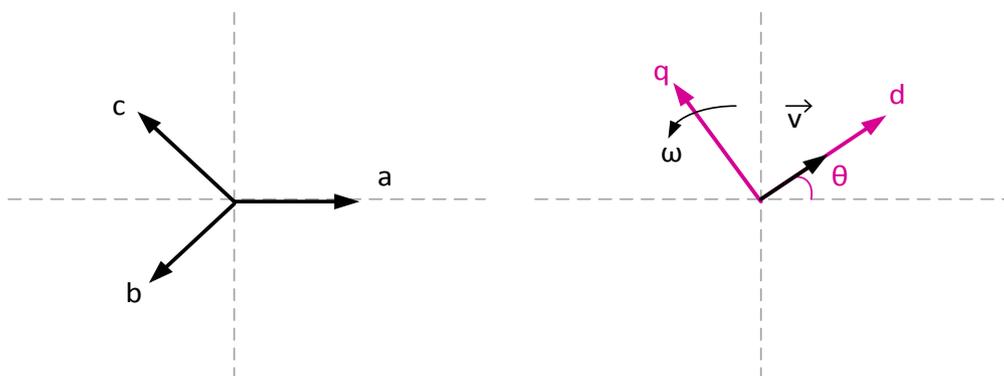


Figura 26: Tensões de um sistema trifásico balanceado.

O *PLL* foi utilizado para detectar o ângulo e a frequência fundamental de um sinal periódico na rede elétrica trifásica no ponto de acoplamento comum PAC, sendo utilizado no controle do inversor, promovendo a sincronização entre as tensões da rede e as tensões ou correntes sintetizadas pelo inversor. Neste caso utilizou-se um controlador ou compensador *PI* para fazer a sincronização deste sinal. O circuito de sincronismo *PLL* é representado pelo diagrama de blocos da Figura 27.

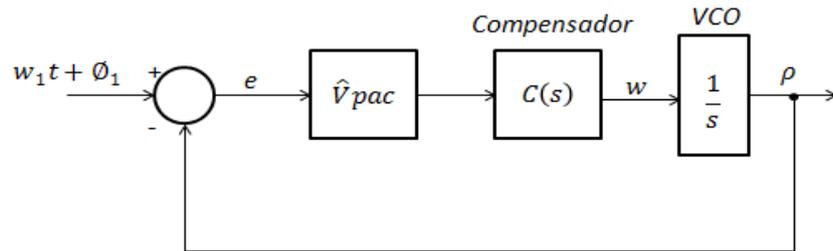


Figura 27: Modelo linear do SRF-PLL trifásico.

A partir do diagrama de blocos da Figura 27 pode-se escrever a seguinte função de transferência em malha fechada:

$$M_{MF,SRF} = \frac{P(s)}{\theta_1} = \frac{C(s)\hat{V}_{pac}}{s + C(s)\hat{V}_{pac}} \quad (3.113)$$

sendo que  $P(s)$  e  $\theta_1(s)$  são transformadas de Laplace de  $\rho = (\omega_r t + \phi_r)$  e  $\theta_1 = (\omega_1 t + \phi_1)$ .

Um controlador *PI* foi utilizado para a função  $C(s)$ ,

$$C(s) = k_{p,PLL} \cdot \left( \frac{1 + s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \quad (3.114)$$

onde  $k_{p,PLL}$  e  $\tau_{PLL}$  são respectivamente o ganho e a constante de tempo do controlador.

A substituição de (3.114) em (3.113) gera a seguinte função de transferência de malha fechada para o SRF-*PLL*:

$$M_{MF,SRF}(s) = \frac{k_{p,PLL} \left( \frac{1 + s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \hat{V}_{pac}}{s + k_{p,PLL} \left( \frac{1 + s\tau_{PLL}}{s\tau_{PLL}} \right) \hat{V}_{pac}} \quad (3.115)$$

que reescrita na forma canônica

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.116)$$

permite determinar os seguintes parâmetros:

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{k_{p,PLL} \hat{V}_{pac}}{\tau_{PLL}}} \\ \xi = \frac{k_{p,PLL} \hat{V}_{pac}}{2\omega_n} \end{cases} \quad (3.117)$$

Para os parâmetros do controlador SRF-PLL tem-se:

$$\begin{cases} k_{p,PLL} = \frac{2 \times (2\pi\omega_n) \cdot \xi}{\hat{V}_{pac}} \\ \tau_{PLL} = \frac{k_{p,PLL} \cdot \hat{V}_{pac}}{(2\pi\omega_n)^2} \end{cases} \quad (3.118)$$

sendo  $\omega_n$  a frequência de corte e  $\xi$  o fator de amortecimento.

Considerando os parâmetros de controle  $\omega_n = 2\pi f = 2\pi 60$ ,  $\xi = 0,7$  e como definido anteriormente  $\hat{V}_{pac} = 180V$ , pode-se encontrar os seguintes valores para o controlador SRF-PLL.

$$\begin{cases} k_{p,PLL} = \frac{2 \cdot (2\pi 60) \cdot 0,7}{180} = 2,93 \\ \tau_{PLL} = \frac{2,93 \cdot 180}{(2\pi 60)^2} = 0,0037 \\ k_{i,PLL} = \frac{k_{p,PLL}}{\tau_{PLL}} = 791,89 \approx 792 \end{cases} \quad (3.119)$$

### 3.7. CONCEITO DE POTÊNCIA ATIVA E POTÊNCIA REATIVA

Neste trabalho foram utilizados os conceitos de potência ativa e reativa através da relação entre as correntes no eixo direto e em quadratura, obedecendo duas abordagens: a primeira através do controle de tensão, para a regulação da potência ativa,

no caso do painel solar, como não há armazenamento de energia, toda a potencia convertida é injetada na rede e isto é feito através do controle de tensão. Já a segunda a potência reativa no sistema é obtida através do controle de corrente do lado CA. As correntes sintetizadas pelo inversor são diretamente reguladas por um controlador específico. Este modo de controle de corrente oferece a vantagem de proteção contra sobre-corrente, apresentando características de robustez contra variação nos parâmetros do sistema, além disso apresenta um elevado desempenho dinâmico se comparado ao controle de tensão (Yazdani & Iravani, 2010).

As potências ativa e reativa podem ser calculadas respectivamente pelas equações abaixo:

$$P_s = \frac{3}{2} V_{sd}(t) i_d(t) \quad (3.120)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} V_{sd}(t) i_q(t) \quad (3.121)$$

Assim, o controle P e Q está diretamente relacionado ao controle das correntes  $i_d$  e  $i_q$ .

### 3.8. MODELO DE SIMULAÇÃO: SISTEMA SIMPLIFICADO E SISTEMA 3 NÓS

Como será apresentado no próximo capítulo, os resultados desse estudo foram obtidos para dois modelos de simulação: um sistema simplificado e um sistema 3 nós.

O modelo simplificado é constituído do sistema fotovoltaico, conectado à rede através de um sistema de conversão de 2 estágios. A rede utilizada foi modelada com uma fonte que representa uma barra infinita (tensão e frequência fixa).

O segundo modelo estudado e desenvolvido no software RSCAD constitui-se de uma topologia com três nós, composto por 3 sistemas fotovoltaicos, 3 cargas variáveis e uma única fonte elétrica conforme mostrado na Figura 28. A tensão do sistema é de 11.4 kV, e é dividido da seguinte maneira: os nós B e C representam subáreas contendo cada um deles uma geração solar fotovoltaica, e demanda de carga modelada por um circuito RL; o nó A, além da geração solar fotovoltaica e carga RL, possui uma fonte conectada que representa a rede elétrica de uma concessionária local (ou barra infinita).

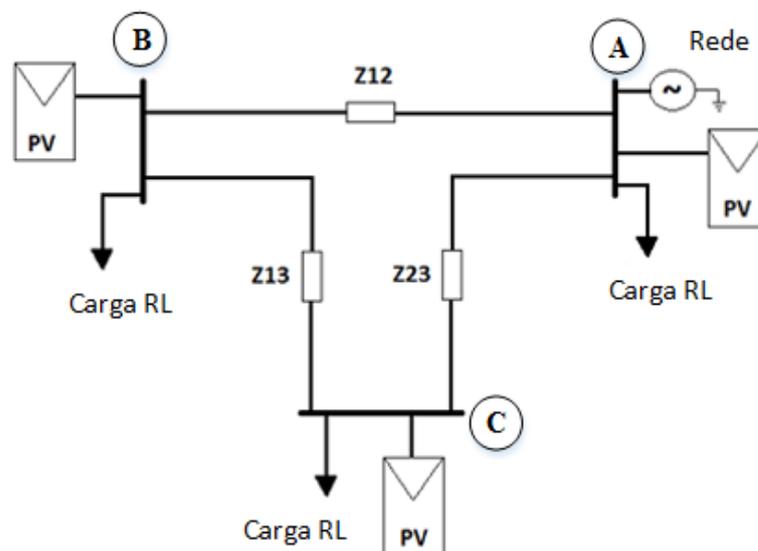


Figura 28: Modelo sistema 3 nós.

A carga variável RL, é constituída de resistências dinâmicas e indutâncias dinâmicas em paralelo. Esta carga foi implementada com base na interpolação linear de potência em um dia de medição de dados de consumo a partir de um alimentador da cidade Leopoldina. O perfil desta carga foi fornecido pelo Grupo Energisa e representa o consumo completo de um dia (24 horas), equivalente a 1440 minutos.

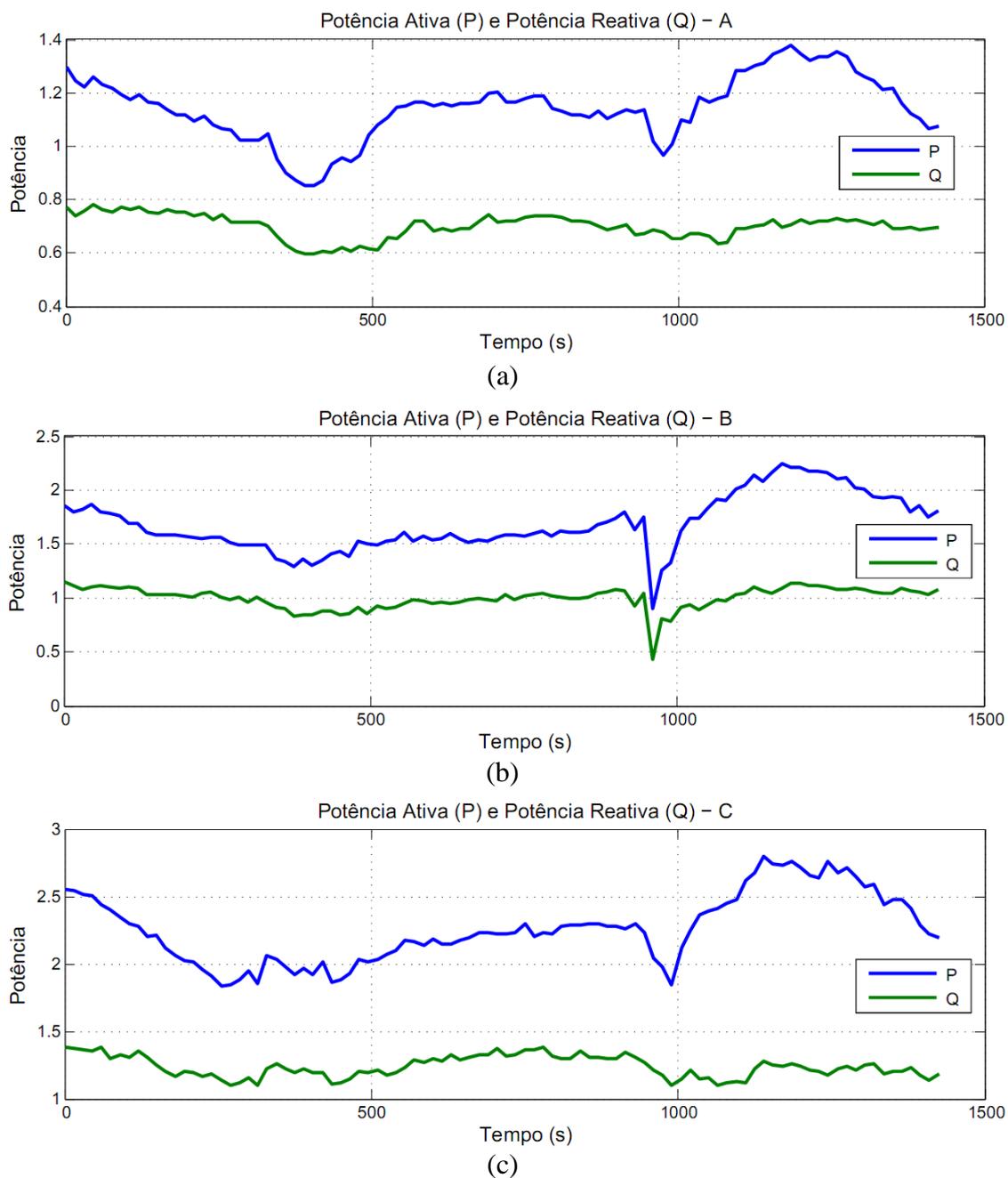


Figura 29: Potência ativa e reativa: Cargas A (a), B (b) e C (c).

A forma de onda mostrada na Figura 30 ilustra a radiação solar incidente utilizada como dados de entrada na simulação de 3 nós implementada neste trabalho. Esta forma de onda é uma função (interpolação linear) da irradiação com dados utilizados e obtidos por medições feitas na Usina Solar existente na UFJF. Pode ser visto que a incidência solar é maior no tempo entre 400 e 500 segundos para um intervalo de tempo comprimidos em 15 minutos, totalizando um tempo de medição de 24 horas.

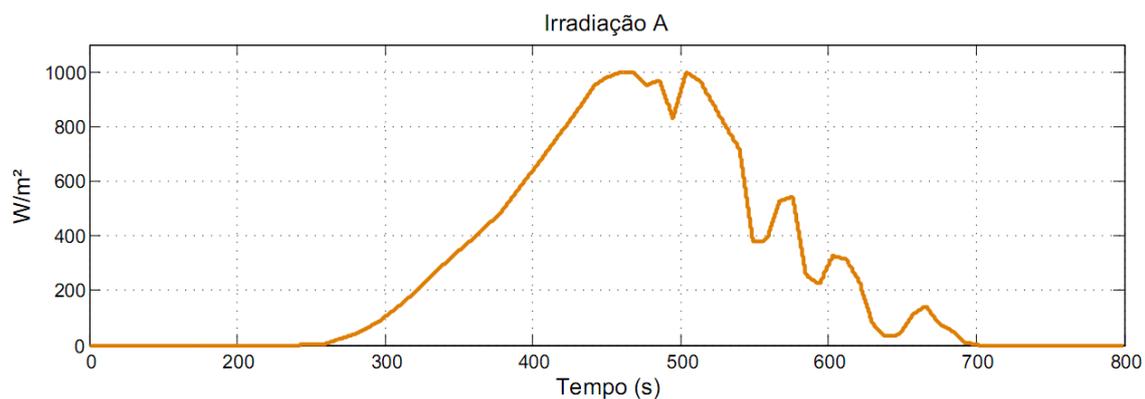


Figura 30: Irradiação nó A.

A irradiação nos nós B e C exposta na Figura 31 e 32 também tem uma radiação solar maior entre 400 a 500 segundos de um intervalo de tempo comprimido de 15 minutos, totalizando um tempo de medição de 24 horas.

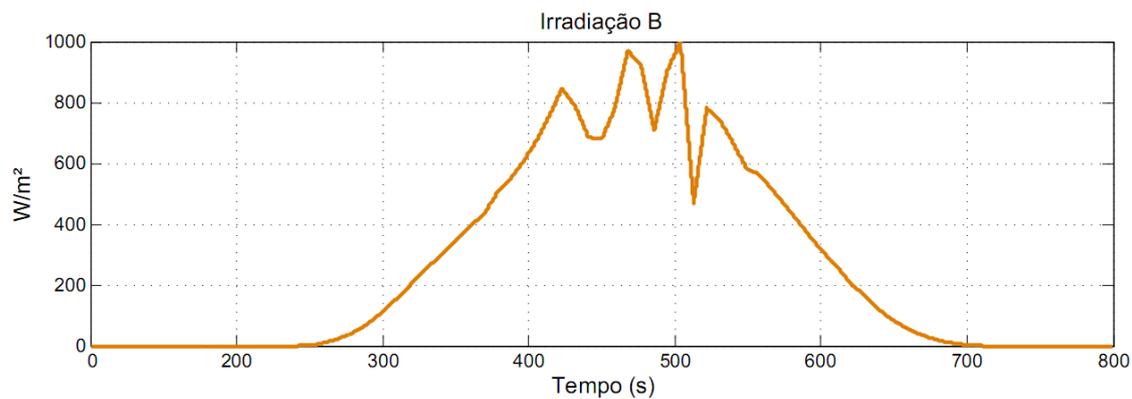


Figura 31: Irradiação nó B.

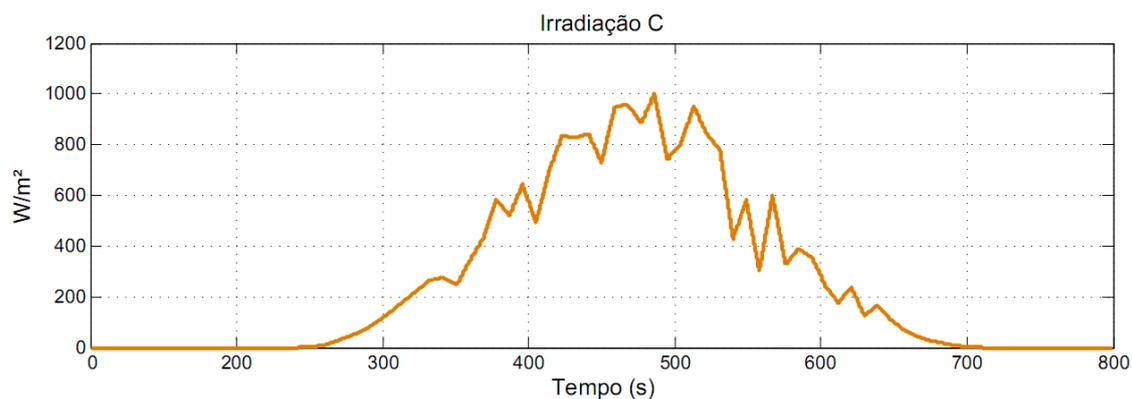


Figura 32: Irradiação nó C.

As linhas de distribuição foram modeladas considerando rede protegida no formato triangular com condutor fase CAA 556,6 26/7, com distância de 10 Km entre as

barras, os parâmetros de resistência são da ordem de 0.211 ohms/km, e a indutância de 0.654 ohms/km.

Considerando a implementação dos modelos de simulação no RSCAD/RTDS, tem-se que todos os circuitos que necessitam de passo de tempo menor que 50  $\mu$ s, devem ser montados dentro do *Small dt* do RTDS. Para este caso de estudo temos os conversores utilizados: conversor *Buck* (conversor CC-CC abaixador), ligado a um conversor CC-CA ou inversor de seis chaves. Este inversor é conectado a três transformadores que tem por objetivo fazer o acoplamento do *Small dt* com o sistema.

Externos ao subsistema de *Small dt*, tem-se os componentes da simulação os quais são simulados em 50us: painel fotovoltaico, transformador de acoplamento, cargas RL e fonte trifásica (aqui representando uma barra infinita).

### 3.9. CONCLUSÕES PARCIAIS

Nesse capítulo foi apresentada inicialmente uma visão geral do sistema, juntamente com os elementos que compõem um sistema fotovoltaico. Foram também apresentados procedimentos necessários para realizar o projeto dos controladores dos conversores.

Foi utilizada uma técnica para rastrear o ponto de máxima potência, através do algoritmo P&O, esta técnica foi implementada no conversor CC com a finalidade de se comparar a corrente de referência obtida do MPPT com a corrente no indutor, gerando assim um compensador responsável pela comutação da chave do conversor.

Fez-se também o estudo do comportamento dinâmico do conversor CC em suas etapas de operação. A partir deste estudo obteve-se um modelo dinâmico não linear em espaço de estados. Baseado neste modelo dinâmico não linear, linearizou-se o sistema em um ponto de operação obtendo sua função de transferência a fim de projetar um controlador para atender as especificações desejadas.

Para o inversor de seis chaves foi apresentada uma modelagem matemática através de equações diferenciais que conduzem a dinâmica do inversor conectado a rede, tanto para o lado CC quanto para o lado CA, em condições equilibradas. Foi também mostrado o projeto para os controladores conectados a rede elétrica trifásica, sendo abordado o circuito de sincronismo PLL, projeto para as malhas de controle de corrente e projeto para a malha de controle da tensão no barramento CC.

Apresentou-se também o modelo de simulação em RTDS para o modelo simplificado e para o modelo de 3 nós. Para o caso do modelo de 3 nós obteve-se as respostas em relação as potências ativa e reativa consumidas pelas cargas durante um dia de consumo e também as variações das radiações do painel fotovoltaico. Detalhes dos resultados obtidos com estes modelos podem ser vistos no Capítulo 4.



## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesse capítulo serão apresentados: (i) os parâmetros dos conversores tais como componentes passivos e controladores; (ii) os parâmetros utilizados no modelo da planta solar do RTDS; (iii) os resultados de simulação do sistema utilizando o Simulink/Matlab e (iv) os resultados da simulação em tempo real HIL, resultante da comunicação entre os equipamentos RTDS e dSPACE.

### 4.1. PARÂMETROS DO SISTEMA

Os parâmetros do sistema implementado em Simulink são apresentados na Tabela 1. Na Tabela 2 são mostrados os valores dos controladores utilizados neste projeto, obtidos a partir dos modelos e equacionamento apresentados no Capítulo 3 desta dissertação.

Tabela 1  
Parâmetros utilizados no sistema Simulink

Parâmetro	Simbologia	Valor
Valor de pico da tensão	$V_{pac} (rms)$	180 V
Frequência Fundamental da rede	$f_l$	60 Hz
Carga mínima para o conversor <i>buck</i>	$R$	50 $\Omega$
Capacitor de entrada do estágio CC-CC	$C$	47 $\mu F$
Capacitor do elo CC	$C_{link}$	4700 $\mu F$
Indutor de saída do VSC	$L_a = L_b$ $= L_c = L$	1,2 mH
Resistência série de saída do VSC	$R_a = R_b$ $= R_c = R$	0,33 $\Omega$
Indutor do conversor <i>Buck</i>	$L_{buck}$	50 $\mu H$
Frequência de comutação	$f_{sw}$	20kHz
Tensão no painel para uma irradiação de 1000 W/m <sup>2</sup> (22 módulos em série)	$V_{PV}$	900V
Corrente no painel para uma irradiação de 100W/m <sup>2</sup>	$I_{PV}$	18A
Tensão no barramento CC	$V_{CC}$	690V

Tabela 2  
Valores dos parâmetros dos controladores

Parâmetro	Simbologia	Valor
Ganho Proporcional do PLL	$Kp\_pll$	$2,93 \text{ rad/Vs}$
Ganho Integral do PLL	$Ki\_pll$	$792 \text{ rad/Vs}^2$
Ganho proporcional corrente	$Kp\_i$	$2,4 \text{ V/A}$
Ganho integral corrente	$Ki\_i$	$660 \text{ V/As}$
Ganho Integral tensão	$Ki\_Vcc$	$658 \text{ A/Vs}$
Ganho Proporcional tensão	$Kp\_Vcc$	$2.4 \text{ A/V}$
Ganho Proporcional ( <i>Buck</i> )	$Kp\_buck$	$1 \text{ A/V}$
Ganho Integral ( <i>Buck</i> )	$Ki\_buck$	$10 \text{ A/Vs}$

#### 4.2. RESULTADOS DA SIMULAÇÃO: SIMULINK

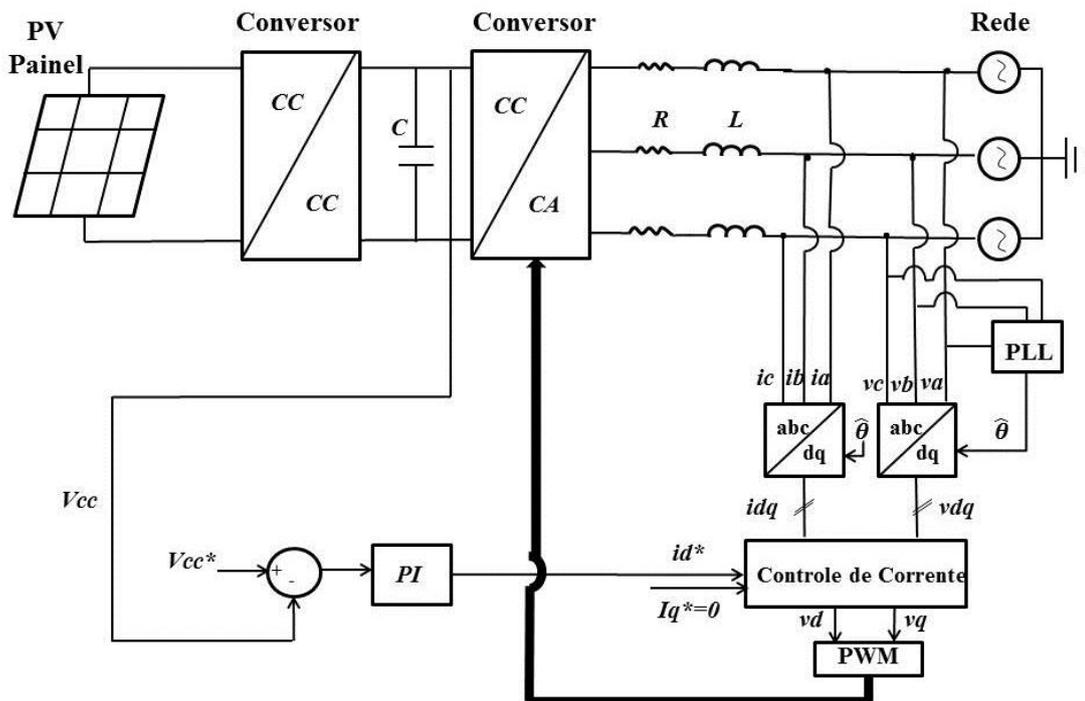


Figura 33 – Diagrama de blocos com a dinâmica dos controladores de corrente e tensão.

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação no MatLab/ Simulink do modelo proposto para uma topologia de conversão de dois estágios descrito anteriormente. Os resultados de simulação foram obtidos para um passo de  $2 \times 10^{-6}$ s.

Para que os resultados fossem obtidos, foi considerado um valor inicial de irradiação de  $1000 \text{ W/m}^2$ . O primeiro resultado de simulação mostra a forma de onda da tensão na saída do painel fotovoltaico.

Pela Figura 34 a tensão começa em aproximadamente 900V e no instante de 0,3s devido ao degrau na irradiação ( $1000 - 1200 \text{ W/m}^2$ ), a tensão sofre uma pequena elevação estabilizando em 910V.

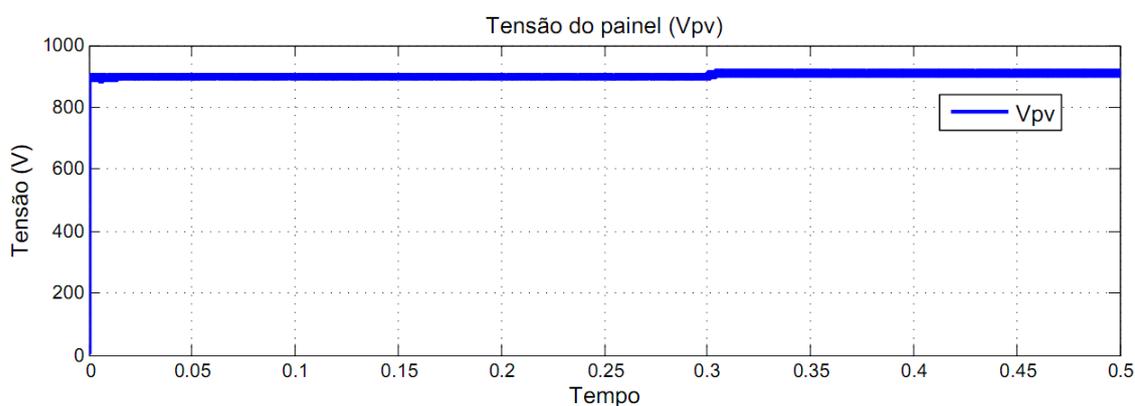


Figura 34: Tensão no painel.

A tensão no painel, e a corrente no painel como variáveis de entrada do algoritmo P&O resulta na tensão de referência sintetizada pelo MPPT que pode ser analisada na Figura 35. Pela forma de onda pode-se observar que a tensão é inicializada em 885V, com o degrau em 0,3s da irradiação a tensão assume um valor na faixa dos 911V.

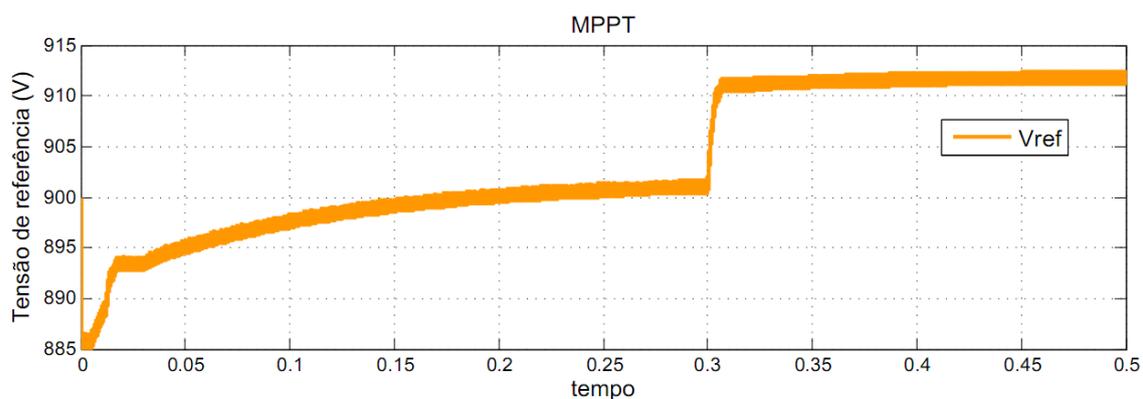


Figura 35: Rastreamento do ponto de máxima potência – MPPT.

Na Figura 36 tem-se o resultado de simulação da tensão no painel  $V_{pv}$  e a tensão de referência  $V_{ref}$  gerada pelo MPPT. Pode-se observar que o rastreamento do ponto de máxima potência foi feito de forma satisfatória.

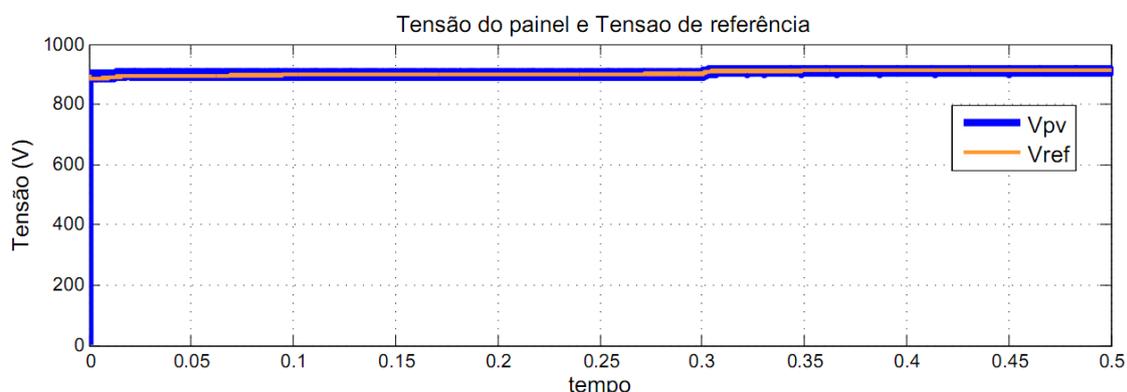


Figura 36: Tensão do painel e tensão de referência.

Os próximos resultados a serem apresentados são obtidos a partir do monitoramento dos conversores. Primeiramente verificou-se o controle da tensão no barramento CC, entre o conversor *Buck* e o inversor. Para regular a tensão no barramento CC, foi utilizada uma malha externa de controle para o inversor. Esta malha externa de controle compara a tensão no barramento CC com a tensão no barramento CC de referência sendo esta de 690V. A comparação dessas duas tensões passa por um controlador PI que irá gerar a corrente no eixo direto de referência, no caso  $id_{ref}$ , como visto na Figura 33.

Analisando a Figura 37, tem-se que a tensão no barramento CC no início da simulação passa por um transitório fazendo com que a tensão oscile em torno de 680V a 698V. Após primeiros segundos, a tensão passa a ser controlada, chegando a 690V, que é a tensão definida através dos parâmetros do circuito de potência, anteriormente mencionada. Em 0,3s há uma pequena oscilação no valor desta tensão devido ao degrau na irradiação. Passado os 0,3s a tensão volta a estabilizar em 690V.

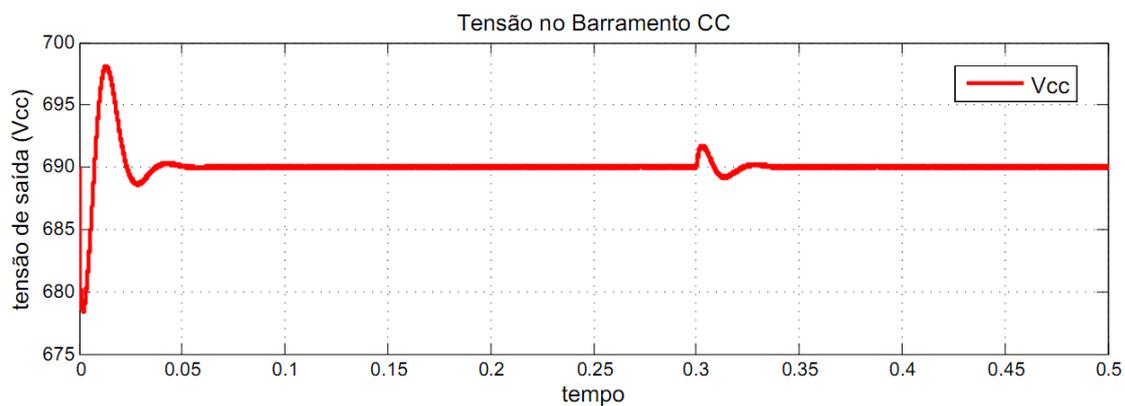


Figura 37: Tensão no barramento CC.

Na Figura 38 estão representadas as formas de onda das tensões no ponto de acoplamento comum (PAC) com a rede elétrica. Pode-se observar que as mesmas seguem a forma senoidal e um equilíbrio entre as fases. Este sistema incorpora o uso de três ondas senoidais balanceadas, defasadas em  $120^\circ$  entre si, de forma a balancear o sistema, tornando-o muito mais eficiente se comparada com os sistemas isolados.

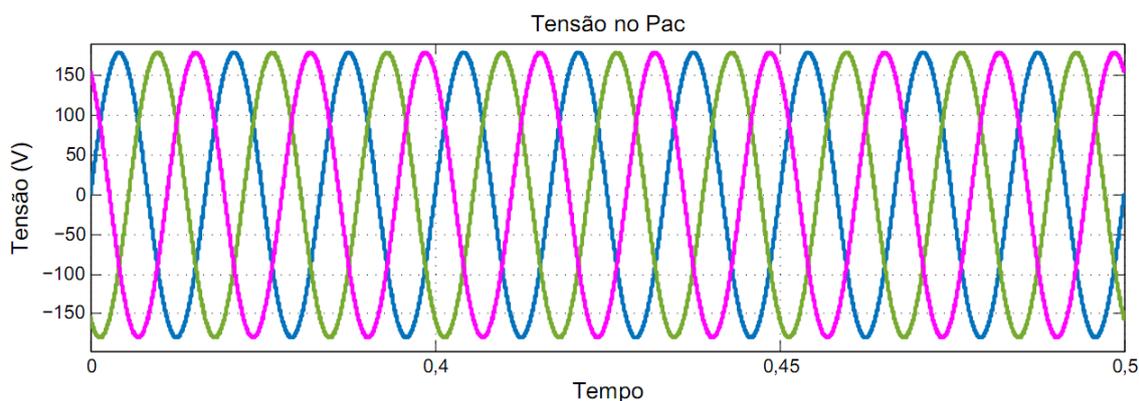


Figura 38: Tensão no ponto de acoplamento comum – PAC.

O mesmo comportamento observado nas tensões pode ser verificado para as correntes medidas no PAC. Porém, pode-se perceber a existência de transitórios: tanto no início da simulação, devido à inicialização do PLL, e depois do instante de 0,3 segundos, quando é aplicado o degrau na irradiação.

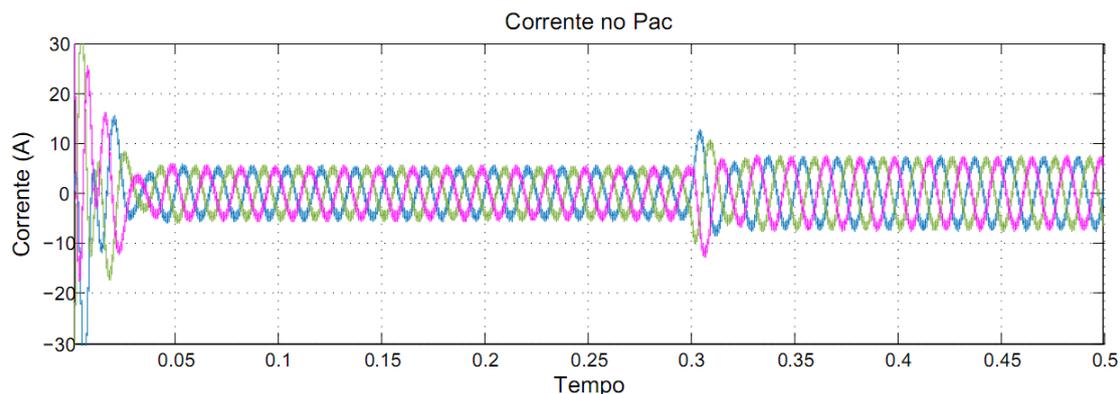


Figura 39: Corrente no ponto de acoplamento comum – PAC.

Para a malha interna de controle, o qual visa regular as correntes no PAC, é feita a transformada do sistema  $abc$  para o sistema  $dqo$ , como discutido no capítulo anterior, A corrente no eixo direto  $i_d$  gerada pelo bloco de transformação de coordenadas é comparada com a corrente de referência sintetizada pelo controlador de tensão. Pelas formas de ondas apresentadas na Figura 40 pode-se perceber que a corrente  $i_d$  foi em todos os pontos rastreada pela referência  $i_{dref}$ . No início da simulação as correntes são de 5A, e depois do degrau em 0,3s as correntes estabilizam na faixa dos 7A. Nos primeiros segundos da simulação pode-se visualizar um pequeno transitório que pode ser justificado pelo comportamento do controlador  $PI$  de tensão, já que através do mesmo se tem a corrente de referencia, mencionada anteriormente.

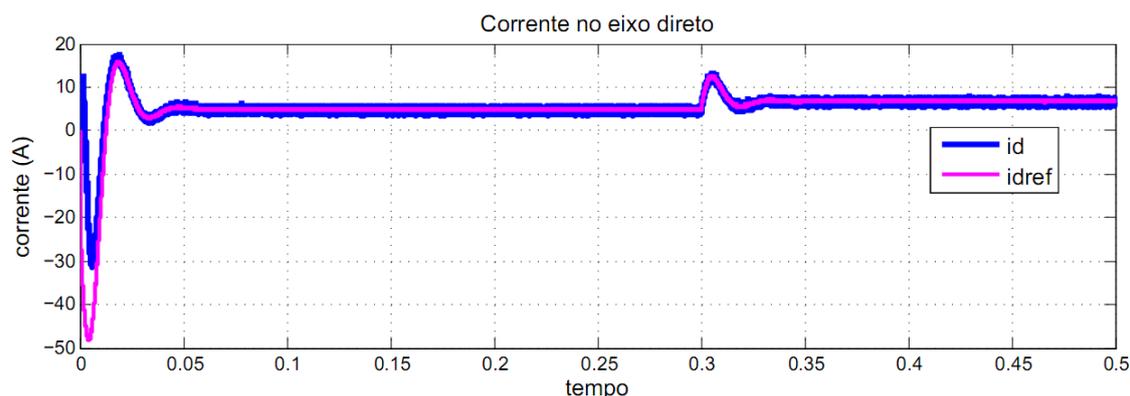


Figura 40: Corrente no eixo direto comparada com a referência.

A corrente no eixo em quadratura  $i_q$  também é gerada pelo bloco de transformação de coordenadas, sendo a comparação feita por uma corrente de referência  $i_{qref}$  fixa em 0, esta pelo fato de não haver injeção de potência reativa (Q) na rede. Essa

relação da potência reativa (Q) com a corrente em quadratura  $i_q$  pode ser analisada na Equação (3.119) que é feita através do controle de corrente no inversor. Pelo resultado apresentado abaixo  $i_q$  é rastreado pela referência  $i_{qref}$ .

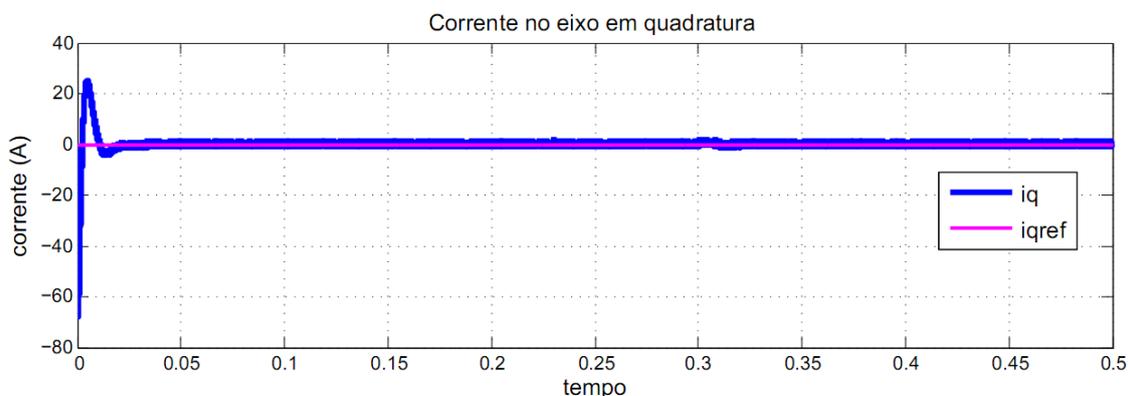


Figura 41: Corrente no eixo em quadratura comparada com a referência.

#### 4.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO: RTDS + dSPACE

O desenvolvimento do modelo de simulação no RSCAD se deu com base em um modelo pré-existente no software, este, porém mais simplificado. Em cima deste modelo, foram efetuadas modificações e uma estratégia de controle completamente nova foi implementada. O trabalho foi então efetuado com a finalidade de obter-se uma representação o mais similar possível entre o modelo do RTDS e o modelo implementado em Simulink. Essa similaridade se faz necessária para que uma comparação entre os resultados obtidos pudesse ser efetuada. Porém, devido á diferenças nos modelos existentes no RSCAD/Simulink, e a necessidade da utilização de elementos adicionais no primeiro, alguns parâmetros precisaram ser modificados no modelo do RSCAD. Foram utilizados os parâmetros descritos na Tabela 3, Parâmetros tais como: tensão no painel e tensão no barramento CC são idênticos aos parâmetros utilizados no modelo Simulink.

No caso dos parâmetros dos controladores para o dSPACE foram feitos alguns ajustes empíricos em relação aos ganhos do controlador de tensão e do controlador de corrente, pois os ganhos obtidos na Tabela 2 não foram compatíveis para que se obtivessem os resultados desejados. Isto pode ser devido a elementos adicionais que já existem no RTDS.

Tabela 3  
Parâmetros utilizados para o conversor Buck no RTDS

Parâmetro	Simbologia	Valor
Capacitor de entrada do estágio CC-CC	$C$	$10\text{ mF}$
Capacitor do elo CC	$C\text{ link}$	$80\text{ mF}$
Indutor do conversor Buck	$LBuck$	$1\text{ mH}$
Frequência de comutação	$fsw$	$3\text{kHz}$
Tensão no painel	$V_{pv}$	$0,900\text{kV}$
Corrente no painel	$I_{pv}$	$0,5\text{kA}$
Tensão no barramento CC	$V_{CC}$	$0,69\text{kV}$

Nesta seção serão apresentados os resultados da simulação em tempo real HIL, resultante da comunicação entre os equipamentos RTDS e dSPACE. Como mencionado anteriormente, a simulação implementada no sistema RTDS+dSPACE possui o modelo do sistema construído dentro do RSCAD, enquanto o controle do inversor foi implementado no dSPACE. As medições das variáveis foi efetuada no RSCAD/RTDS. Parâmetros do painel fotovoltaico, da carga e da rede elétrica foram simulados com um passo de  $50\mu\text{s}$ . Já os parâmetros referentes aos conversores e elementos associados aos mesmos foram simulados no domínio *Small dt*, com um passo de  $2\mu\text{s}$ .

Duas simulações diferentes foram implementadas: 1) Sistema Simplificado, com um único nó; 2) Sistema com 3 nós. Na primeira simulação, apenas um degrau na irradiação foi utilizado para verificar a dinâmica do sistema. Já no segundo caso, foram utilizados dados reais para as curvas de irradiação e para as curvas de demanda (P,Q) das cargas conectadas.

#### 4.3.1 MODELO 1: SISTEMA SIMPLIFICADO

O primeiro resultado mostra a tensão no painel fotovoltaico medido no software RSCAD/RTDS. Por ser uma simulação em tempo real, foi estipulado um tempo de simulação de 20 segundos que são os mesmos 20 segundos contados no relógio. Pode-se observar que a resposta da tensão no painel estabilizou na faixa de  $0.75\text{kV}$ , o que pode ser verificado na Figura 42.

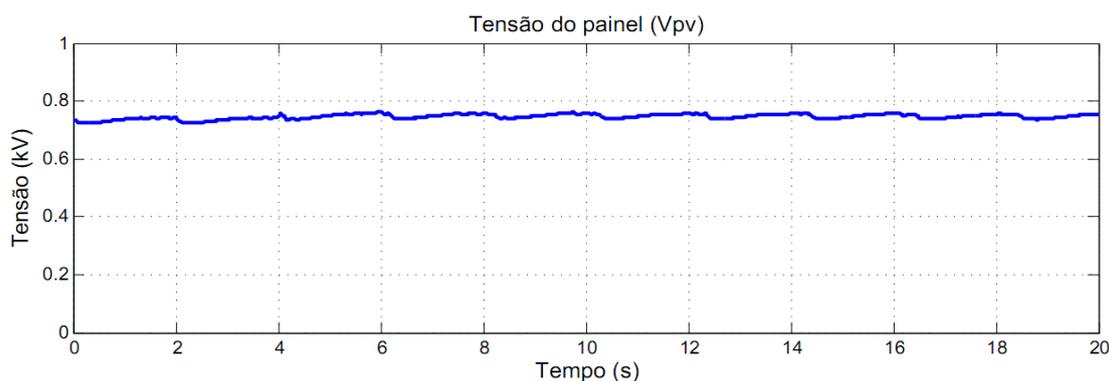


Figura 42: Tensão no painel para o sistema RTDS.

A tensão no barramento CC foi controlada através da comunicação dos dois equipamentos anteriormente mencionados, utilizando o controle implementado no dSPACE e os conversores implementados no RSCAD/RTDS. O controle da tensão no barramento CC foi feito pela malha externa de controle da tensão no inversor. Pelo resultado mostrado na Figura 43, pode-se verificar que o valor médio da tensão no barramento foi de 0.69kV, os mesmos 690V obtidos na simulação do Simulink.

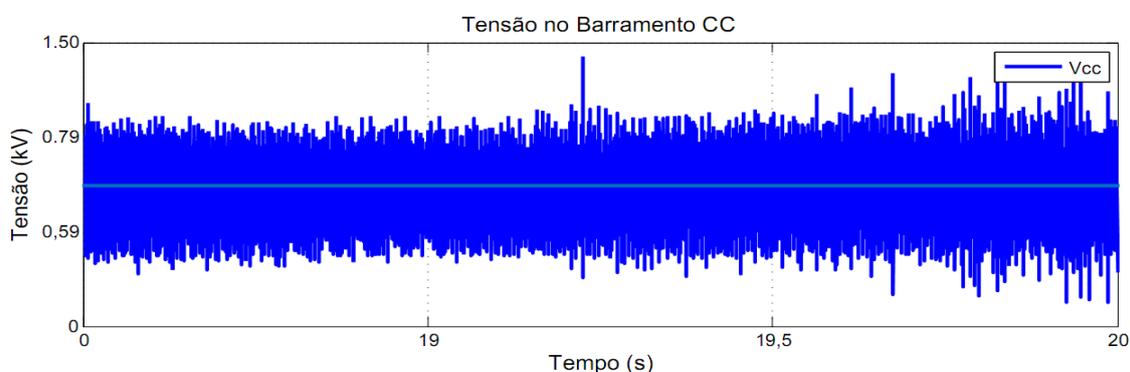


Figura 43: Tensão no barramento CC para o sistema RTDS.

O resultado obtido na Figura 44 mostra as tensões e correntes no ponto de acoplamento comum (PAC) para as fases A e B. As tensões são senoidais, o que representa um equilíbrio entre as fases (A, B, C). O mesmo acontece para as correntes. Comparando as tensões na rede com as correntes pode-se observar que essas grandezas encontra-se em fase, caracterizando operação com fator de potência unitário – ou seja, sem injeção de potência reativa na rede. Isso valida a característica do controle implementado, similarmente aos resultados apresentados para a simulação no Simulink.

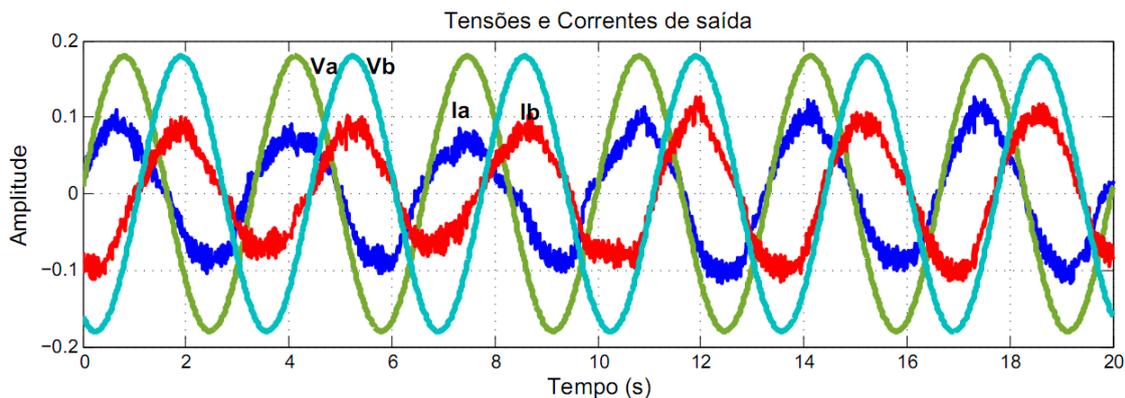


Figura 44: Tensões e correntes de saída.

Na Figura 45 estão representadas as potências ativa  $P$  e potência reativa  $Q$  injetados na rede. Pela análise, pode-se observar que o sistema injeta apenas potência ativa na rede, sendo a potência reativa nula. Além disso, a potencia ativa medida possui um valor médio de 26,53kW, sendo esta obtida pelo produto dos módulos (série e paralelo) pela tensão no ponto de máxima potência e pela corrente no ponto de máxima potência, o que pode ser verificado no gráfico abaixo.

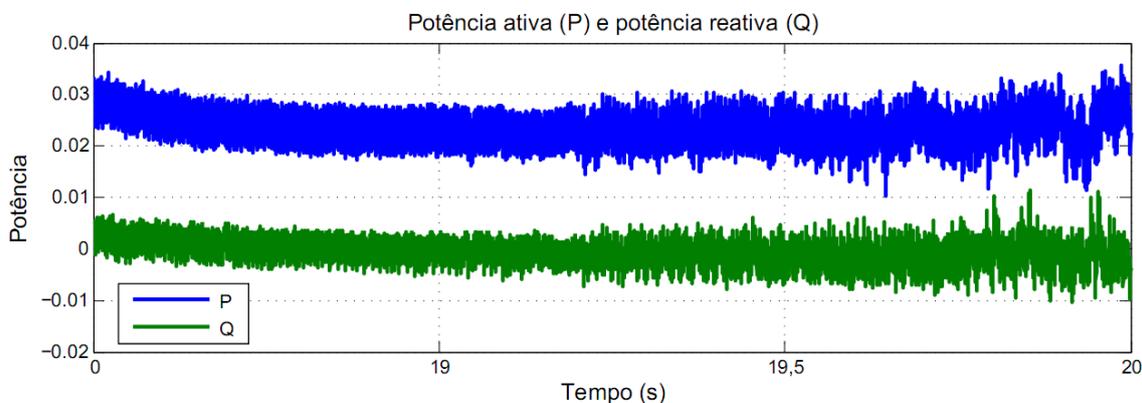


Figura 45: Potência ativa e reativa na rede.

#### 4.3.2 MODELO 2: SISTEMA 3 NÓS

Para o sistema de 3 nós também foi utilizado o controle do inversor para verificar o comportamento das formas de ondas obtidas através da comunicação entre RTDS e dSPACE. Assim como no modelo simplificado, o controle do inversor foi implementado no dSPACE, enquanto os demais componentes do sistema foram implementados no RSCAD/RTDS. Porém, nesse caso, apenas um dos inversores foi

controlado externamente, sendo os outros dois inversores controlados internamente, devido à não existência de canais de comunicação suficientes para tal implementação. Como apresentado na seção 3.7 dessa dissertação, o nó no qual o inversor controlado externamente está conectado será referido como nó A.

Uma vez que neste teste foram utilizados dados reais de irradiação e demanda (P,Q) das cargas conectadas, as mesmas se referem a um período original de 24h. A fim de reduzir o tempo de simulação, os dados foram comprimidos para um tempo total de 800 s. A resposta da tensão apresentada na Figura 46 é resultado da comunicação dos dois equipamentos e mostra também que o mesmo controle manteve a tensão no barramento CC em 0.69kV, sendo esta tensão a mesma do sistema simplificado e do sistema implementado no Simulink.

A tensão e corrente no PAC do nó A também obtiveram resposta semelhante a do sistema simplificado, consistindo em tensão e corrente balanceadas. A amplitude da tensão é verificada na Figura 47 em -0,2 a 0,2 e a amplitude da corrente em -0,1 e 0,1. Nota-se que também neste caso, as tensões e correntes sintetizadas pelo inversor encontram-se em fase, caracterizando operação com fator de potencia unitário.

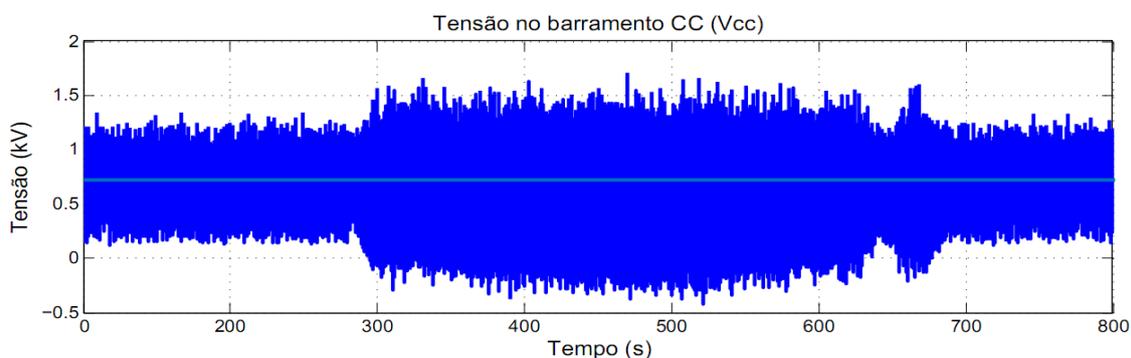


Figura 46: Tensão no barramento CC entre os conversores do sistema fotovoltaico conectado ao nó A.

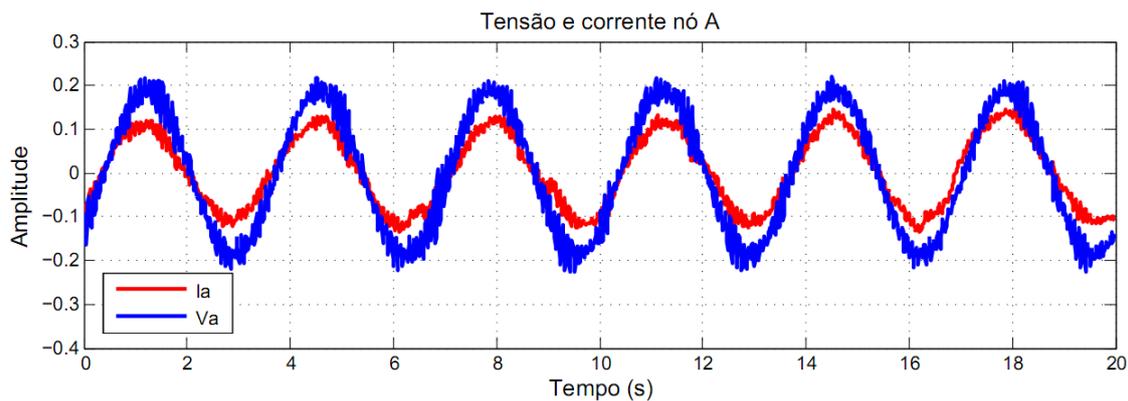


Figura 47: Tensão e corrente nó A.

Na Figura 48 são representadas tanto a potência ativa quanto a reativa para os três elementos diferentes ligados ao nó A. Primeiramente tem-se a potência ativa e reativa injetada no PAC através do inversor. Pode-se analisar que a potência ativa é injetada na rede, enquanto que a potência reativa é controlada para permanecer em zero, ocorrendo uma ação impactante no seu fator de potência. O que também acontece no sistema de barra única. A forma de onda do segundo gráfico representa a energia consumida pela carga conectada ao nó A. Já a potência ativa e reativa representada no terceiro gráfico ilustram os valores de P e Q vindos da rede elétrica. Nota-se que a mesma deve entregar toda a potência reativa, e complementar o valor de potencia ativa requisitado pela carga.

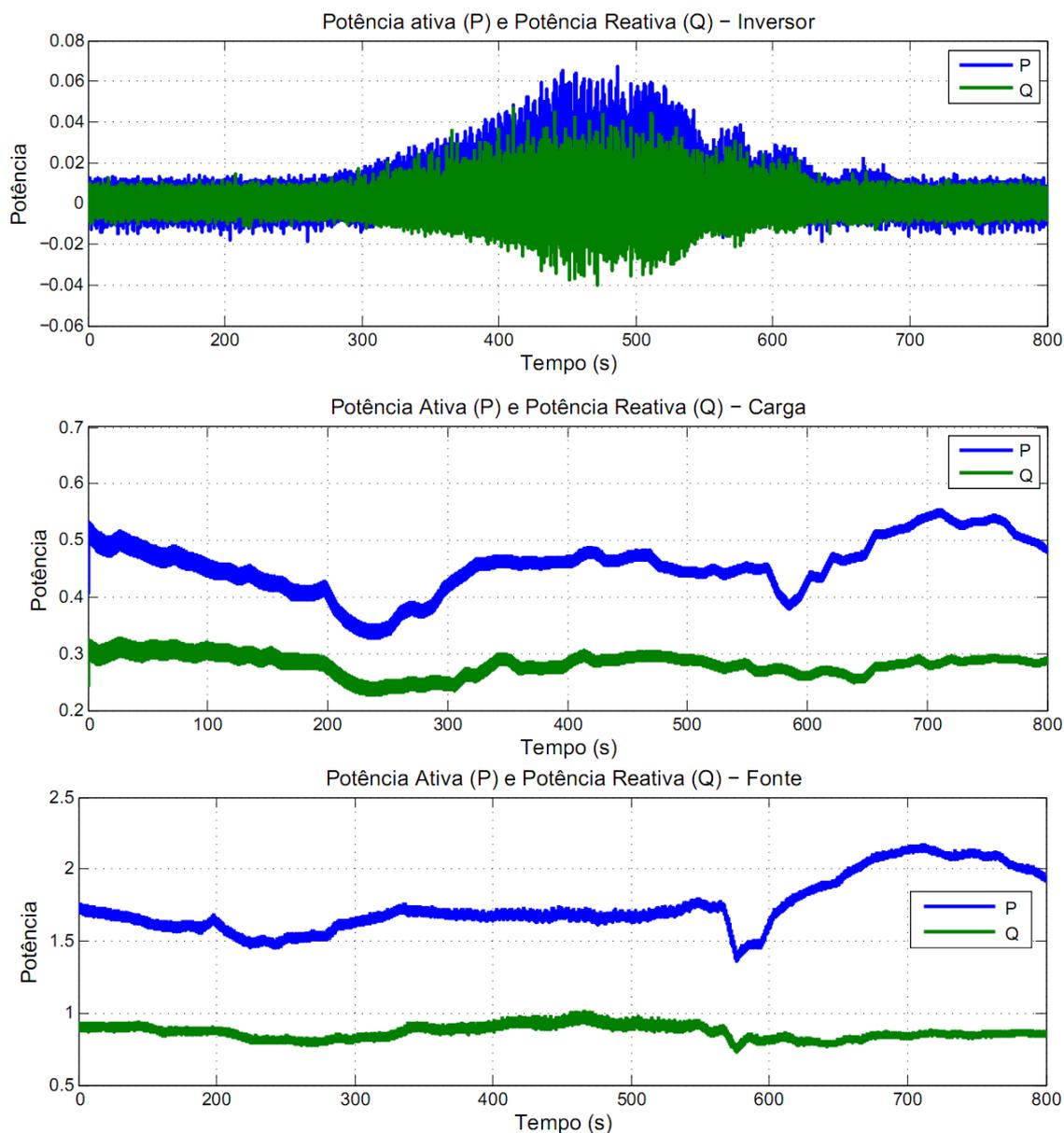


Figura 48: Potência ativa e reativa: Inversor, Carga e Fonte.

Nas Figuras 49 e 50 são representadas as potências ativa e reativa para os outros dois nós - B e C, respectivamente, tanto no primeiro gráfico da Figura 49 quanto no primeiro gráfico da Figura 50 estão representadas as potências ativa e reativa injetadas no PAC através do inversor. Para estes casos, o controle do inversor foi feito dentro do próprio RSCAD/RTDS. Pode-se observar que para o caso do inversor as respostas foram bem parecidas com as obtidas no nó A (controle do inversor implementado no dSPACE). É injetada potência ativa e a potência reativa é levada a zero pelo inversor.

Já no segundo gráfico das Figuras 49 e 50, as potências ativa e reativa estão representando a potência consumida por essas cargas.

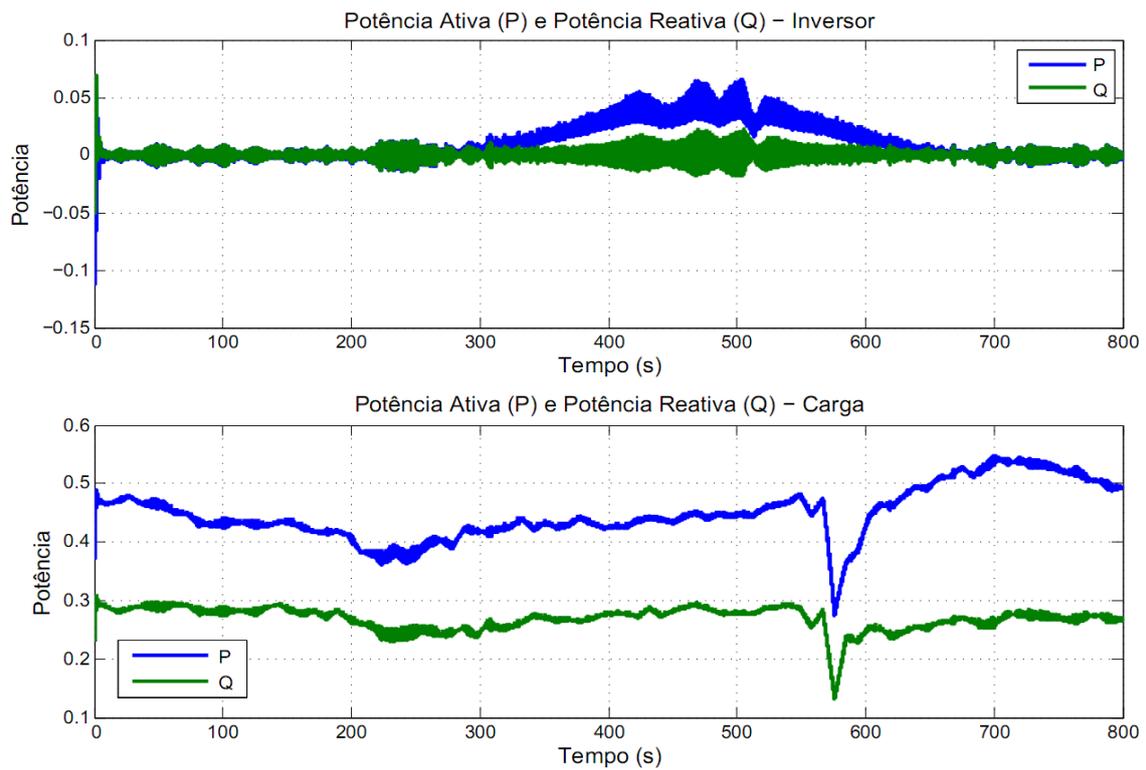


Figura 49: Potência ativa e reativa: Inversor e Carga.

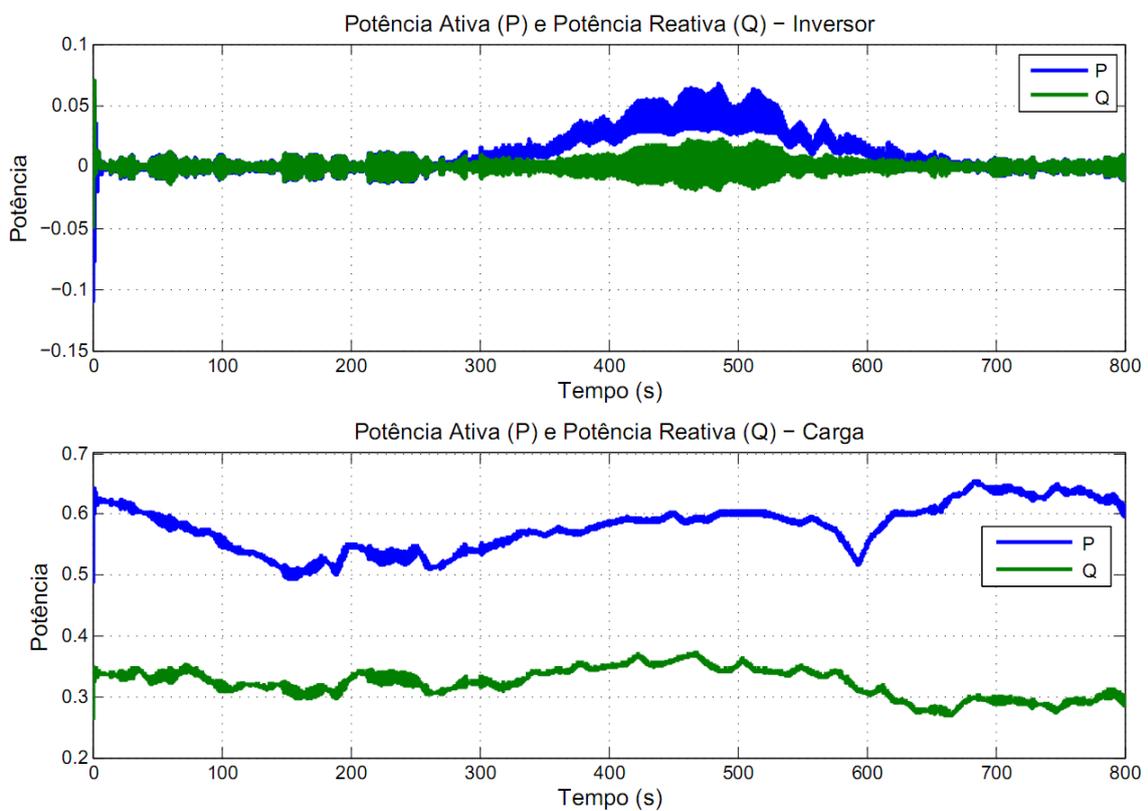


Figura 50: Potência ativa e reativa: Inversor e Carga.

#### 4.4 CONCLUSÕES PARCIAIS

Nesse capítulo foram apresentados os parâmetros dos conversores, dos controladores, os parâmetros utilizados no modelo da planta solar do RTDS, e por fim os resultados de simulação. O sistema implementado no Simulink consiste de um sistema de uma topologia de dois estágios sendo um conversor CC-CC (*Buck*) e um conversor CC-CA (ou inversor). A modelagem do *Buck* descrita anteriormente resultou num controlador *PI* de tensão de referência e a modelagem do inversor resultou nos controles de corrente e de tensão no barramento CC. Com todo este modelamento foram obtidos resultados de simulação para a tensão de referência gerada pelo MPPT, a tensão no barramento CC feita pelo inversor, as correntes no eixo direto e em quadratura também do inversor. Utilizou-se o controle do inversor exportado para o dSPACE. Através da comunicação dos dois equipamentos (RTDS + dSPACE), pode-se obter os resultados de simulação para o modelo simplificado e para o sistema de 3 nós. As variáveis medidas como tensão e corrente foram enviadas ao dSPACE, enquanto que as variáveis controladas como os sinais modulantes foram enviados para o RSCAD/RTDS para se obter os resultados da simulação em tempo real HIL, resultante da comunicação entre os equipamentos RTDS e dSPACE.

Pelos resultados encontrados verificou-se que os modelos de simulação construídos, bem como os controles dos conversores apresentaram um bom desempenho para os sistemas estudados. Pode-se verificar esse bom desempenho em relação a dinâmica do controle implementado em Simulink e também pela compatibilidade das respostas obtidas através da comunicação (RTDS + dSPACE). Os resultados também mostraram uma comparação entre as potências ativa e potência reativa injetada pelos sistemas fotovoltaicos e da rede, e a energia consumida pelas cargas.



## 5 CONCLUSÕES FINAIS

Neste trabalho, foi implementado um modelo de integração de uma planta fotovoltaica à rede elétrica através de uma topologia de dois estágios. Os dois estágios são representados respectivamente pelo conversor *Buck* (lado CC) e pelo inversor (lado CA). No lado CC, estudou-se e desenvolveu-se um método de controle e extração do ponto de máxima potência MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) derivado dos módulos fotovoltaicos, onde o método escolhido foi o do algoritmo P&O (*Perturbe & Observe*). Concluiu-se que a técnica utilizada promoveu uma velocidade na resposta e uma ótima dinâmica em condições de degraus de irradiância, circunstâncias geralmente impostas pelo clima, nuvens e horário de funcionamento.

No lado CA pelo inversor foi realizado o controle da tensão no barramento CC para que a mesma estabilizasse em 690V na saída, e também o controle das correntes no eixo direto e em quadratura. Observou-se pelas respostas que o controle da tensão e das correntes também foram satisfatórios.

A integração do modelo do painel fotovoltaico com a rede foi feita através do circuito de sincronismo, o PLL, capaz de detectar a fase e a frequência fundamental de um sinal periódico. Este circuito PLL foi aplicado nos conversores de dois estágios conectados a rede elétrica trifásica que promoveram a sincronização entre as tensões da rede e as tensões ou correntes sintetizadas pelo conversor. O circuito de sincronismo (PLL) apresentado mostrou bom desempenho. Os resultados obtidos permitem que ele seja usado para sincronizar os pulsos de disparo dos conversores estáticos do sistema fotovoltaico de geração de energia elétrica.

Todos os resultados de simulação obtidos demonstraram que as topologias e as técnicas adotadas para o controle dos conversores CC-CC e do conversor CC-CA são perfeitamente empregadas e poderão ser utilizadas para uma possível implementação experimental.

Empregou-se apenas o controle do inversor para fazer a comunicação em tempo real utilizando (RTDS + dSPACE) com o modelo da planta solar e também com o sistema de 3 nós. Os sinais de modulação necessários para o controle dos conversores que acoplam o sistema fotovoltaico à rede elétrica são gerados externamente pelo dSPACE e enviados para o RTDS através de conexões analógicas entre os hardwares.

Concluiu-se a partir dos resultados que o controle implementado funcionou de forma satisfatória. O uso de um simulador em tempo real adiciona a este trabalho uma

abordagem singular, os efeitos das injeções de energia solar fotovoltaica, controle do inversor, entre outros, podem ser também medidos e analisados. Além disso, a estratégia HIL é promissora, a fim de proporcionar um passo intermédio entre a simulação e trabalho experimental.

Durante todo este trabalho foram encontradas algumas dificuldades em relação a implementação da eletrônica de potência no RTDS, por exemplo pela falta de alguns componentes eletrônicos se comparado a outros softwares de simulação. Também percebeu-se uma certa dificuldade em relação a comunicação dos dois equipamentos RTDS e dSPACE: como a ordem de execução dos mesmos, a questão da incompatibilidade de blocos utilizados no controle do inversor e dificuldades impostas pela limitação desses equipamentos quanto ao passo de simulação.

## 5.1 TRABALHOS FUTUROS

Alguns temas são sugeridos para futuros desdobramentos deste trabalho:

- Implementação de um modelo mais realístico da rede elétrica, com dados já fornecidos pela Energisa;
- Implementação de um sistema isolado (microrrede) no qual possam ser avaliados os impactos da integração de fontes renováveis, quando conectados a um sistema / barra fraca, que permita oscilações de tensão e frequência.
- Para o caso anterior, derivações do controle implementado para o inversor podem ser testadas a fim de melhorar a dinâmica da rede de distribuição diante de uma grande penetração de fontes renováveis.
- Implementação de outros tipos de conversores CC no próprio RTDS e sua verificação com o controle do inversor implementado;
- Implementação prática do Inversor para ensaios em laboratório e em campo para a comprovação dos resultados observados nas simulações digitais;

## REFERÊNCIAS

- ANEEL - Agência Nacional de Energia Elétrica, Brasil, Nota Técnica nº038/2015 – SRG-SEM/ANEEL, maio de 2015.
- AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. “Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning”. [S.I.] : IEEE Press, 2007.
- ALMEIDA, P. M. de. “Modelagem e Controle de Conversores Estáticos Fonte de Tensão Utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados a Rede Elétrica de Distribuição”. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2011.
- ALMEIDA, P. M. de et al. “Projeto dos controladores de um conversor VSC usado para conectar um sistema de geração fotovoltaico à rede elétrica”. Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2012., p. 3960–3965, 2012.
- BACONA, V. D.; GARCIA, L. B.; SILVA S. A. O. “Análise Comparativa das Técnicas SPWM e SVM Aplicadas a um Inversor de Tensão Trifásico”, Londrina, v. 10, n. 1, p. 5-14, Novembro, 2011.
- BARBI, I. “*Modelagem de Conversores CC-CC Empregando Modelo Médio em Espaço de Estados*”. p.81-100/ edição do autor, Florianópolis, 2015.
- BARBOSA, W. P.; AZEVEDO A. C. S de. “Geração Distribuída: Vantagens e Desvantagens”. II Simpósio de estudos e pesquisas em ciências ambientais na Amazônia, p.2-10, 2014.
- BARROSO, D. S. “Simulação em Tempo Real de uma Planta Solar Conectada à Rede Elétrica de Distribuição Utilizando RTDS e DSPACE”, Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2015.
- BPSOLAR BP SX 120 Data Sheet. Novembro 2001. <http://www.comel.gr/pdf/bpsolar/BPSX120.pdf>.
- CADAVAL, E. R. et al. “Active functions implementation in smart inverters for distributed energy resources”. Compatibility and Power Electronics (CPE), 8th International Conference on : IEEE, 2013.
- CARVALHO, E. de P. “Uma nova abordagem de rastreamento do ponto de máxima potência em painéis fotovoltaicos”. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) - Universidade de Taubaté – SP, 2012.

CASARO, M. M. ; MARTINS, D. C. “Modelo de Arranjo Fotovoltaico Destinado a Análises em Eletrônica de Potência via Simulação”. Florianópolis, SC. Eletrônica de Potência, vol.13, nº3, Agosto 2008.

CAVALCANTI, M. C.; OLIVEIRA, K. C.; AZEVEDO, G. M. S. and NEVES, F. A. S. “Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems,” Brazilian Journal of Power Electronics, vol. 12, no. 2, pp. 163-171, July 2007.

CHAMANA, M.; CHOWDHURY, B. H. “Impact of smart inverter control with PV systems on voltage regulator in active distribution networks”. Energy Production & Infrastructure Center, University of North Carolina at Charlotte. High-capacity Optical Networks and Emerging/Enabling Technologies (HONET), 11th Annual : IEEE, 2014.

COELHO, A. L. M.; CARRER, C. E. B.; GUERRERO, C. A. V. and SILVEIRA, P. M. "Loss-of-excitation protection and underexcitation controls correlation for synchronous generators in a real time digital simulator," in Industry Applications Society Annual Meeting, , vol., no., pp.1-10, 5-9: IEEE 2014.

CORREIO BRAZILIENZE: “Falta de planejamento e má gestão contribuíram para a crise no setor elétrico”. Disponível em: [http://www.correiobraziliense.com.br/app/noticia/economia/2015/02/01/internas\\_economia,469054/falta-de-planejamento-e-ma-gestao-contribuiram-para-crise-do-setor-eletrico.shtml](http://www.correiobraziliense.com.br/app/noticia/economia/2015/02/01/internas_economia,469054/falta-de-planejamento-e-ma-gestao-contribuiram-para-crise-do-setor-eletrico.shtml) Acesso em: 18 de dezembro de 2015.

dSPACE, 2012 Disponível em: <http://www.dspace.com/en/pub/start.cfm>. Acesso em: 10 de janeiro, 2016.

EPRI: Electric Power Research Institute, “Integrating Smart Distributed Energy Resources with Distribution Management Systems” p. 2-14, September, 2012.

ERICSON, R. W. "*DC-DC power converters*", Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, pp. 80 309-0425, junho 2007.

FERREIRA, A. A. “Sistema supervisorio de gestão de múltiplas fontes de suprimento para aplicações em veículos elétricos”. Tese de doutorado - Universidade Estadual de Campinas, fevereiro, 2007.

FOGLI, G. A. “Integração de um grupo motor gerador diesel em uma rede secundaria de distribuição através de um conversor estático fonte de tensão”. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora, 2014.

FRERIS, L. and INFIELD, D. “*Renewable energy in power systems*”. John Wiley & Sons, 2008.

GOMES, F. L. C.; RUIZ, S. R. “Estudo de Técnicas de MPPT em Sistemas Fotovoltaicos”. XI CEEL – Uberlândia- MG. Novembro 2013.

GRABOLLE, P. B. “A Integração de Sistemas Solares Fotovoltaicos em Larga Escala no Sistema Elétrico de Distribuição Urbana”, Florianópolis – SC, 2010.

GUERRERO, J.; BLAABJERG, F.; ZHELEY, T.; HEMMES, K.; MONMASSON, E.; JEMEI, S.; COMECH, M.; GRANADINO, R. and FRAU, J. “Distributed generation: Toward a new energy paradigm,” *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 4, no. 1, pp. 52–64, 2010.

HARUNUR, R. M. “*Power Electronics – Circuits, devices and applications*”. 2<sup>a</sup> ed. Prentice Hall, New Jersey: 1993.

HEY, H. L. “Análise do lugar das raízes”. Capítulo VII – Apostila de Sistemas de Controle I, 1997. Disponível em: <http://coral.ufsm.br/gepoc/renes/Templates/arquivos/elc418/elc418-cap7.pdf> . Acesso em 23 de janeiro 2016.

HONGKAL, L. et. al, “Green Power Generation Technology for Distributed Power Supply”. In: China International Conference on Electricity Distribution, Guangzhou, China. 10 a 13 dez. 2008.

HUSEINBEGOVIC, S.; PERUNICIC, B.; MILOSAVLJEVIC, C. and VESELIC, B. “Direct power control for various topologies of three phase grid- connected voltage sources converters using sliding mode control,” in *Industrial Technology (ICIT), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 795–801 , March 2012.

“Inverter technical standards and proposals”. Aug 2013. Available: [https://www.pjm.com/~media/committees groups/committees/pc/20140512 advance/20140512-sdge-inverter-technical-standards-white-paper08072013.ashx](https://www.pjm.com/~media/committees%20groups/committees/pc/20140512%20advance/20140512-sdge-inverter-technical-standards-white-paper08072013.ashx) Access : 22/12/2015.

KATIRAEI, F. et al. “Microgrids Management - Control and Operation Aspects of Microgrids”. may/june 2008. *IEEE Power & Energy Magazine*.

KADRI, R.; GAUBERT, J.-P.; CHAMPENOIS, G. “An improved maximum power point tracking for photovoltaic grid-connected inverter based on voltage-oriented control”. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 1, p. 66–75, 2011.

KLEIJN, C. “Introduction to Hardware-in-the-Loop Simulation”. controllab. Available: [http://www.hil simulation.com/images/stories/Documents/Introduction%20to%20Hardware-in-the-Loop%20Simulation.pdf](http://www.hil%20simulation.com/images/stories/Documents/Introduction%20to%20Hardware-in-the-Loop%20Simulation.pdf) Access: 02/01/2016

LEITE, A. C. G. M. “A Sustentabilidade Empresarial, Social e as Fontes de Energia.”, PUC-SP, 2013.

LOPES, L. C. G. “Sistema Experimental Fotovoltaico de Geração de Energia Elétrica Operando em Paralelo com a Rede CA”. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Juiz de fora, agosto 2006.

MARANGONI, F. “Inversores Monofásicos Para Conexão de Sistemas Fotovoltaicos à Rede”. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica do Paraná, 2012.

MENDES, C. M.; CRUZ, M. D. “Modelo de Arranjo Fotovoltaico Destinado a Análises em Eletrônica de Potência via Simulação”. Florianópolis, SC. Eletrônica de Potência, vol.13, nº3, Agosto 2008.

NASCIMENTO, C. A. “Princípio de Funcionamento da Célula Fotovoltaica”. Pós-Graduação Lato-Sensu em Fontes alternativas de energia, para a obtenção do título de especialização. Lavras, Minas Gerais, Brasil, 2004.

OLIVEIRA, A. R. de.; OLIVEIRA, J. G.; WILLER, L. “Utilização de Simuladores em Tempo Real Aplicados a Sistemas de Potência no Brasil”. Artigo submetido ao Simpósio Brasileiro de Sisemas Elétricos – SBSE 2016.

POSTIGLIONE, C. da S.; SIMÕES, M. G. “dSPACE based implementation of a grid connected smart inverter system”. Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 12th Workshop on : IEEE, 2010.

QUIJANO, N.; PASSINO, K.; JOGI, S. “A tutorial introduction to control system development and implementation with dSPACE”. dSPACE Tutorial, junho, 2010.

RASHID, M. H. *Power Electronics – Circuits, devices and applications*. 2ª ed. Prentice Hall, New Jersey: 1993.

RTDS - Real Time Digital Simulator, 2012. Disponível em: <http://www.rtds.com>. Acesso em 20 dezembro 2015.

RIBEIRO, P. F. “*Power Systems Signal Processing for Smart grids*”. Juiz de Fora – MG, 2014.

ROSEMBACK, R. H. “Conversor CC-CC Bidirecional *Buck-Boost* atuando como controlador de Carga de Baterias em um Sistema Fotovoltaico”. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Juiz de Fora - 2004.

SEGUEL, J. I. “Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando a técnica MPPT e controle digital”. Belo Horizonte – agosto de 2009.

Schweitzer Engineering Laboratories – SEL, Estudos Avançados em Simuladores Digitais de Tempo Real, 2015. Disponível em: <http://www.selinc.com.br>. Acesso em 09 de janeiro 2016.

SILVA, C. M. da. “Geração distribuída e o uso de grupos geradores”. Trabalho de conclusão de curso – Universidade do Sul de Santa Catarina, Palhoça, 2013.

TAYYAB, M. A.; VAZIRI, M.; YAZDANI, A.; ZARGHAMI, M. “Distributed Generation Effects on Voltage Profile of Distribution Grid with SVC and Smart Inverter”, IEEE Power & Energy Society General Meeting, p.p 2-5, 2015.

The Statistics Portal – statista: “Global electricity prices by select countries in 2015 (in U.S. dollar cents per kilowatt hour)” Available: <http://www.statista.com/statistics/263492/electricity-prices-in-selectedcountries/>. Access in: 07/03/2016.

TIMBUS, A. V. et al. “Synchronization methods for three phase distributed power generation systems. an overview and evaluation”. In: Proceedings of Power Electronics Specialist Conference. [S.l.: s.n.], p. 2474-2481, 2005.

VERGÍLIO, K. E. P. “Geração distribuída e pequenas centrais hidrelétricas: alternativas para a geração de energia elétrica no Brasil”. Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012.

WYK, J. D. and LEE, F. C. “On a future for power electronics,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 1, no. 2, pp. 59-72, June 2013.

YAOSUO, X. and GURRERO, J. M. “Smart Inverters for Utility and Industry Applications” PCIM Europe 2015 Nuremberg, Germany 19 – 21 May 2015.

YAZDANI, A. and IRAVANI, R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems - Modeling, Control, and Applications*. [S.l]: IEEE Press, 2010. ISBN 978-0-470-52156-4.

## ANEXO

### A.1 CÓDIGO DE PROGRAMAÇÃO DO MODELO DO ARRANJO FOTOVOLTAICO

```
function Ipa = PV_Array(Vpa, Psun, T)
%#codegen
Rs = 0.0085;
Rp = 6.2;
Ms = 22;
Mp = 18;
Ns = 72;
Voc = 42.1/Ns;
Isc = 3.87;
a = 0.65e-3;
n = 1.2;
k = 1.38e-23;
q = 1.60e-19;
EG = 1.1;
Tr = 273 + 25;
T = 273 + T;
Vt = n*k*T/q;
V = Vpa/Ns/Ms;
Iph = (Isc+a*(T-Tr))*Psun/1000;
Irr = (Isc-Voc/Rp)/(exp(q*Voc/n/k/Tr)-1);
Ir = Irr*(T/Tr)^3*exp(q*EG/n/k*(1/Tr-1/T));
I = 0;
for j=1:6;
I = I - (Iph-I-Ir*(exp((V+I*Rs)/Vt)-1) - (V+I*Rs) ...
/Rp)/(-1-Ir*exp((V+I*Rs)/Vt)*Rs/Vt-Rs/Rp);
end
if I<0 I=0;
end
Ipa = I*Mp;
```

### A.2 CÓDIGO DE PROGRAMAÇÃO DO TRAÇADO DAS CURVAS I-V E P-V

```
% VARIÁVEIS DE ENTRADA
Psun = 400;
T = 25;
Vpa = 0:0.01:45;
```

```

% AJUSTE DA CARACTERÍSTICA I-V
Rs = 0.0085;
Rp = 6.2;
Ms = 1;
Mp = 1;
% DADOS DE CATÁLOGO
Ns = 72;
Voc = 42.1/Ns;
Isc = 3.87;
a = 0.65e-3;
% CONSTANTES
n = 1.2;
k = 1.38e-23;
q = 1.60e-19;
EG = 1.1;
Tr = 273 + 25;
% CÁLCULOS
T = 273 + T;
Vt = n*k*T/q;
V = Vpa/Ns/Ms;
Iph = (Isc+a*(T-Tr))*Psun/1000;
Irr = (Isc-Voc/Rp)/(exp(q*Voc/n/k/Tr)-1);
Ir = Irr*(T/Tr)^3*exp(q*EG/n/k*(1/Tr-1/T));
I = zeros(size(V));
for j=1:5;
I = I-(Iph-I-Ir.*(exp((V+I.*Rs)./Vt)-1)-(V+I.*Rs...
)./Rp)./(-1-Ir.*exp((V+I.*Rs)./Vt).*Rs./Vt-Rs./Rp);
end
for j=1:length(I);
if I(j)<0
I(j)=0;
end
end
Ipa = I*Mp;
% GERAÇÃO DE CURVAS I-V E P-V
figure(1);
plot(Vpa,Ipa);
grid on;
hold on;
for j=1:length(I);
Ppa(j)=Vpa(j)*Ipa(j);
end
figure(2);
plot(Vpa,Ppa);
grid on;
hold on;

```

### A.3 CÓDIGO DE PROGRAMAÇÃO PARA A TÉCNICA P&O

```

function [Vrefout,y1,y2] = PO(Vpv,Ipv)
%double Pt=0,
DP=0,DV=0,Vant=0,Pant=0,V=0,I=0,Ipvt=0,passo=0.1,Iant=0,Vref=900;

persistent Pt DP DV Vant Pant V I passo Vref count y11 y22;
if isempty(count)
count = 0;

```

```

end
if isempty(Pt)
    Pt = 0;
end
if isempty(y11)
    y11 = 0;
end
if isempty(y22)
    y22 = 0;
end
if isempty(DP)
    DP = 0;
end
if isempty(DV)
    DV = 0;
end
if isempty(Vant)
    Vant=0;
end
if isempty(Pant)
    Pant = 0;
end
if isempty(V)
    V=0;
end
if isempty(I)
    I=0;
end
if isempty(passo)
    passo=0.1;
end
if isempty(Vref)
    Vref=900;
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% if(mod(count,1)==0) && (count>10)
    y11=1;
    V = Vpv;
    I = Ipv;

    Pt = V*I;

    DP = Pt - Pant;
    DV = V - Vant;

    if (DP==0)
        y22=1;
        Vant = V;
        Pant = Pt;

    else
        if (DP>0)
            if (DV>0)
                Vref = Vref - passo;

            else
                Vref= Vref + passo;

            end
        end
    else

```

```

    if (DV>0)
        Vref= Vref - passo;

    else
        Vref = Vref + passo;
    end

end
end

Vant =V;
Pant = Pt;
% end
count=count+1;
Vrefout = Vref;
y1=DP;
y2=y22;

```

#### A.4 CÓDIGO DE PROGRAMAÇÃO PARA O LUGAR DAS RAÍZES: MODELO BUCK

```

clear all
close all
clc

L = 50e-6;
C = 4700e-6;
V = 900;
Ro = 50;
RL = 1;

G = tf(V/L/C, [1 (1/C/Ro+RL/L) 1/L/C])
sys=feedback(G,+1)
figure('color',[1 1 1])
rlocus(sys, 0:.001:0.1)
pzmap (sys)
[p,z]=pzmap(sys)

%Controle proporcional
H = feedback(0.068*G,1);
figure('color',[1 1 1])
step(H)

%Controle Integral
Gc = tf(1, [1 0])
figure('color',[1 1 1])
rlocus(G*Gc, 0:.001:1)
H = feedback(0.157*Gc*G,1);
figure('color',[1 1 1])
step(H)

%Controle Proporcional-Integral
Gc = tf([1 10], [1 0])
figure('color',[1 1 1])
rlocus(G*Gc, 0:.001:1)
H = feedback(0.55443*Gc*G,1);

```

```
figure('color',[1 1 1])  
step(H)
```