

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

IGOR ROBERTO DE LOURENÇO

**ESTUDO E APLICAÇÃO DOS CONTROLADORES PI, PI+R, PREDITIVO E
REPETITIVO EM UM SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE
ELÉTRICA MONOFÁSICA.**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CORNÉLIO PROCÓPIO

2017

IGOR ROBERTO DE LOURENÇO

**ESTUDO E APLICAÇÃO DOS CONTROLADORES PI, PI+R, PREDITIVO E
REPETITIVO EM UM SISTEMA FOTOVOLTAICO CONECTADO À REDE
ELÉTRICA MONOFÁSICA.**

Trabalho de Conclusão de Curso, do curso superior de Engenharia Elétrica – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio

Coorientador: Prof. Dr. Sérgio Augusto Oliveira da Silva

CORNÉLIO PROCÓPIO

2017



Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Cornélio Procópio
Departamento Acadêmico de Elétrica
Curso de Engenharia Elétrica



FOLHA DE APROVAÇÃO

Igor Roberto de Lourenço

Estudo e aplicação dos controladores PI, PI+R, Preditivo e Repetitivo em um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica monofásica.

Trabalho de conclusão de curso apresentado às 10:20hs do dia 29/11/2017 como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista no programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O candidato foi arguido pela Banca Avaliadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Avaliadora considerou o trabalho aprovado.

Prof(a). Dr(a). Leonardo Poltronieri Sampaio - Presidente (Orientador)

Prof(a). Dr(a). Sergio Augusto Oliveira da Silva - (Coorientador)

Prof(a). Dr(a). Rodrigo Augusto Modesto - (Membro)

Prof(a). Dr(a). Luiz Francisco Sanches Buzachero - (Membro)

AGREDECIMENTOS

Ao meu orientador Prof. Dr. Leonardo Poltronieri Sampaio pelos ensinamentos, dicas, orientações e paciência ao longo de toda a graduação, bem como do desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu coorientador Prof. Sérgio Augusto Oliveira da Silva pelos ensinamentos e dicas que contribuíram de maneira ativa para conclusão do trabalho.

Aos membros da banca, Prof. Dr. Rodrigo Augusto Modesto e Prof. Dr. Luiz Francisco Sanches Buzachero pelas sugestões, correções e dicas.

Ao corpo docente do curso de graduação em Engenharia Elétrica da UTFPR-CP, por compartilharem todo o conhecimento e contribuir para minha formação pessoal e profissional.

Aos integrantes do grupo pesquisa LEPQER, pela disponibilidade em sanar dúvidas e por compartilharem todo o conhecimento necessário para o desenvolvimento deste trabalho.

A todos meus amigos do campus pelas horas em conjunto dedicadas aos estudos.

A todos meus amigos fora do campus por todo apoio demonstrado.

A Letícia pelo companheirismo, amor, confiança e paciência, que tornaram possível a conclusão deste trabalho.

A meus pais, Roberto e Neiva, e minha irmã Ana Carla, por toda dedicação ao longo da graduação, base fundamental para atingir mais essa etapa.

RESUMO

LOURENÇO, Igor Roberto. **Estudo e aplicação dos controladores PI, PI+R, Preditivo e Repetitivo em um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica monofásica.** 2017.105f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2017.

Este trabalho apresenta um estudo comparativo dos controladores PI, PI + Ressonante, PI + Repetitivo e Preditivo, aplicado em um sistema fotovoltaico (PV) de duplo estágio, conectado à rede elétrica monofásica. O sistema PV é composto por um conversor cc-cc elevador (*boost*) associado em cascata com um inversor monofásico em ponte completa (*full-bridge*). O primeiro estágio é responsável pelo rastreamento da máxima potência e por realizar a elevação da tensão do arranjo PV. Por outro lado, o segundo estágio é empregado para injetar toda a potência ativa drenada do arranjo PV na rede elétrica monofásica. A extração da máxima potência é realizada a partir do emprego do algoritmo Perturbe e Observe (P&O), o qual gera a referência de tensão utilizada no sistema de controle multi-malha aplicado ao conversor *boost*. Os controladores estudados neste trabalho são empregados no controle da corrente injetada na rede elétrica, e são comparados levando em conta sua eficiência na rastreabilidade do sinal de referência, oscilação em regime permanente e taxa de distorção harmônica da corrente injetada. O sistema fotovoltaico foi implementado em ferramentas de simulação computacional e a partir dos resultados obtidos a comparação dos controladores foi realizada considerando: (i) rede elétrica ideal e (ii) rede elétrica com distorção harmônica de tensão.

Palavras chave: Eletrônica de Potência; Técnicas de controle em eletrônica de potência.

ABSTRACT

LOURENÇO, Igor Roberto. **Study and application of PI, PI+R, Predictive and Repetitive controllers in a photovoltaic system connected to the single-phase power grid.** 2017.105f. Term paper (graduation) – Electrical Engineering. Federal Technological University of Parana, Cornélio Procópio, 2017.

This work presents a comparative study of the PI, PI + Resonant, PI + Repetitive and Predictive controllers, applied to a dual-stage photovoltaic system (PV) connected to a single-phase power grid. The PV system is composed of a cc-cc boost converter cascade with a single-phase full-bridge inverter. The first stage is responsible for tracking the maximum power and for performing the PV array voltage rise. On the other hand, the second stage is used to inject all the active power drained from the PV array in the single-phase power grid. The extraction of the maximum power is realized using the algorithm of Perturb and Observe (P&O), which generates the voltage reference used in the multi-mesh control system applied to the boost converter. The studied controllers in this work are used to control of the current injected into electrical grid, and are compared taking into account their efficiency in the traceability of the reference signal, steady state oscillation and harmonic distortion rate of the injected current. The photovoltaic system was implemented in computer simulation tools and from the obtained results the comparison of the controllers was carried out considering: (i) ideal electrical grid (ii) electrical grid with harmonic voltage distortion.

Keywords: Power Electronics; Control techniques in power electronics.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1– CENÁRIO DA PRODUÇÃO DE ENERGIA PROVENIENTE DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS, ATÉ 2016.	14
FIGURA 2 - SISTEMA DE GERAÇÃO DE ENERGIA FOTOVOLTAICA - ESTRUTURA PRINCIPAL DO TRABALHO	15
FIGURA 3 - MODELO ELÉTRICO DE UMA CÉLULA SOLAR.	20
FIGURA 4 - CURVA CARACTERÍSTICA $I \times V$ DE UM PAINEL FOTOVOLTAICO	22
FIGURA 5 - CURVA CARACTERÍSTICA $P \times V$ DE UM PAINEL FOTOVOLTAICO.	23
FIGURA 6 - TOPOLOGIAS DE ARRANJOS FOTOVOLTAICOS. (A) MULTI-STRING (B) STRING.	24
FIGURA 7 - SISTEMA PV CONECTADO À REDE ELÉTRICA	26
FIGURA 8 - TOPOLOGIAS E CONTROLES	27
FIGURA 9 - CONVERSOR CC/CC ELEVADOR - BOOST CLÁSSICO.	28
FIGURA 10 - INVERSOR TIPO HALF-BRIDGE	32
FIGURA 11 - SAÍDA EM DOIS NÍVEIS DO INVERSOR HALF-BRIDGE.	32
FIGURA 12 - SISTEMA DE CONTROLE SPWM DE DOIS NÍVEIS.	33
FIGURA 13 - INVERSOR DO TIPO FULL-BRIDGE.	33
FIGURA 14 - SAÍDA EM TRÊS NÍVEIS DO INVERSOR FULL-BRIDGE.	34
FIGURA 15 - SISTEMA DE CONTROLE PARA SPWM DE TRÊS NÍVEIS.	35
FIGURA 16 - DIAGRAMA EM BLOCOS DO SISTEMA DE CONTROLE P-PLL.	36
FIGURA 17 - CONVERSOR CC/CC ELEVADOR - BOOST CLÁSSICO COM PERDAS.	39
FIGURA 18 - CONVERSOR CC/CC BOOST CLÁSSICO COM PERDAS - PRIMEIRA ETAPA	40
FIGURA 19 - CONVERSOR CC/CC BOOST CLÁSSICO COM PERDAS - SEGUNDA ETAPA	40
FIGURA 20 - CONVERSOR BOOST CLÁSSICO COM PERDAS - CIRCUITO EQUIVALENTE	42
FIGURA 21 - MALHA DE CONTROLE CONVERSOR BOOST CLÁSSICO	43
FIGURA 22 - CONVERSOR BOOST CONECTADO AO ARRANJO PV - MODELO	43
FIGURA 23 - INVERSOR VSI FULL-BRIDGE CONECTADO À REDE ELÉTRICA.	48
FIGURA 24 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR FULL-BRIDGE	48
FIGURA 25 - MALHAS DE CONTROLE PARA O CONVERSOR CC/CA FULL-BRIDGE	54

FIGURA 26 - DIAGRAMA DE BODE SEM COMPENSAÇÃO - PROCEDIMENTO DE SINTONIA	56
FIGURA 27 - DIAGRAMA DE BODE EM MALHA ABERTA, COM COMPENSAÇÃO DE FASE - PROCEDIMENTO DE SINTONIA.....	57
FIGURA 28 - DIAGRAMA DE BODE - COMPENSAÇÃO DE FASE E GANHO - PROCEDIMENTO DE SINTONIA	58
FIGURA 29 - CONTROLADOR REPETITIVO BASEADO EM MODELO INTERNO.....	60
FIGURA 30 - ESTRUTURA PLUG-IN DO CONTROLADOR REPETITIVO	61
FIGURA 31 - CONTROLADOR PI + R (RESSONANTE).	62
FIGURA 32 - DIAGRAMA DE FUNCIONAMENTO DO CONTROLADOR PREDITIVO.....	66
FIGURA 33 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA INVERSOR FB - MALHA DE TENSÃO	68
FIGURA 34 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA COMPENSADO EM FASE - MALHA DE TENSÃO.....	69
FIGURA 35 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA COMPENSADO EM GANHO E FASE - MALHA DE TENSÃO FB	70
FIGURA 36 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA EM MALHA FECHADA - MALHA DE TENSÃO FB	70
FIGURA 37 - RESPOSTA AO DEGRAU UNITÁRIO - MALHA DE TENSÃO.....	71
FIGURA 38 - TENSÃO DO BARRAMENTO CC - INVERSOR DE TENSÃO.....	72
FIGURA 39 - SISTEMA P-PLL	72
FIGURA 40 - CORRENTE DE REFERÊNCIA DA MALHA INTERNA DE CONTROLE DO CONVERSOR CC/CA FB.....	73
FIGURA 41 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA INVERSOR FB - MALHA DE CORRENTE	75
FIGURA 42 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA COMPENSADO EM FASE - MALHA DE CORRENTE INVERSOR FB.....	76
FIGURA 43 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA COMPENSADO - MALHA DE CORRENTE INVERSOR FB.	76
FIGURA 44 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA COMPENSADO EM MALHA FECHADO - MALHA CORRENTE FB.	77
FIGURA 45 - RESPOSTA AO DEGRAU UNITÁRIO - MALHA DE CORRENTE INVERSOR FB	77
FIGURA 46 - RESULTADOS DO CONTROLADOR PI - MALHA DE CORRENTE	78
FIGURA 47 - CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA - CONTROLADOR PI	79

FIGURA 48 - RESULTADOS DO CONTROLADOR PI COM HARMÔNICA DE TENSÃO - MALHA CORRENTE	80
FIGURA 49 - CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA, COM HARMÔNICOS DE TENSÃO - CONTROLADOR PI.....	80
FIGURA 50 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA PARCELA RESSOANTE - MALHA DE CORRENTE	82
FIGURA 51 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA PARCELA RESSONANTE, COM GANHO - MALHA DE CORRENTE	83
FIGURA 52 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CONTROLADOR PI RESSONANTE EM SÉRIE COM A PLANTA	83
FIGURA 53 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CONTROLADOR PI RESSONANTE EM MALHA FECHADA.....	84
FIGURA 54 - RESPOSTA AO DEGRAU UNITÁRIO - CONTROLADOR PI RESSONANTE	84
FIGURA 55 - RESULTADOS DO CONTROLADOR PI RESSONANTE - MALHA DE CORRENTE	85
FIGURA 56 - CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA - CONTROLADOR PI RESSONANTE	86
FIGURA 57 - RESULTADOS DO CONTROLADOR PI RESSONANTE COM HARMÔNICOS DE TENSÃO.....	87
FIGURA 58 - CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA, COM HARMÔNICOS DE TENSÃO - CONTROLADOR PI RESSONANTE.....	88
FIGURA 59 - MALHA DE CONTROLE PI REPETITIVO IMPLEMENTADA.....	89
FIGURA 60 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA PARCELA REPETITIVA	90
FIGURA 61 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA PARCELA REPETITIVA EM SÉRIE COM FILTRO PASSA BAIXA DE SEGUNDA ORDEM	91
FIGURA 62 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DA PARCELA REPETITIVA COM E SEM FILTRO - COMPARATIVO.....	91
FIGURA 63 - RESPOSTA PARCELA REPETITIVA - GANHO E FILTRO.....	92
FIGURA 64 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO CONTROLADOR PI REPETITIVO EM SÉRIE COM A PLANTA	92
FIGURA 65 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO SISTEMA PI REPETITIVO EM MALHA FECHADA.....	93
FIGURA 66 - RESULTADOS DO CONTROLADOR PI REPETITIVO - MALHA DE CORRENTE	94

FIGURA 67 - CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA - CONTROLADOR PI REPETITIVO	95
FIGURA 68 - RESULTADOS DO CONTROLADOR PI REPETITIVO COM HARMÔNICO DE TENSÃO.....	95
FIGURA 69 - CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA, COM HARMÔNICO DE TENSÃO - CONTROLADOR PI REPETITIVO	96
FIGURA 70 - DIAGRAMA DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR FULL-BRIDGE	97
FIGURA 71 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO INVERSOR MONOFÁSICO FULL-BRIDGE	99
FIGURA 72 - RESULTADOS DO CONTROLADOR PREDITIVO - MALHA DE CORRENTE...	100
FIGURA 73 - CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA - CONTROLADOR PREDITIVO	101
FIGURA 74 - RESULTADOS DO CONTROLADOR PREDITIVO COM HARMÔNICO DE TENSÃO	102
FIGURA 75 - CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA, COM HARMÔNICOS DE TENSÃO - CONTROLADOR PREDITIVO	102

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - PARÂMETROS DE PROJETO DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE TENSÃO DO INVERSOR FB.....	71
TABELA 2 - PARÂMETROS DA CORRENTE DE REFERÊNCIA.....	73
TABELA 3 - PARÂMETROS DE PROJETO DO CONTROLADOR PI DA MALHA DE CORRENTE INVERSOR FB.....	78
TABELA 4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA - CONTROLADOR PI.....	79
TABELA 5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA, COM HARMÔNICOS DE TENSÃO - CONTROLADOR PI.....	81
TABELA 6 - PARÂMETROS DE PROJETO DO CONTROLADOR PI RESSONANTE.	85
TABELA 7 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA - CONTROLADOR PI RESSONANTE.....	86
TABELA 8 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA, COM HARMÔNICOS DE TENSÃO - CONTROLADOR PI RESSONANTE.....	87
TABELA 9 - PARÂMETROS DE PROJETO DO CONTROLADOR PI REPETITIVO.....	93
TABELA 10 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA - CONTROLADOR PI REPETITIVO.	94
TABELA 11- RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA, COM HARMÔNICOS DE TENSÃO - CONTROLADOR PI REPETITIVO.....	96
TABELA 12 - PARÂMETROS DE PROJETO DO CONTROLADOR PREDITIVO.....	100
TABELA 13 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA - CONTROLADOR PREDITIVO.....	101
TABELA 14 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA, COM HARMÔNICOS DE TENSÃO - CONTROLADOR PREDITIVO.....	101

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
ddp	Diferença de potencial
DM	<i>Delta Modulation</i>
FB	<i>Full-Bridge</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
P&O	<i>Perturb and Observe</i>
PI	Proporcional Integral
PI + R	Proporcional Integral Ressonante
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
PV	<i>Photovoltaic</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RC	<i>Repetitive Control</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
TD	<i>Transport Delay</i>
THD_i	<i>Total Harmonic Distortion Current</i>
THD_v	<i>Total Harmonic Distortion Voltage</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO GERAL	13
1.1 PROBLEMA	15
1.2 JUSTIFICATIVA	16
1.3 OBJETIVOS	17
1.3.1 Objetivo Geral	17
1.3.1 Objetivos Específicos	17
1.4 MÉTODOS DE PESQUISA	17
1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	19
2 SISTEMA DE GERAÇÃO DE ENERGIA FOTOVOLTAICA	20
2.1 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	20
2.1.1 Curva característica do Painel Fotovoltaico	22
2.1.2 Topologias de Arranjos Fotovoltaicos.....	23
2.1.3 Técnicas de <i>MPPT</i>	24
2.1.4 Sistemas conectados à rede elétrica.....	25
2.2 CONVERSORES ELEVADORES DE TENSÃO.....	26
2.2.1 Conversor Elevador CC/CC – <i>Boost</i> Clássico	28
2.3 INVERSORES DE TENSÃO – CONVERSOR CC/CA	30
2.3.1 Inversores monofásicos – <i>VSI</i>	31
2.4 SISTEMAS PLL (PHASE-LOCKED LOOP).....	35
2.4.1 Sistema <i>p-PLL</i>	36
2.5 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO	38
3 MODELAGEM DOS CONVERSORES ESTÁTICOS	39
3.1 MODELAGEM DO CONVERSOR CC/CC BOOST CLÁSSICO	39
3.1.1 Modelagem CC do conversor <i>Boost</i> Clássico	39
3.1.2 Modelagem CA do conversor <i>Boost</i> Clássico	42
3.2 MODELAGEM DO INVERSOR DE TENSÃO <i>FULL-BRIDGE</i>	47
3.2.1 Modelagem CA do inversor de tensão <i>Full-Bridge</i>	47
4 TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADAS AO INVERSOR DE TENSÃO ...	54
4.1 CONTROLADOR PI	55
4.2 CONTROLADOR PI REPETITIVO.....	59
4.3 CONTROLADOR PI RESSONANTE.....	61
4.4 CONTROLADOR PREDITIVO	63
5 PROJETO DOS CONTROLADORES DO CONVERSOR CC/CA <i>FULL-BRIDGE</i>	67
5.1 SISTEMA DE GERAÇÃO DA CORRENTE DE REFERÊNCIA.....	67
5.2 PROJETO DOS CONTROLADORES DA MALHA DE CORRENTE	74
5.2.1 Projeto do controlador PI da malha de corrente – Inversor <i>Full-Bridge</i> ... 74	
5.2.2 Projeto do controlador PI Ressonante da malha de corrente – Inversor Full Bridge	81
5.2.3 Projeto do controlador PI Repetitivo da malha de corrente – Inversor <i>Full-Bridge</i>	88
5.2.4 Projeto do controlador Preditivo da malha de corrente – Inversor <i>Full Bridge</i>	96
6 COMPARATIVO DOS CONTROLADORES DA MALHA DE CORRENTE	103
7 CONCLUSÃO	105
REFERÊNCIAS	107

1 INTRODUÇÃO GERAL

O desenvolvimento socioeconômico do país está diretamente relacionado ao fornecimento de energia elétrica, a qual permite a expansão do setor industrial, assim como a melhora na qualidade de vida das pessoas.

Dessa forma, o sistema elétrico deve estar preparado para suprir maiores demandas de energia, aumentando sua capacidade máxima de geração. Torna-se evidente então, a necessidade de ampliação da matriz geradora nacional.

Algumas fontes geradoras de energia elétrica possuem impactos socioambientais relativamente altos, e apresentam como matriz, combustíveis fósseis. Vale destacar que a geração hidrelétrica necessita de grandes áreas de alagamento, ocasionando a submersão de diversas matérias vivas, além de desalojar populações ribeirinhas. Assim, pesquisas com fontes renováveis de energia, como a solar, eólica, marítima, geotérmica e biomassa, ganharam notoriedade nos últimos anos.

Dentre as fontes renováveis destaca-se a solar, devido ao seu grande potencial e aos altos níveis de irradiação na superfície terrestre, principalmente nas proximidades da linha do Equador. (MOÇAMBIQUE, 2012; BRITO, 2013).

Devido a sua localização geográfica, o Brasil é destaque no cenário mundial no que diz respeito à produção de energia elétrica provenientes de painéis fotovoltaicos. No entanto, aproveita muito pouco este potencial, produzindo menos este tipo de energia que a maioria dos países desenvolvidos ou em desenvolvimento, como China e Alemanha, que possuem índices de irradiação muito menores, como pode ser verificado na Figura 1. (BRITO, 2013).

Analisando a Figura 1 fica evidente a necessidade de maiores investimentos em pesquisas e desenvolvimentos, na geração de energia elétrica provenientes de sistemas fotovoltaicos, no Brasil.

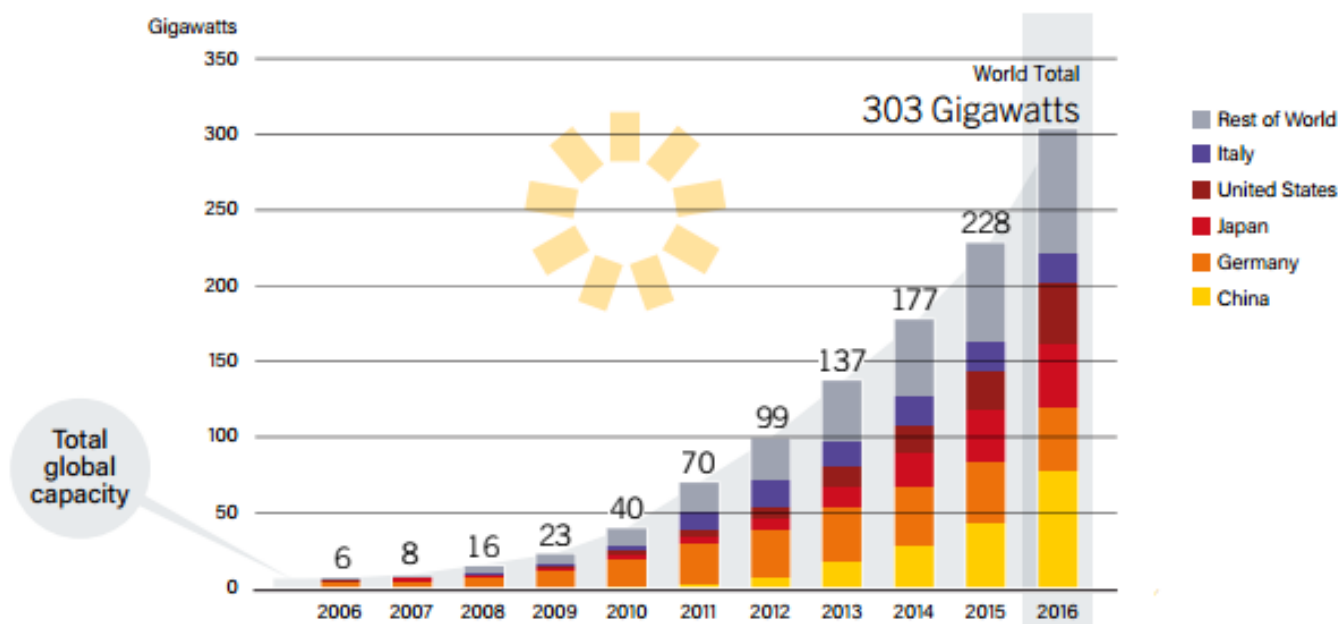


Figura 1– Cenário da produção de energia proveniente de sistemas fotovoltaicos, até 2016.

Fonte: REN 21, 2017.

Para aplicação do arranjo PV na rede elétrica, são necessários alguns estágios de condicionamento de energia, uma vez que o sistema fotovoltaico gera energia em corrente contínua com módulo inferior ao pico da rede.

A conversão de energia contínua em alternada é realizada através do inversor de tensão. Essa estrutura é responsável por fornecer energia de acordo com os padrões de qualidade estabelecidos por norma, em nível, frequência, defasagem angular, taxa de distorção harmônica, entre outros.

Para que o inversor de tensão forneça energia conforme os padrões, a tensão do seu barramento CC deve possuir módulo maior que o pico da rede elétrica na qual o sistema de geração está inserido.

Dessa forma, conversores elevadores de tensão são comumente utilizados, como estágio de condicionamento anterior ao inversor, de maneira a regular a energia do arranjo PV aos requisitos necessários de funcionamento do conversor CC/CA.

Constitui-se assim, um sistema de geração com dois estágios de conversão, conforme mostrado na Figura 2.

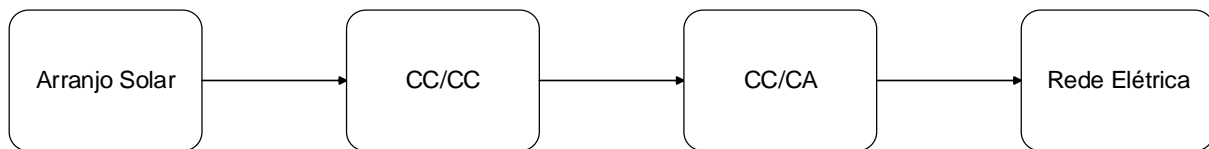


Figura 2 - Sistema de geração de energia fotovoltaica - Estrutura principal do trabalho
Fonte: Próprio autor.

Cada um dos estágios de conversão, assim como as topologias envolvidas serão discutidas e abordadas ao longo deste trabalho, o qual enfatiza o estudo a aplicação dos controladores PI, PI+R, Repetitivo e Preditivo no segundo estágio, o inversor de tensão.

1.1 PROBLEMA

Como elucidado anteriormente, um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica, pode ser composto por um ou mais estágios de conversão de energia elétrica. Em geral, a eficiência do painel fotovoltaico é baixa, assim, é muito importante utilizar técnicas de extração da máxima potência disponível nos terminais do arranjo fotovoltaico, assim como, minimizar as perdas decorrentes na utilização dos conversores estáticos de potência empregados nestes tipos de sistemas.

Portanto, este trabalho propõe a análise de quatro técnicas de controle aplicadas no controle da corrente injetada na rede elétrica. A malha de controle de corrente de saída do inversor utiliza uma referência com formato senoidal, e conseqüentemente o controlador empregado para rastrear esta referência influenciará diretamente na qualidade da corrente injetada na rede elétrica.

Tradicionalmente, o controlador PI é muito empregado em eletrônica de potência para realizar o rastreamento de sinais de referência, porém este tipo de controlador não consegue garantir erro nulo em regime permanente para sinais senoidais.

Por outro lado, alguns controladores fazem uso de técnicas que visam minimizar este problema, tais como o Ressonante, Repetitivo e Preditivo.

1.2 JUSTIFICATIVA

Para aplicação no sistema elétrico, a energia oriunda do arranjo PV deve ser condicionada de acordo com os padrões de qualidade de energia exigidos por norma, como o módulo 8 do PRODIST e outras normatizações internacionais como o IEEE.

O módulo 8 destaca indicadores referentes a qualidade do produto e serviço na distribuição de energia elétrica no Brasil, prevendo penalizações caso um desses indicadores seja violado.

Dentre os indicadores destaca-se aqueles que medem as taxas de distorções harmônicas. Tendo em vista todos os malefícios para a robustez do sistema, assim como na vida útil de todos os conversores chaveados e outros equipamentos conectados à rede, a taxa de distorção harmônica de corrente deve ser inferior a 5%.

O inversor de tensão é a topologia responsável pela injeção de corrente elétrica nos padrões exigidos por norma, em amplitude, frequência, defasagem angular, taxa de distorção harmônica, entre outros. Assim, seu controle deve atuar de forma a maximizar o desempenho dessa estrutura no que diz respeito a tais exigências.

A contribuição deste trabalho se dá na análise de qual dos controladores (PI, PI+R, Repetitivo e Preditivo) se encaixa melhor aos padrões exigidos, de modo a verificar resultados de rastreabilidade da referência injetando corrente com menores taxas de distorção harmônica, em fase e frequência com a rede elétrica em questão.

Tais resultados serão comparados a fim de verificar qual dos controladores é mais adequado para essa aplicação, visando assim, maximizar o uso desse tipo de geração de energia.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem como objetivo principal realizar um estudo comparativo entre os controladores PI, PI+R, Repetitivo e Preditivo, os quais são empregados na malha de controle do conversor CC/CA *Full-Bridge*, a fim de controlar a corrente injetada na rede elétrica.

1.3.1 Objetivos Específicos

- Estudar e aplicar a topologia do conversor elevador de tensão, o *Boost Clássico*;
- Estudar e aplicar o conversor CC/CA *Full-Bridge*, conectado à rede elétrica monofásica;
- Fazer a modelagem CA de pequenos sinais dos conversores estáticos aplicados a este sistema;
- Retirar a função transferência dos conversores CC/CC e CC/CA, para implementação das técnicas de controle propostas;
- Aplicar o sistema *PLL (Phase Locked Loop)* para atracamento do sistema fotovoltaico com a rede elétrica;
- Estudar e aplicar os controladores propostos, ao inversor Full-Bridge monofásico;
- Realizar a simulação do sistema proposto neste trabalho, em ambiente MATLAB/SIMULINK®.

1.4 MÉTODOS DE PESQUISA

Após uma análise inicial das problemáticas que a grande área de Engenharia Elétrica abrange, foi definido a área de atuação do presente trabalho.

Considerando o atual cenário de demanda energética, assim como a necessidade cada vez maior de se produzir energia, de forma limpa e com pouco impactos sociais, definiu-se a área capaz de contribuir de forma significativa na

resolução deste problema, sendo esta a de Eletrônica Industrial, Sistemas e Controles Eletrônicos.

Dessa forma, é possível realizar um trabalho integrado entre a geração de energia através de fontes limpas e renováveis (solar), com o controle de injeção de ativos na rede elétrica.

Inicialmente foi realizado um levantamento bibliográfico, das topologias empregadas nesse trabalho, através da pesquisa e leitura de artigos, trabalhos de conclusão de curso, dissertações e teses. A estrutura básica utilizada neste trabalho, pode ser vista através da Figura.2.

Algumas técnicas e estruturas são associadas às topologias demonstradas na Figura 2, como a Técnica de *MPPT* e o *PLL*. Dessa forma, é necessário realizar um aprofundamento em todas as etapas do processo em questão.

Com tal embasamento teórico é possível, realizar os desenvolvimentos numéricos de dimensionamento e sintonia dos componentes do sistema, para posterior realização das simulações e aquisição dos resultados referentes aos objetivos deste trabalho.

O arranjo fotovoltaico será composto por placas solares, o qual fornece níveis de tensão CC para o conversor *Boost* clássico, que deverá garantir que máxima potência possível seja extraída do arranjo fotovoltaico, através da técnica de *MPPT P&O*.

Dessa forma, o estágio de conversão CC/CA, poderá trabalhar com o nível adequado de tensão. Para tal será utilizado um inversor *Full-Bridge* monofásico, topologia na qual serão aplicadas todas as técnicas de controle propostas neste trabalho (PI, PI+R, Preditivo e Repetitivo), na malha de controle da corrente injetada na rede elétrica.

O atracamento do sistema de geração em questão com a rede elétrica, se dará através de um indutor. Vale ressaltar que para detecção de fase e frequência da rede elétrica, será utilizado o sistema *p-PLL*.

Será realizado um estudo comparativo entre as técnicas de controle propostas, de forma a verificar qual possui maior rastreabilidade da referência em formato senoidal e maior qualidade da corrente gerada, através da taxa de distorção harmônica.

Todos os resultados foram obtidos através de simulações, realizadas em ambiente MATLAB/SIMULINK®.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está dividido em 8 capítulos. Sendo o primeiro é destinado a introdução geral, problemática na qual o trabalho está inserido, assim como as justificativas para desenvolvimento, objetivos atrelados a tais, metodologia adotada e resumo da organização. O segundo capítulo apresenta uma revisão bibliográfica sobre sistemas fotovoltaicos, técnicas de *MPPT*, conversor *CC/CC Boost*, conversor *CC/CA* e *PLL*. O terceiro capítulo contempla a modelagem *CC* e *CA* dos conversores estáticos aplicados a este trabalho. O quarto capítulo apresenta os controladores utilizados no estágio de inversão de tensão, foco do presente trabalho. No quinto capítulo é demonstrado o desenvolvimento das técnicas de controle propostas, assim como os resultados obtidos. O sexto capítulo é destinado a comparação dos controladores perante aos resultados encontrados. A conclusão do trabalho é abordada no sétimo capítulo, onde pôr fim as referências são mostradas no oitavo.

2 SISTEMA DE GERAÇÃO DE ENERGIA FOTOVOLTAICA

2.1 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Para os parâmetros terrestres, como o tempo por exemplo, pode-se afirmar que o sol é uma fonte inesgotável de energia, fato este, que contribuiu diretamente para o crescimento significativo de sua utilização (CRESESB, 2014).

Entende-se por Efeito Fotovoltaico, o surgimento de uma ddp nos extremos de um material semiconductor, quando este é submetido a uma luz. Dessa forma, obtém-se eletricidade (corrente elétrica), oriunda de uma radiação solar. Esta energia obtida é denominada, como fotovoltaica. A célula fotovoltaica, é a unidade responsável por esse processo de conversão. (CRESESB, 2014).

Células fotovoltaicas são em geral constituídas de silício mono ou policristalino, e são as menores unidades constituintes de módulos ou painéis fotovoltaicos. A conexão destes, formam o arranjo fotovoltaico. (CASSARO; MARTINS, 2008).

Uma célula fotovoltaica pode ser modelada matematicamente através da análise de um circuito elétrico simples, que consiste em uma fonte de corrente em anti-paralelo com um diodo. As resistências em série e paralelo representam as perdas na conversão, e tornam a modelagem mais precisa. Tal circuito pode ser observado através da Figura 3. (CASSARO; MARTINS, 2008).

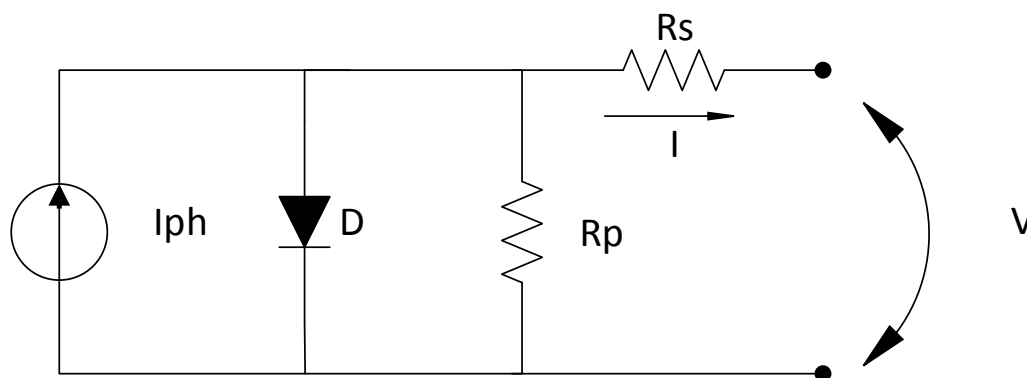


Figura 3 - Modelo elétrico de uma célula solar.

Fonte: Próprio autor.

Aplicando-se a Lei de *Kirchhoff*, no circuito elétrico da Figura 3, encontra-se a Equação 1, que representa matematicamente o comportamento de uma célula solar.

$$I = I_{ph} - I_r \left[e^{q(V+IR_s)/\eta kT} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (1)$$

Onde,

V : Tensão nos terminais de saída de uma célula solar.

I : Corrente nos terminais de saída de uma célula solar.

I_{ph} : Fotocorrente.

I_r : Corrente de saturação reversa da célula.

R_s : Resistência Série.

R_p : Resistência Paralela.

q : Carga do Elétron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C).

η : Fator de idealidade da junção p-n.

k : Constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K).

T : Temperatura ambiente (K).

A Fotocorrente (I_{ph}) e a Corrente de saturação reversa (I_r), podem ser determinadas através das Equações 2 e 3 respectivamente.

$$I_{ph} = [I_{sc} + \alpha(T - T_r)] \frac{P_{sun}}{1000} \quad (2)$$

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

Onde,

I_{sc} : Corrente de curto circuito por célula.

α : Coeficiente de temperatura de I_{sc} .

T_r : Temperatura de referência (298K).

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).

T : Temperatura ambiente (K).

2.1.1 Curva característica do Painel Fotovoltaico

Através da Equação 1 é possível, traçar a curva característica de tensão por corrente da célula fotovoltaica, que pode ser observada através da Figura 4, onde também pode ser observado o ponto de máxima potência (*MPP*).

A eficiência energética de uma célula solar é relativamente baixa, dessa forma, ressalta-se a importância de se extrair a máxima potência da mesma. O ponto ótimo de potência, *MPP*, pode ser observado na Figura 4, para uma irradiação solar constante, onde é possível perceber que para uma dada curva característica existe um ponto de máxima potência, que se encontra geralmente no declínio da curva, sendo que este deve ser o ponto de operação do arranjo fotovoltaico. (SAMPAIO, 2010).

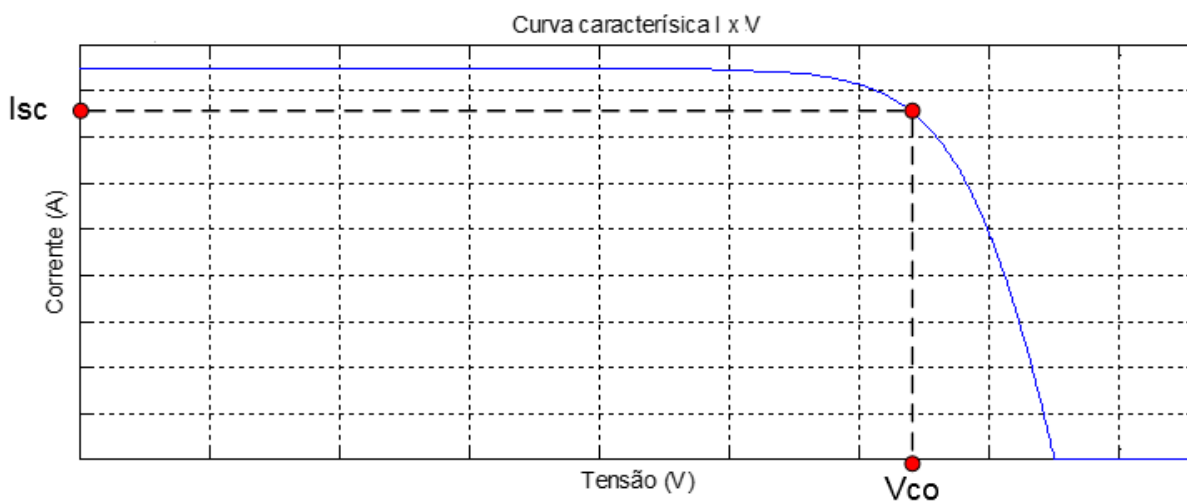


Figura 4 - Curva característica I x V de um painel fotovoltaico

Fonte: Próprio autor.

O *MPP* também pode ser observado na curva P x V do painel, conforme mostrado na Figura 5.

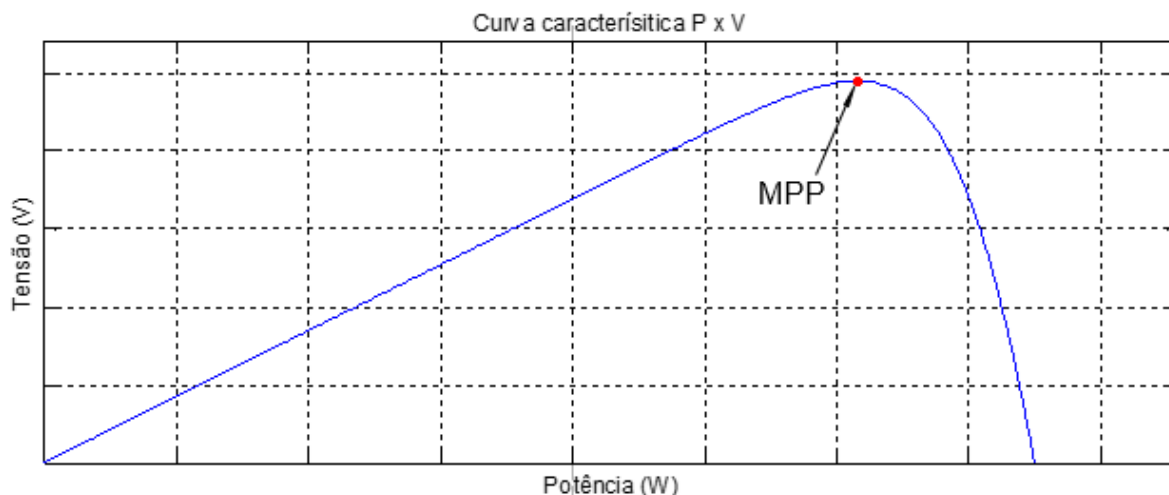


Figura 5 - Curva característica P x V de um painel fotovoltaico.

Fonte: Próprio autor.

Vale ressaltar que a resistência R_p regula a inclinação da curva do arranjo, quando o mesmo se comporta como uma fonte de corrente, enquanto R_s regula a curva quando em fonte de tensão. (SAMPAIO, 2010).

Diversas técnicas de *MPPT* são utilizadas para que o ponto de máxima potência seja rastreado pelo sistema. Para o presente trabalho será utilizada a técnica *P&O*, que será descrito ao longo deste trabalho.

2.1.2 Topologias de Arranjos Fotovoltaicos

Dentre as diversas topologias de arranjos utilizadas, destaca-se a centralizada, pela sua vasta utilização em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, por permitir a geração de potências mais elevadas. Essa configuração, é constituída pela associação em série e/ou paralelo de painéis solares, de forma a se obter os níveis de tensão, corrente e potência desejados. A centralização da topologia é dada através da conexão de todos os painéis associados, em um único inversor de tensão. (JÚNIOR, 2015).

A conexão série dos painéis é denominada *string*. Nesta topologia, o arranjo possui um ganho de tensão na saída, mas a corrente não é afetada. Por outro lado, a conexão em paralelo dos painéis, origina um aumento na corrente

de saída, devido a soma nos pontos de conexão, mantendo, a tensão inalterada. (CRESESB, 2014).

A utilização do conversor CC/CC elevador, permite a redução do número de painéis conectados em uma *string*, de forma a condicionar a tensão ao próximo estágio. (JÚNIOR, 2015).

Outra topologia bastante utilizada é a configuração centralizada *multi-string*. Este tipo de arranjo é caracterizado, pela conexão de diversos *strings* independentes, onde cada um deles é conectado em um conversor estático CC/CC, conectados em série ou paralelo, conectado a um único conversor CC/CA.

Uma das principais vantagens da conexão *multi-string* é a redução do efeito de sombreamento parcial sobre o arranjo fotovoltaico, o qual implica na incidência de diferentes níveis de irradiação solar, ocasionando pontos locais de máxima potência, além do global. (JÚNIOR, 2015).

Todas as topologias apresentadas nesta seção, podem ser verificadas através da Figura 6.

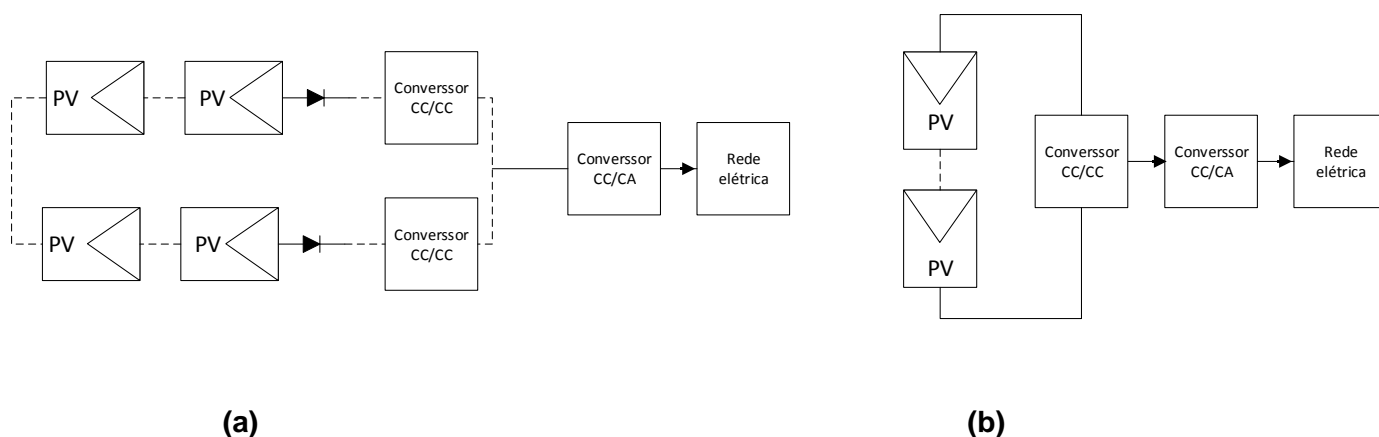


Figura 6 - Topologias de arranjos fotovoltaicos. (a) Multi-string (b) string.

Fonte: Próprio autor.

2.1.3 Técnicas de MPPT

Conforme observado na Figura 4, os painéis solares apresentam uma característica de tensão versus corrente não linear, e apresentam um único

ponto, onde a máxima potência de operação pode ser extraída, quando em condições normais de incidência de irradiação solar. (BRITO, et.al. 2013).

A característica de tensão por corrente apresentada na Figura 4, pode variar de acordo com as mudanças climáticas, como sombreamento, radiação e temperatura, dificultando colocar o sistema em operação no ponto de máxima potência. Visando minimizar este problema, faz-se o uso de algoritmos para extração da máxima potência do painel, ou arranjo fotovoltaico.

Dentre as diversas técnicas de *MPPT* utilizadas, tradicionalmente são adotados os seguintes métodos: tensão constante, Perturbe e Observe (P&O), condutância incremental, além da correlação de *ripple*.

Para realização deste trabalho, optou-se pelo algoritmo P&O, devido a sua implementação relativamente simples e por apresentar um bom rastreamento do ponto ótimo de operação do sistema.

O método P&O opera basicamente inserindo perturbações no sinal de controle em questão, que pode ser razão cíclica, tensão ou corrente.

Tais perturbações ocorrem no sentido de incrementar ou decrementar este sinal, de forma a comparar a potência obtida no ponto atual de operação, com a potência do ponto anterior. Se durante esta variação do sinal, a potência aumentar, o sistema muda o ponto de operação na mesma direção, caso contrário a próxima etapa de operação será no sentido contrário. (BRITO, et.al. 2013)

Vale ressaltar que o sentido da variação de tensão ou corrente deve ser conhecido, e variado a uma taxa constante ou variável, sendo esta taxa, a responsável por gerar respostas mais rápidas e com menos oscilações em regime permanente. (BRITO, et.al. 2013).

2.1.4 Sistemas conectados à rede elétrica

O sistema de geração fotovoltaica, representa uma fonte de energia complementar ao sistema elétrico, de forma a suprir a demanda do próprio local de instalação, ou fornecer excedentes de energia à rede elétrica, caracterizando assim, um sistema de geração distribuída, a qual pode ser instalada próxima aos centros consumidores. (CRESESB, 2014; Instituto Nacional de Eficiência Energética, 2015).

Tais centros consumidores podem ser tanto residências, quanto comerciais ou industriais, onde a principal diferença entre eles é o fluxo de potência com o sistema.

Um diagrama simplificado deste tipo de conexão, pode ser observado na Figura 7.

Vale ressaltar, que o sistema de geração de energia fotovoltaica, deve gerar tensão e corrente em conformidade com os parâmetros de qualidade de energia elétrica, seja tanto em módulo, frequência e defasagem angular.

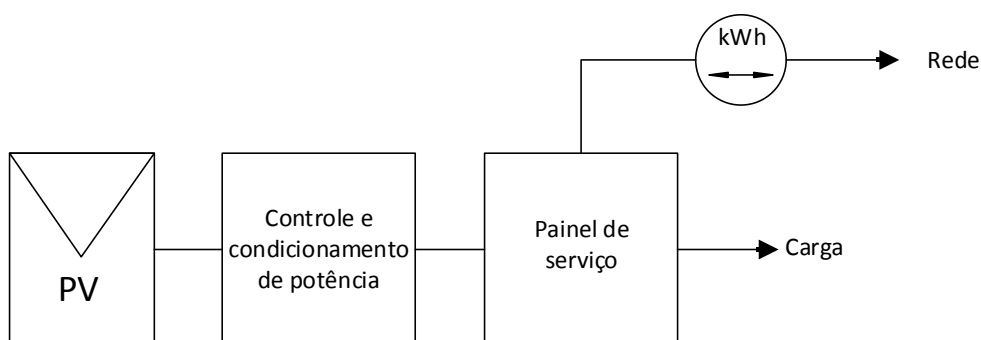


Figura 7 - Sistema PV conectado à rede elétrica

Fonte: Próprio autor.

2.2 CONVERSORES ELEVADORES DE TENSÃO

Conforme dito na seção anterior, uma das aplicações do sistema de geração fotovoltaica, é a conexão com a rede elétrica de distribuição por exemplo. Neste caso, o sistema deve ser capaz de gerar tensão e corrente em conformidade com as normas de qualidade de energia elétrica, respeitando os valores eficazes, frequência e defasagem angular no caso de sistemas trifásicos.

O estágio de conversão CC/CA, deve portanto condicionar a tensão para 127Vrms ou 220Vrms (dependendo do sistema ao qual será conectado). Dessa forma, a tensão fornecida ao barramento CC deste conversor, deve ter magnitude maior que o pico da rede, de forma a compensar as perdas do inversor.

2.2.1 Conversor Elevador CC/CC – *Boost* Clássico

O conversor CC/CC *Boost* Clássico é a topologia, mais simples empregada para garantir o aumento de tensão em um sistema, sendo portanto, a mais utilizada.

Esta configuração de conversor, pode ser observada através da Figura 9.

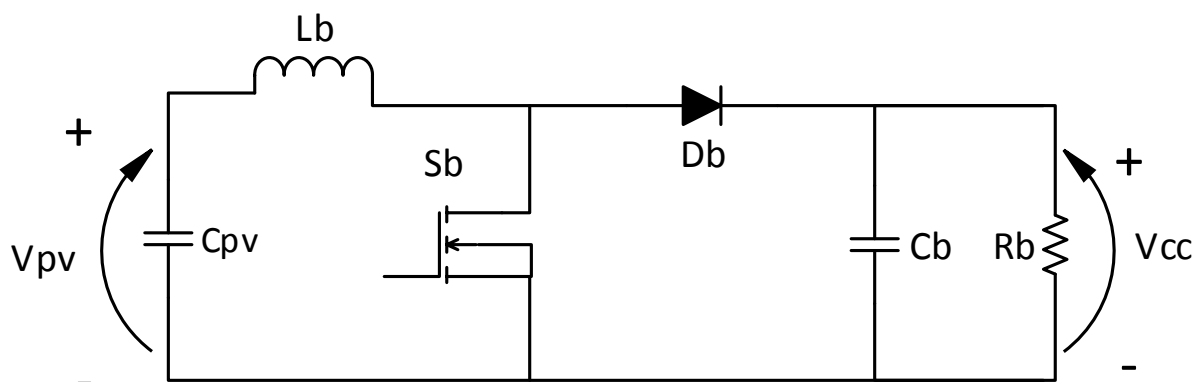


Figura 9 - Conversor CC/CC elevador - Boost Clássico
Fonte: Próprio autor.

O funcionamento deste conversor, pode ser dividido em duas etapas.

Primeira etapa: quando a chave S_b entra em condução, a malha entre V_{pv} e L_b é fechada. O diodo D_b é reversamente polarizado, devido a tensão de seu ânodo ser menor que a do cátodo. Dessa forma, enquanto S_b se mantiver fechada, o indutor acumula energia oriunda da fonte de entrada, até a abertura do interruptor, iniciando a segunda etapa de operação, na qual o diodo entra em condução, e o indutor descarrega sua energia para a carga. (ALVES, 2013).

Através da Equação 4, é possível determinar o ganho estático (G) desse conversor. Onde D é a razão cíclica de chaveamento, V_{cc} a tensão média de saída e V_{pv} a tensão média de entrada.

$$G = \frac{V_{cc}}{V_{pv}} = \frac{1}{1 - D} \quad (4)$$

O controle do chaveamento deste conversor, normalmente é feito através da Modulação por Largura de Pulso, ou *Pulse Width Modulation* (PWM).

Entende-se por razão cíclica a relação entre o tempo em que a chave encontra-se ligada (T_{on}) com o tempo total de operação do sistema ($T_s = T_{on} + T_{off}$). Dessa forma a razão cíclica pode ser determinada através da Equação 5.

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (5)$$

Vale ressaltar que T_{off} é o tempo em que a chave se comporta como um circuito aberto.

Os elementos passivos (L_b e C_b) do conversor mostrado na Figura 9, podem ser calculados através das Equações 6 e 7 respectivamente.

$$L_b = \frac{V_{pv}D}{f_s \cdot \Delta i_{Lb}} \quad (6)$$

$$C_b = \frac{i_s D}{f_s \Delta V_{cc}} \quad (7)$$

Onde f_s é a frequência de chaveamento ($f_s = \frac{1}{T_s}$), Δi_{Lb} o *ripple* de corrente no indutor do *Boost* e ΔV_{cc} o *ripple* de tensão no capacitor do *Boost*. As oscilações de tensão e corrente, normalmente são definidas pelo projetista.

Através da Equação 4, é possível perceber que o ganho estático desse conversor tende ao infinito, quando a razão cíclica tende a seu valor unitário. No entanto, devido as perdas associadas aos elementos do circuito (chave, indutor, diodo e capacitor), o ganho estático utilizado na prática para este conversor é limitado em no máximo dez. (TSENG; LIANG, 2004).

2.3 INVERSORES DE TENSÃO – CONVERSOR CC/CA

Estes conversores são responsáveis pelo segundo estágio de condicionamento de energia. Dessa forma, a finalidade dessa estrutura no sistema de geração fotovoltaica, é realizar a conversão da energia CC oriunda do arranjo PV, ou do estágio de elevação, em alternada, possibilitando a injeção de potência na rede elétrica. (OLIVEIRA, 2013).

O controle aplicado a esta estrutura deve garantir, que o sistema injete corrente na rede elétrica de acordo com os padrões de qualidade de energia, respeitando módulo, frequência e defasagem angular, no caso de sistemas trifásicos. Segundo normas como IEC e a nbr IEC, a taxa de distorção harmônica da corrente injetada deve ser inferior a 5%.

A forma de onda da tensão de saída, depende diretamente da técnica de controle aplicado ao chaveamento, dentre as quais destaca-se a modulação por largura de pulso (do inglês *PWM*), que basicamente fixa a frequência de operação da estrutura, exercendo através da razão cíclica, controle do fluxo de potência do sistema para a rede elétrica, facilitando assim a modelagem e controle do conversor em questão. (SHARMA.et.al.2014).

Além do PWM dito clássico, outras técnicas de modulação são aplicadas aos conversores CC/CA, como a Modulação Delta (*Delta Modulation – DM*) e modulação *PWM* Senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM*). (BACON, 2015).

Na saída do inversor (conexão com a rede elétrica), é comumente utilizado um elemento indutivo, que funciona com filtro passivo, dando características de fonte de corrente ao sistema de geração.

Para a correta sintonia do controlador utilizado, deve ser realizada uma análise dinâmica (pequenos sinais) do inversor de tensão, de forma a se obter a função transferência do mesmo, considerando neste caso a modulação por largura de pulso, além do elemento de filtragem na saída do conversor. (OLIVEIRA, 2013).

No entanto, o sistema acima descrito, não garante o correto atracamento com a rede elétrica, este só é possível através da técnica de *PLL*, o qual fornece

ao inversor a referência de ângulo e fase da rede elétrica em questão. (OLIVEIRA, 2013).

O acoplamento de todas essas estruturas ao inversor de tensão, permite ao mesmo injetar potência no sistema elétrico ao qual está inserido.

Neste trabalho é realizada a injeção de corrente na rede elétrica monofásica, dessa forma, é dado enfoque de estruturas monofásicas de inversão. Algumas delas são mostradas e discutidas em sequência

Vale ressaltar que as topologias de inversores são basicamente divididas entre *VSI* (*Voltage Source Inverter*), que são os conversores alimentados por fonte de tensão, ou *CSI* (*Current Source Inverter*). (SAMPAIO, 2010).

2.3.1 Inversores monofásicos – *VSI*

Dentre as principais topologias de Inversores do tipo *VSI* monofásico, encontram-se o *Half-Bridge* (meia ponte), *Full-Bridge* (ponte completa) e o *NPC* (*Neutral Point Clamped*).

Conforme dito na sessão anterior, dentre as técnicas de modulação aplicadas ao chaveamento de inversores de tensão, o maior destaque é dado para o *PWM*.

Basicamente, o funcionamento de um inversor de tensão, resume-se no trabalho chaves semi condutoras, de forma complementar, dessa forma, a modulação *SPWM* é vastamente utilizada para este tipo de topologia, por gerar pulsos com oposição de sinais.

O *SPWM* consiste na comparação de um sinal modulante senoidal de baixa frequência, com uma portadora triangular, de alta frequência (igual a de chaveamento). Dessa forma, é obtido pulsos com níveis de sinais opostos entre si com frequência fixa, e largura de pulso variável. (BACON, 2015).

Considerando que o *SPWM* gere pulsos em oposição de sinais, torna-se possível o controle de circuitos que trabalhem com chaveamentos complementares, como o inversor *Half-Bridge*, mostrado na Figura 10.

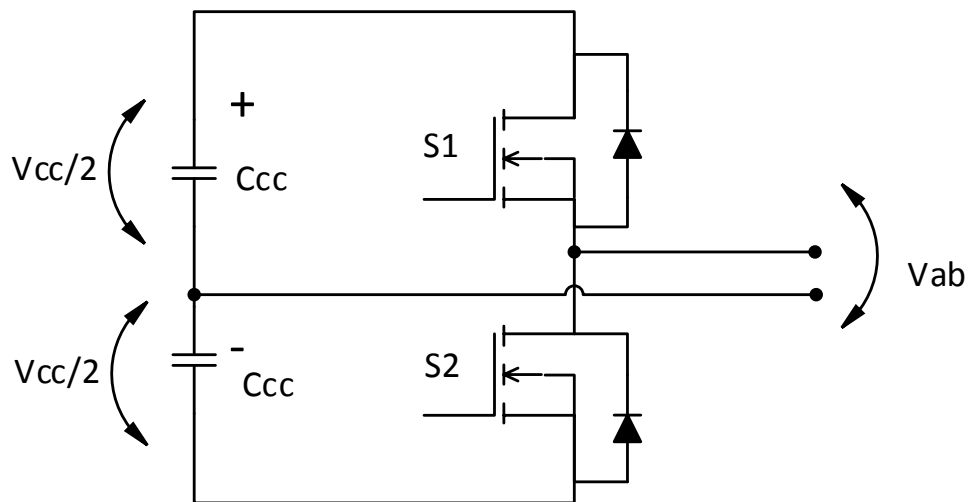


Figura 10 - Inversor tipo Half-Bridge

Fonte: Próprio autor.

Conforme dito anteriormente, para o conversor mostrado na Figura 10, as chaves $S1$ e $S2$, trabalham de forma complementar entre si, ou seja, enquanto uma está acionada, a outra está bloqueada. Esta forma de operação é obtida através do uso da modulação por largura de pulso senoidal, assim a chave $S2$ trabalha no complemento do trem de pulsos gerado pelo $SPWM$. Como resultado, dois níveis de tensão serão percebidos nos terminais de saída deste conversor, $V_{cc}/2$ e $-V_{cc}/2$, caracterizando os dois níveis dessa operação, conforme mostrado na Figura 11.(BACON, 2015).

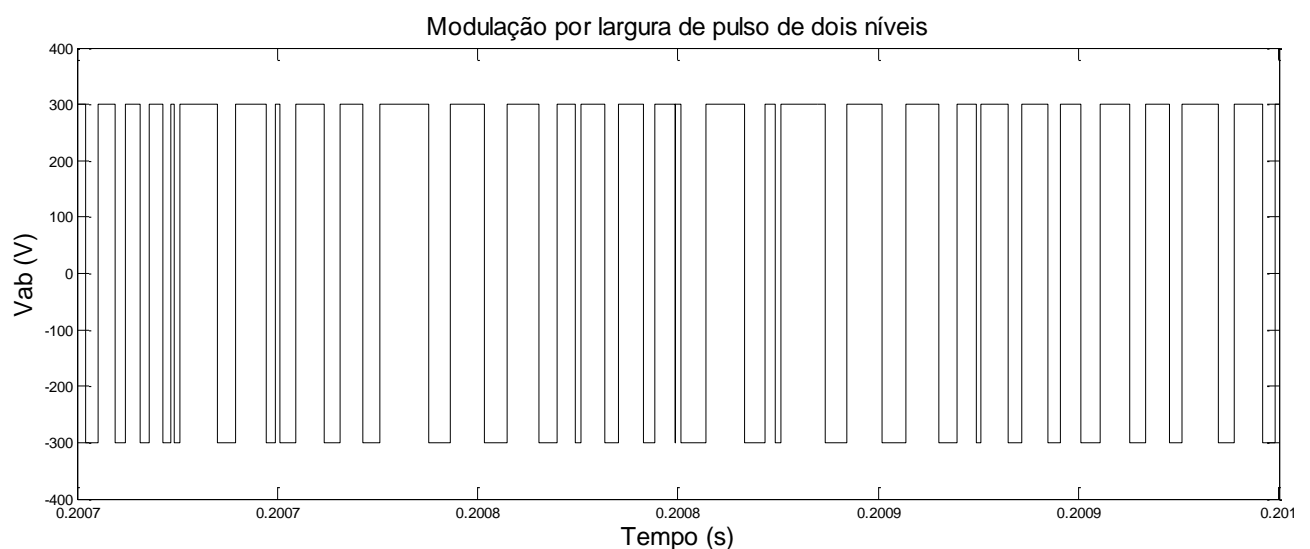


Figura 11 - Saída em dois níveis do inversor Half-Bridge.

Fonte: Próprio autor.

Este sistema de operação pode ser demonstrado através da Figura 12, para uma referência e sinal de saída senoidais.

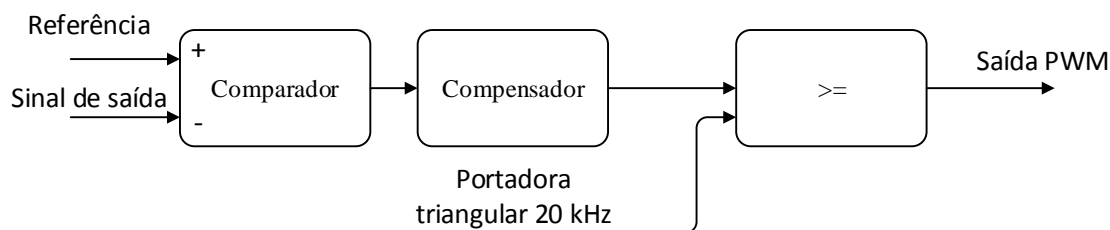


Figura 12 - Sistema de controle SPWM de dois níveis.

Fonte: Próprio autor.

A técnica de controle *SPWM* descrita anteriormente, pode ser utilizada no conversor CC/CA em ponte completa, com dois braços de chaves, conforme mostrado na Figura 13, onde o funcionamento pode ser dividido nas seguintes etapas de operação: (BARBI; MARTINS, 2008).

- Etapa 1: *S1* e *S4* conduzem corrente da fonte de tensão até a carga.
- Etapa 2: *S2* e *S3* conduzem corrente da fonte de tensão até a carga.

Dessa forma, é possível verificar o funcionamento complementar de comutação entre as chaves presentes no circuito.

A presença de dois braços de comutação, permite este conversor ser chamado de ponte completa (*Full-Bridge*).

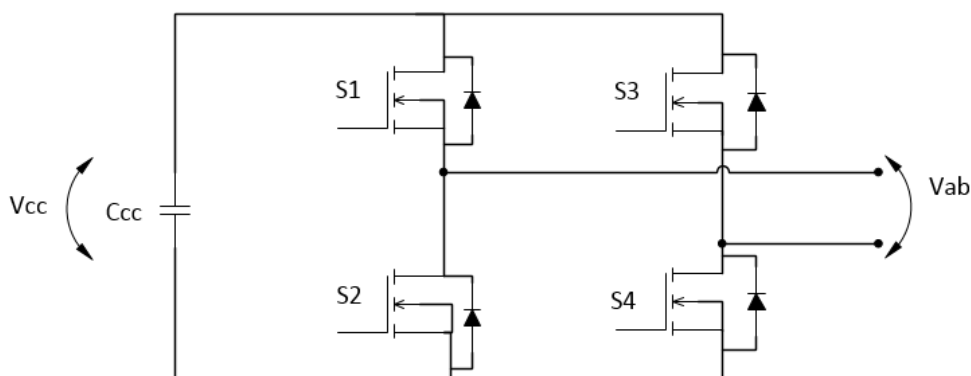


Figura 13 - Inversor do tipo Full-Bridge.

Fonte: Próprio autor.

Para o controle da topologia mostrada na Figura 13, pode-se utilizar a técnica *SPWM* unipolar (três níveis), a qual é responsável por gerar dois pulsos *PWM*, um para cada braço de comutação do conversor em questão. Tais pulsos podem ser gerados através da comparação de dois sinais modulantes em oposição de 180° de fase, com uma portadora triangular, na mesma frequência de chaveamento. Como resultado dessa operação, três níveis de tensão serão obtidos na saída do inversor *Full-Bridge*, V_{cc} , 0 e $-V_{cc}$, caracterizando-se assim uma operação de três níveis, conforme mostrado na Figura 14. (BACON, 2015).

Vale ressaltar, que no valor zero do controle *SPWM* de três níveis, nenhuma das chaves do conversor estarão comutadas.

A ação de levar V_{cc} , 0 e $-V_{cc}$, permite ao indutor de acoplamento do sistema PV com a rede elétrica, carregar e descarregar a energia proveniente do barramento CC, na frequência de chaveamento. Dessa forma o sistema passa a ter um sinal senoidal de corrente, adequado para injeção de corrente na rede elétrica.

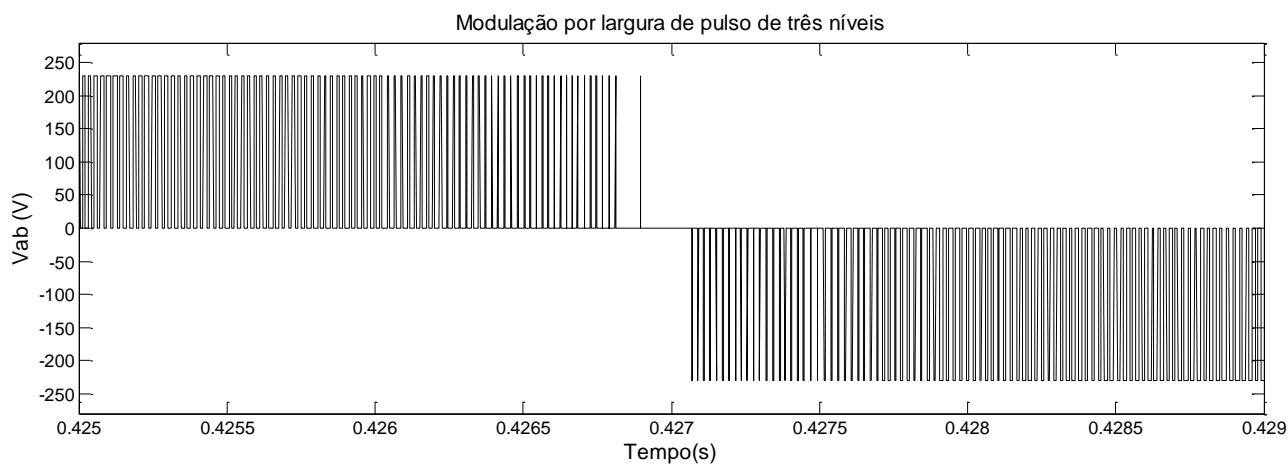


Figura 14 - Saída em três níveis do Inversor Full-Bridge.

Fonte: Próprio autor.

Esse sistema de controle pode ser exemplificado através do diagrama em blocos, mostrado na Figura 15.

Considerando que o sinal de saída, mostrado na Figura 15 é oriundo do inversor, o mesmo deve ser comparado com uma referência senoidal.

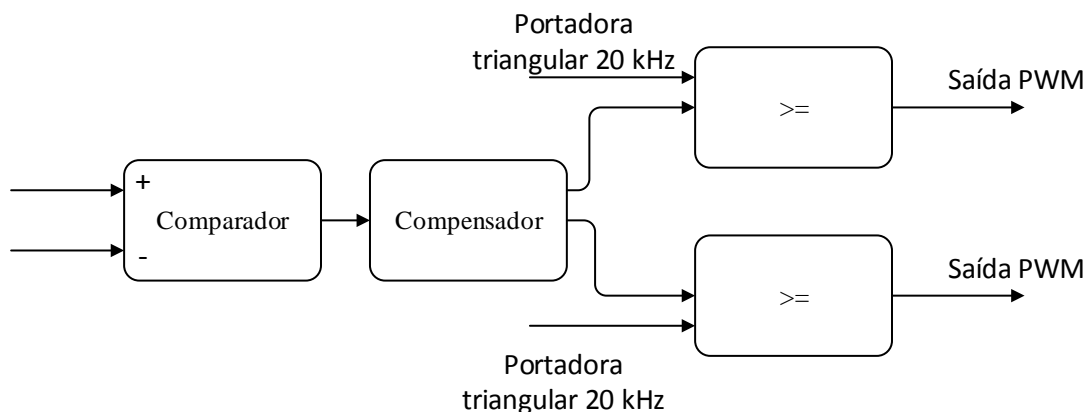


Figura 15 - Sistema de controle para SPWM de três níveis.

Fonte: Próprio autor.

2.4 SISTEMAS PLL (PHASE-LOCKED LOOP)

O objetivo do sistema de geração abordado neste trabalho, é a injeção de potência na rede elétrica, dessa forma o mesmo em sua totalidade operará como uma fonte de corrente.

Deve-se portanto garantir que a corrente a ser injetada, esteja adequada aos padrões do sistema elétrico, em com módulo, frequência e em fase com a tensão da rede elétrica. Ressalta-se portanto, a importância de se detectar o ângulo de operação do sistema elétrico na qual a topologia estudada será conectada.

A informação do ângulo de fase da rede, pode ser detectada pelo *PLL*, o qual consiste basicamente em um sistema de controle, que visa minimizar (anular) o erro da diferença angular entre a fase de saída de um sistema, com uma referência. (SILVA,et.al.2006; SILVA, et.al.2009).

Vale ressaltar que este tipo de controle é aplicado para estruturas trifásicas ou monofásicas, enfoque deste trabalho. Entre as principais topologias de sistemas *PLL*, destaca-se o *SRF-PLL* (*Synchronous Reference Frame method*), que utiliza uma referência síncrona para detectar ângulo de fase e frequência de um sinal, e o *p-PLL* (*Instantaneous Active Power Theory*). (SILVA, et.al.2009).

Para este trabalho será utilizado o modelo p -PLL na sua estrutura monofásica. Esta técnica faz uso da teoria da potência ativa instantânea, que será melhor abordado na próxima sessão do presente trabalho.

2.4.1 Sistema p -PLL

Conforme dito anteriormente, esta estrutura faz uso da teoria da potência ativa instantânea, no entanto, vale ressaltar que o equacionamento desenvolvido, considera tal potência, como sendo fictícia.

Sistemas PLL monofásicos serão estudados no eixo estacionários de coordenadas $\alpha\beta$. Dessa forma, uma tensão $V'\beta$ deve ser gerada ortogonalmente a tensão medida pela estrutura. Na literatura encontram-se alguns métodos para se obter de tal tensão em quadratura, dentre os quais pode-se citar o TD (*Transport Delay*), método $rms-C$ (Método convencional de detecção de valor eficaz), $rms-S$ (método de detecção do valor eficaz baseado no sistema de eixos estacionário bifásico $\alpha\beta$) e $d-q$, que é baseado em referência síncrona. (SILVA, et.al.2009).

É possível verificar na Figura 16, um diagrama em blocos do sistema p -PLL.

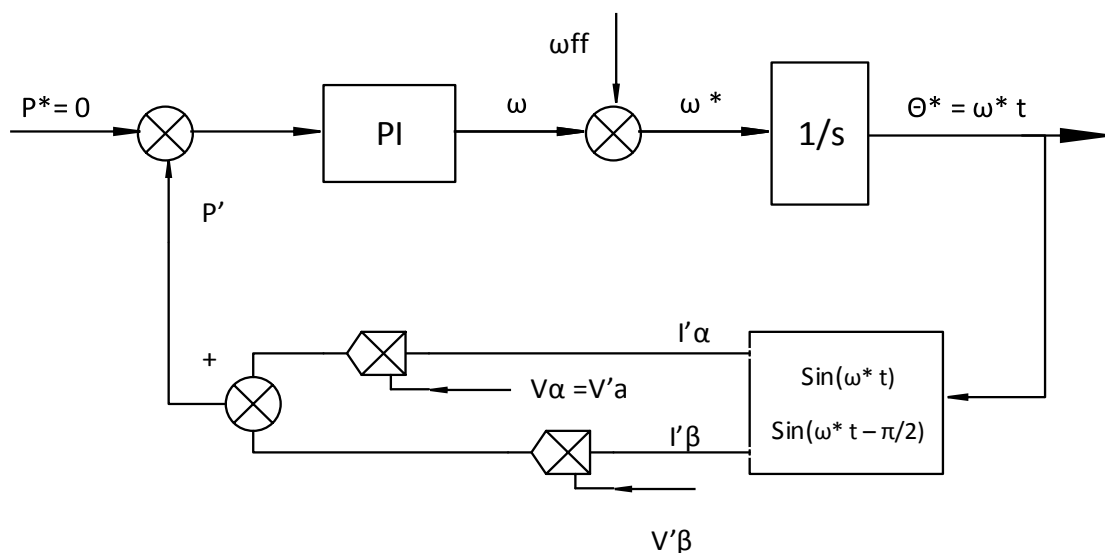


Figura 16 - Diagrama em blocos do sistema de controle p -PLL

Fonte: Próprio autor.

Todos os métodos descritos acima, trabalham de forma a encontrar a tensão em quadratura (ortogonal) $V'\beta$. Para este trabalho será utilizado o método *TD*, pela sua implementação relativamente simples.

Considera-se neste método, que a tensão $V'\alpha$, seja a tensão medida na rede elétrica em questão, onde uma defasagem de 90° é aplicada a esta, para obtenção de $V'\beta$.

Analisando o diagrama apresentado na Figura 16, é possível perceber que o princípio de funcionamento deste sistema, baseia-se em produzir uma componente CC nula da potência fictícia instantânea, obtida na relação entre as componentes α e β de tensão e corrente. O controlador presente no sistema é responsável por gerar ω^* na frequência fundamental da rede (60Hz neste caso). O integrador é responsável por gerar o ângulo de fase desse sinal. Dessa forma, quando o ângulo gerado pelo *PLL* for igual ao ângulo de fase da rede, será produzida uma componente CC nula da potência fictícia. (SILVA,et.al.2006).

Segundo SILVA,et.at.2006 a expressão que permite determinar as parcelas CA e CC da potência fictícia produzida, pode ser observada na Equação 8.

$$p = v_{rede} i_{ca} = v\alpha i\alpha + v\beta i\beta = \tilde{p} + \bar{p} \quad (8)$$

Dessa forma a potência instantânea da rede pode ser determinada pela multiplicação das componentes $\alpha\beta$ da tensão e da corrente.

Considerando que $v\alpha$ e $i\alpha$ sejam a tensão e corrente da rede, respectivamente, assim como a defasagem de 90° as componentes β , obtém-se a expressão para p' , como mostrado na Equação 9.

$$p' = v_{rede} \cos(\omega t - \theta^*) \quad (9)$$

Sendo que essa parcela média deverá ser nula, quando o sistema detectar a fase da rede.

Vale ressaltar que a tensão $v\beta$, é gerada através da defasagem em 90° da tensão $v\alpha$.

2.5 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Em uma comparação entre as duas topologias de inversores apresentadas neste capítulo, é possível observar que o conversor *Half-Bridge* necessita de um barramento CC com ponto central, diminuindo a capacidade de processamento de potência do circuito, uma vez que apenas a metade da tensão do barramento é levada aos terminais de saída por ciclo.

Dessa forma, o conversor *Full-Bridge* é capaz de processar a mesma potência do conversor *Half-Bridge*, com um esforço menor de condução de correntes em suas chaves. Portanto para a aplicação proposta neste trabalho, este conversor foi o escolhido.

Vale ressaltar, que o controle *SPWM* unipolar, gera harmônicos de frequências mais elevadas, facilitando o processo de filtragem da corrente a ser injetada na rede, dessa, ao controle do processo, deverá ser aplicada a modulação *SPWM* de três níveis.

Ao compensador mostrado na Figura 15, serão aplicadas as quatro técnicas de controle já citadas neste trabalho, o Proporcional Integral, Repetitivo, Preditivo e o Ressonante.

3 MODELAGEM DOS CONVERSORES ESTÁTICOS

Este capítulo apresenta as modelagens CC e CA dos conversores estáticos aplicados no presente trabalho.

3.1 MODELAGEM DO CONVERSOR CC/CC BOOST CLÁSSICO

3.1.1 Modelagem CC do conversor *Boost* Clássico

Conforme dito no capítulo anterior, o conversor *Boost* Clássico possui uma limitação, quanto ao seu ganho estático. Dessa forma, para um projeto mais fiel as suas características, é realizada a modelagem CC do mesmo, de forma a considerar as perdas envolvidas no circuito.

Neste caso, foram consideradas as perdas no indutor, na chave quando em condução e no diodo.

As perdas associadas ao indutor podem ser modeladas com uma resistência em série, da mesma forma na chave. Já no diodo, é modelado com uma resistência, e uma fonte de tensão contínua, que representa a queda do semicondutor, quando em condução.

Todas as perdas descritas acima, podem ser observadas através da Figura 17, e as etapas de funcionamento deste conversor, no modo de condução contínua, nas Figuras 18 e 19 respectivamente.

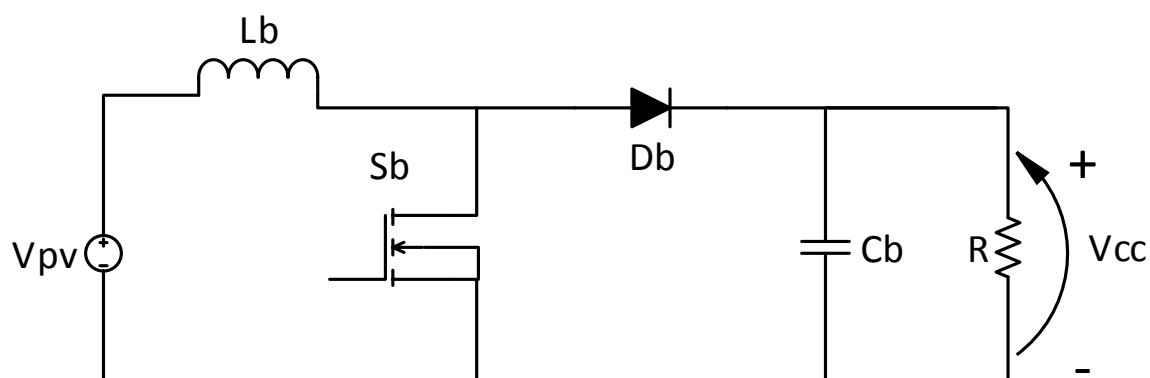


Figura 17 - Conversor CC/CC elevador - Boost Clássico com perdas
Fonte: Próprio autor.

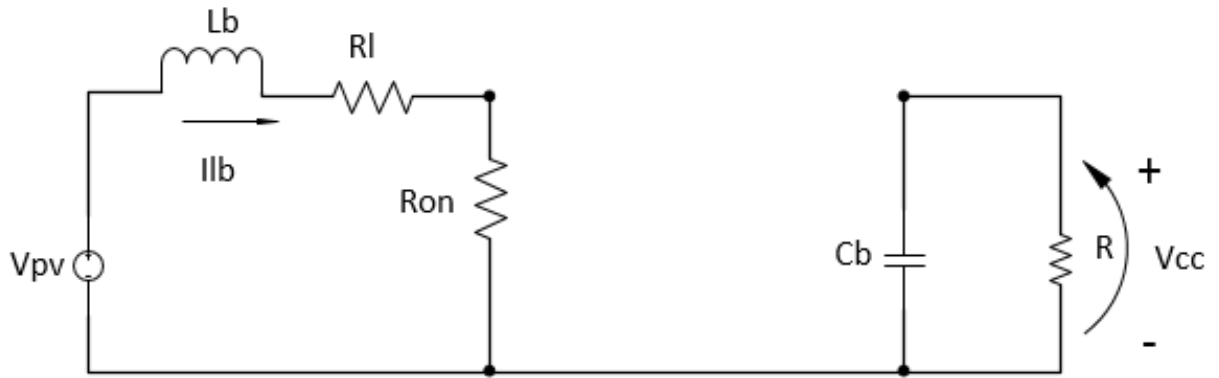


Figura 18 - Conversor CC/CC Boost Clássico com perdas - primeira etapa
Fonte: Próprio autor.

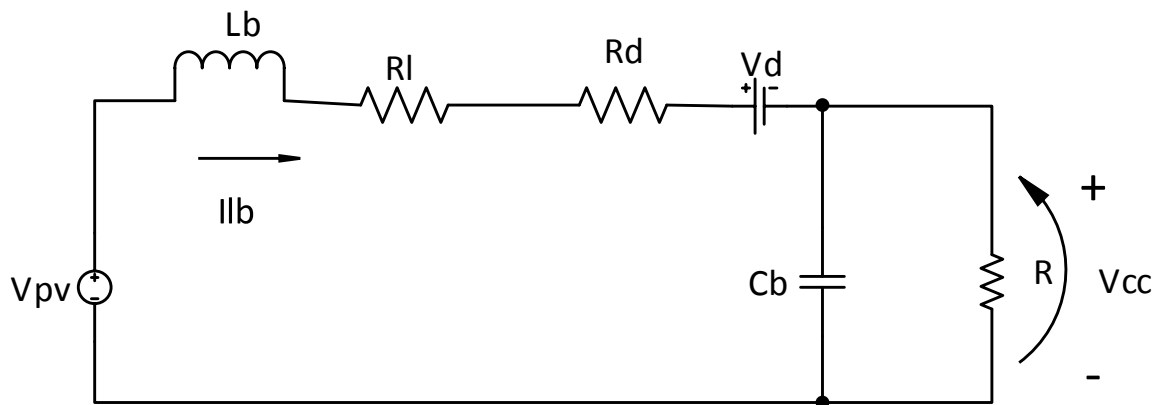


Figura 19 - Conversor CC/CC Boost Clássico com perdas - segunda etapa
Fonte: Próprio autor.

Inicialmente encontra-se a tensão no indutor para as duas etapas de funcionamento. A primeira e segunda etapas são representadas, através das Equações 10 e 11 respectivamente.

$$V_{l1}(t) = V_{pv} - I_{lb}R_l - I_{lb}R_{on} \quad (10)$$

$$V_{l2}(t) = V_{pv} - I_{lb}R_l - I_{lb}R_d - V_d - V_{cc} \quad (11)$$

Considerando que a primeira etapa de funcionamento ocorre quando a chave está fechada, a segunda etapa quando está aberta, e que a tensão média no indutor em regime permanente é nula, obtém-se 12.

$$\langle V_l \rangle = D(V_{pv} - I_{lb}R_l - I_{lb}R_{on}) + D'(V_{pv} - I_{lb}R_l - I_{lb}R_d - V_d - V_{cc}) = 0 \quad (12)$$

Onde D' é o complemento da razão cíclica, ou seja, representa o tempo em que a chave encontra-se aberta.

De maneira análoga é realizado o mesmo tipo de análise, nas duas etapas de operação, para a corrente no capacitor. A corrente para a primeira e segunda etapa podem ser observadas através das Equações 13 e 14, respectivamente.

$$I_{c1}(t) = -\frac{V_{cc}}{R} \quad (13)$$

$$I_{c2}(t) = I_{lb} - \frac{V_{cc}}{R} \quad (14)$$

Considerando o mesmo tipo de análise realizada para o indutor, para as etapas de funcionamento e considerando que a corrente média no capacitor, em regime permanente é nula, obtém-se a Equação 15.

$$\langle I_c \rangle = -D\left(\frac{V_{cc}}{R}\right) + D'\left(I_{lb} - \frac{V_{cc}}{R}\right) = 0 \quad (15)$$

Reagrupando os termos da Equação 12, obtém 16.

$$V_{pv} - I_{lb}R_l - DI_{lb}R_{on} - D'I_{lb}R_d - D'V_d - D'V_{cc} = 0 \quad (16)$$

Da mesma forma, reagrupando os termos da Equação 15, obtém-se 17.

$$-\frac{V_{cc}}{R} + D'I_{lb} = 0 \quad (17)$$

Através das Equações 16 e 17 é possível obter, um circuito equivalente para o conversor *Boost* Clássico, com todas as perdas citadas acima, representado na Figura 20.

Dessa forma, através da análise do circuito representado na Figura 20, pode-se determinar a tensão de saída (V_{cc}), expressa pela Equação 18.

$$V_{cc} = \left(\frac{1}{D'}\right) \left(1 - \frac{D'V_d}{V_{pv}}\right) \left(\frac{D'R^2}{D'R^2 + R + Rl + DRon + D'Rd}\right) \quad (18)$$

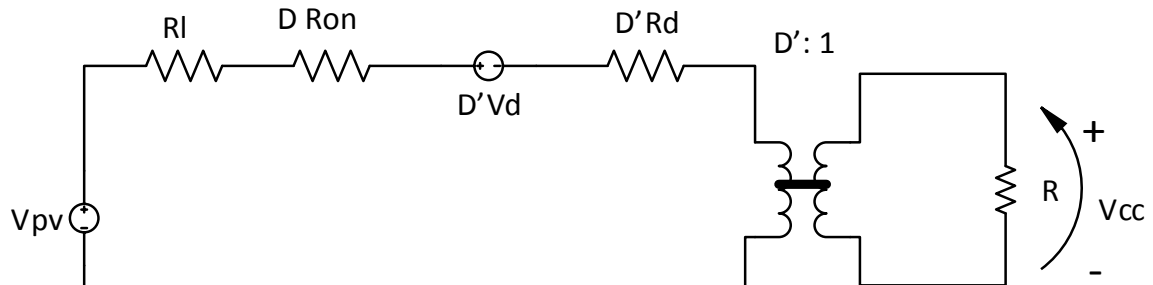


Figura 20 - Conversor Boost Clássico com perdas - circuito equivalente
Fonte: Próprio autor.

Através da Equação 18 é possível encontrar, a relação do ganho estático do conversor *Boost* Clássico, considerando as perdas descritas anteriormente. Tal relação pode ser verificada na Equação 19.

$$\frac{V_{cc}}{V_{pv}} = \left(\frac{1}{D'}\right) \left(1 - \frac{D'V_d}{V_{pv}}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{Rl + DRon + D'Rd}{D'^2R}}\right) \quad (19)$$

3.1.2 Modelagem CA do conversor *Boost* Clássico

A análise de pequenos sinais tem como objetivo principal, obter as funções transferências do conversor, para a correta sintonia do controlador. Dessa forma, através da Figura 21 é possível verificar as malhas de controle aplicada ao conversor *Boost* Clássico.

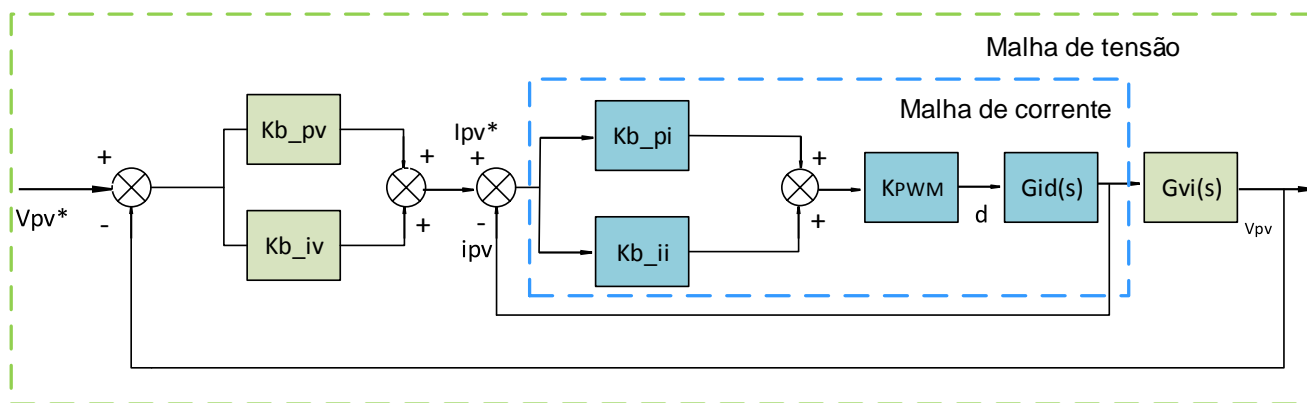


Figura 21 - Malha de controle conversor Boost Clássico

Fonte: Próprio autor.

Onde a malha interna representa o controlador de corrente, e a externa o controlador de tensão.

Kb_{pv} e Kb_{iv} , representam os ganhos da malha de tensão, Kb_{pi} e Kb_{ii} , os ganhos da malha de corrente.

$Kpwm$ representa o ganho do modulador *PWM*.

Através da modelagem CA do conversor em questão, serão encontradas as funções $Gid(s)$ e $Gvi(s)$, mostradas na Figura 21, que representam a relação entre corrente no indutor e razão cíclica e tensão no arranjo PV e corrente no indutor, respectivamente.

Vale ressaltar que o conversor *Boost* será conectado na saída do arranjo fotovoltaico, dessa forma a tensão de entrada deste circuito é a tensão de saída dos painéis, conforme mostrado na Figura 22.

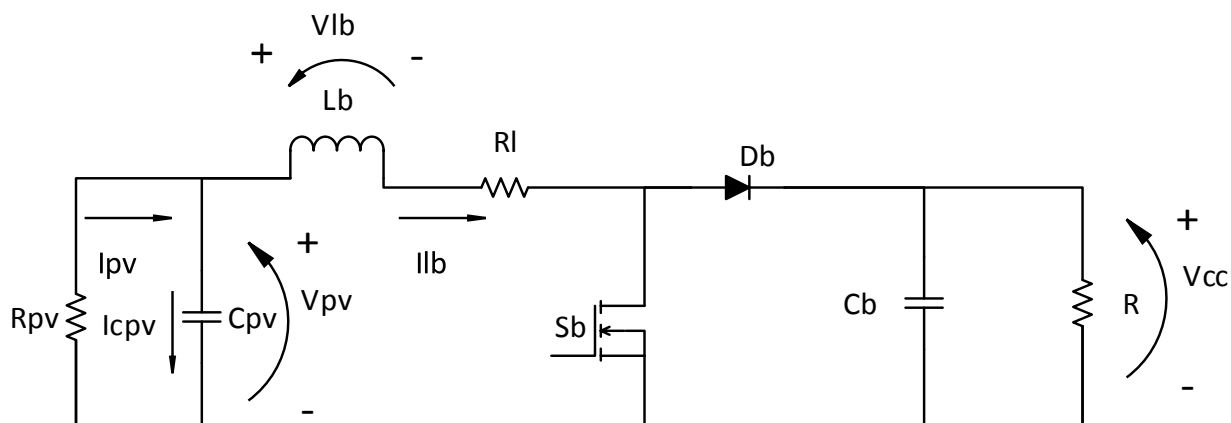


Figura 22 - Conversor Boost conectado ao arranjo PV - Modelo

Fonte: Próprio autor.

Vale ressaltar que o capacitor C_{pv} representa o barramento de saída do arranjo fotovoltaico.

Para essa modelagem, foi considerado apenas as perdas relacionadas ao indutor do circuito. De maneira análoga a modelagem CC, esta também é dividida com base nas etapas de funcionamento do conversor (chave aberta ou fechada).

Dessa forma a tensão no indutor para a primeira e segunda etapa de funcionamento, pode ser representada pelas Equações 20 e 21 respectivamente.

$$v_{lb}(t) = L_b \frac{di_{lb}(t)}{dt} = v_{pv}(t) - r_l i_{lb}(t) \quad (20)$$

$$v_{lb}(t) = L_b \frac{di_{lb}(t)}{dt} = v_{pv}(t) - r_l i_{lb}(t) - v_{cc}(t) \quad (21)$$

De maneira análoga, a corrente no capacitor do arranjo PV para a primeira e segunda etapa de funcionamento, pode ser representada pelas Equações 22 e 23 respectivamente. Vale destacar que em ambas etapas o funcionamento do capacitor é exatamente o mesmo.

$$i_{cpv}(t) = C_{pv} \frac{dv_{pv}(t)}{dt} = -\frac{v_{pv}(t)}{R_{pv}} - i_{lb}(t) \quad (22)$$

$$i_{cpv}(t) = C_{pv} \frac{dv_{pv}(t)}{dt} = -\frac{v_{pv}(t)}{R_{pv}} - i_{lb}(t) \quad (23)$$

Considerando que as ondulações nos elementos passivos são de baixa frequência e desprezando as influências da frequência de chaveamento, obtém-se o valor médio da tensão no indutor.

$$\begin{aligned} \langle v_{lb}(t) \rangle_{T_s} &= d(t) [\langle v_{pv}(t) \rangle_{T_s} - r_l \langle i_{lb}(t) \rangle_{T_s}] \\ &+ d'(t) [\langle v_{pv}(t) \rangle_{T_s} - r_l \langle i_{lb}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{cc}(t) \rangle_{T_s}] \end{aligned} \quad (24)$$

Considerando que $d'(t)$ seja o complementa da razão cíclica, a Equação 24 pode ser simplificada, como mostrado na Equação 25.

$$\langle v_{lb}(t) \rangle_{T_s} = \langle v_{pv}(t) \rangle_{T_s} - r_l \langle i_{lb}(t) \rangle_{T_s} - d'(t) \langle v_{cc}(t) \rangle_{T_s} \quad (25)$$

Da mesma forma, obtém-se a expressão média do capacitor, como mostrado na Equação 26.

$$\langle i_{cpv}(t) \rangle_{T_s} = - \frac{\langle v_{pv}(t) \rangle_{T_s}}{R_{pv}} - \langle i_{lb}(t) \rangle_{T_s} \quad (26)$$

Dessa maneira é possível aplicar perturbações, com componentes CC + CA, nos parâmetros presentes nas Equações 25 e 26.

Tais perturbações são mostradas nas expressões demonstradas na Equação 27.

$$\langle v_{pv}(t) \rangle_{T_s} = V_{pv} + \hat{v}_{pv}(t) \quad (27)$$

$$\langle i_{lb}(t) \rangle_{T_s} = I_{lb} + \hat{i}_{lb}(t)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t)$$

$$d'(t) = D' - \hat{d}(t)$$

$$\frac{\langle v_{pv} \rangle_{T_s}}{R_{pv}} = \frac{V_{pv}}{R_{pv}} + \frac{\hat{v}_{pv}(t)}{r_{pv}}$$

$$\langle i_{cpv}(t) \rangle_{T_s} = I_{cpv} + \hat{i}_{cpv}(t)$$

Considerando que a parcela CC é muito maior que a parcela CA, as perturbações consideradas na Equação 27, podem ser reescritas conforme mostrado em 28.

$$|V_{pv}| \gg |\hat{v}_{pv}(t)| \quad (28)$$

$$|I_{lb}| \gg |\hat{i}_{lb}(t)|$$

$$|D| \gg |\hat{d}(t)|$$

$$\left| \frac{V_{pv}}{R_{pv}} \right| \gg \left| \frac{\hat{v}_{pv}(t)}{r_{pv}} \right|$$

$$|I_{cpv}| \gg |\hat{i}_{cpv}(t)|$$

Dessa forma, tensão no indutor e corrente no capacitor, podem ser linearizadas.

Para se obter a modelagem de pequenos sinais do conversor, as parcelas CC e CA de segunda ordem são desprezadas, haja visto que as parcelas CC se anulam.

Vale ressaltar que a parcela CA de segunda ordem pode ser desprezada, devido ao fato de ter módulo muito menor que a parcela CA de primeira ordem.

Dessa forma, obtém-se que a tensão no indutor, e corrente no capacitor, para pequenos sinais, as quais podem ser verificadas através das Equações 29 e 30 respectivamente.

$$L_b \left(\frac{d\hat{i}_{lb}}{dt} \right) = \hat{v}_{pv}(t) - r_l \hat{i}_{lb}(t) + V_{cc} \hat{d}(t) \quad (29)$$

$$C_{pv} \left(\frac{d\hat{v}_{pv}(t)}{dt} \right) = -\frac{\hat{v}_{pv}(t)}{r_{pv}} - \hat{i}_{lb}(t) \quad (30)$$

Para se obter as funções transferências desejadas, deve-se aplicar a transformada de Laplace nas Equações 29 e 30:

$$L_b s \hat{i}_{lb}(s) = \hat{v}_{pv}(s) - r_l \hat{i}_{lb}(s) + V_{cc} \hat{d}(s) \quad (31)$$

$$C_{pv} s \hat{v}_{pv}(s) = -\frac{\hat{v}_{pv}(s)}{r_{pv}} - \hat{i}_{lb}(s) \quad (32)$$

Dessa forma, substituindo 32 em 31 é possível encontrar a função transferência $G_{id}(s)$ do conversor *Boost* em questão, a qual representa a relação entre a corrente no indutor e a razão cíclica.

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{lb}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{cc} (1 + sC_{pv}r_{pv})}{s^2(C_{pv}r_{pv}L_b) + s(L_b + C_{pv}r_{pv}L_b) + (r_{pv} + r_l)} \quad (33)$$

Através da Equação 32, é possível encontrar a função transferência $G_{vi}(s)$, deste conversor, como mostrado na Equação 34, que representa a relação entre a tensão no arranjo PV e a corrente no indutor do conversor boost.

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{i}_{lb}(s)} = - \frac{r_{pv}}{(1 + sC_{pv}r_{pv})} \quad (34)$$

A presença do polo no semi eixo positivo do lugar das raízes, oriundo da função transferência da malha de corrente do conversor *boost*, torna o sistema instável, dificultando a ação de controle. Assim o controle multimalhas, fornece um comportamento de primeira ordem ao sistema, estabilizando o sistema.

Vale ressaltar que a malha de corrente tem a função de gerar o sinal de referência para a modulação PWM, usada no chaveamento do conversor em questão. A corrente de referência é oriunda da malha de tensão, a qual trabalha no rastreamento da referência advinda do algoritmo de *MPPT*.

3.2 MODELAGEM DO INVERSOR DE TENSÃO *FULL-BRIDGE*

3.2.1 Modelagem CA do inversor de tensão *Full-Bridge*

O inversor *Full-Bridge* monofásico, e sua conexão com a rede elétrica, podem ser representados, como mostrado na Figura 23.

O capacitor C_{cc} representa o acoplamento, entre o estágio de conversão CC/CC para o CC/CA. L_{eq} representa o indutor de filtragem, e acoplamento do inversor (fonte de tensão) com a rede elétrica (fonte de tensão).

Todas as perdas do sistema, chaves em condução e indutor, podem ser modeladas através de uma resistência equivalente (R_{eq}), uma vez que considera-se que todas as chaves possuem as mesmas perdas, além de que todos os componentes encontram-se em série.

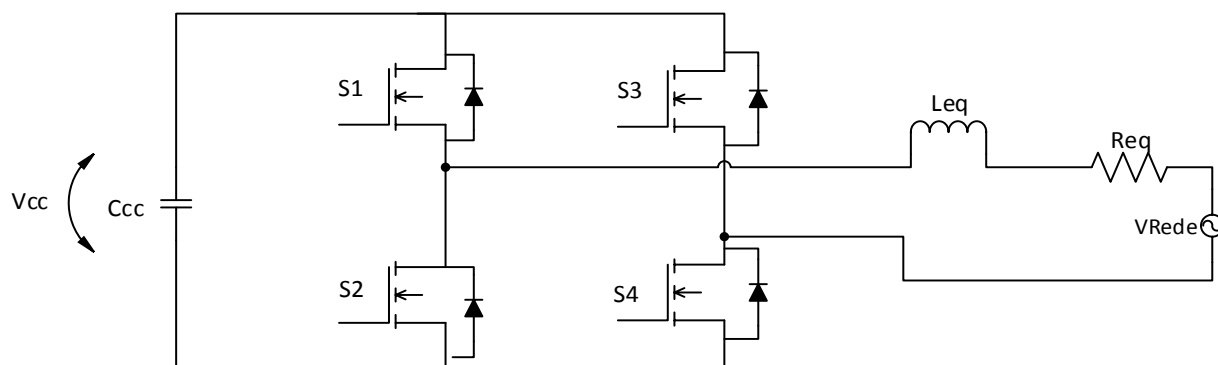


Figura 23 - Inversor VSI Full-Bridge conectado à rede elétrica
Fonte Próprio autor.

Segundo Lindeke (2003), as etapas de funcionamento do inversor *Full-Bridge*, quando submetido a uma modulação de três níveis, podem ser representadas através da Figura 24, onde (a) representa a primeira etapa de funcionamento e (b) a segunda.

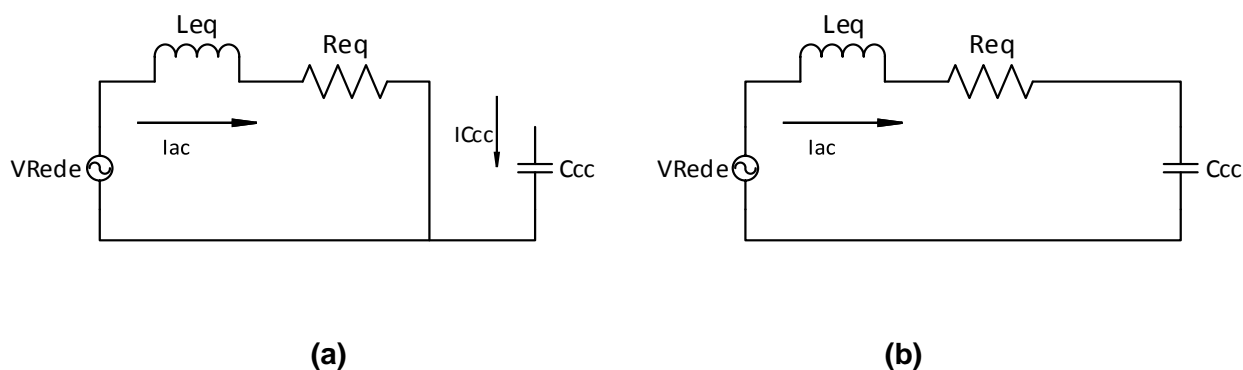


Figura 24 - Etapas de funcionamento do inversor Full-Bridge
Fonte: Próprio autor.

Ao analisar a primeira etapa de funcionamento ($0 \leq t \leq mdT_s$) da topologia, pode-se determinar a tensão no indutor, e corrente no capacitor, através das Equações 35 e 36, respectivamente.

$$V_{L_{eq}}(t) = L_{eq} \frac{dI_{ac}(t)}{dt} = V_{rede}(t) - R_{eq}I_{ac}(t) \quad (35)$$

$$I_{C_{cc}}(t) = C_{cc} \frac{dV_{C_{cc}}(t)}{dt} = 0 \quad (36)$$

Da mesma forma, na análise da segunda etapa de funcionamento ($mdT_s \leq t \leq T_s$), pode-se determinar tensão no indutor e corrente no capacitor, como mostrado nas Equações 37 e 38, respectivamente.

$$Vl_{eq}(t) = L_{eq} \frac{dI_{ac}(t)}{dt} = V_{rede}(t) - V_{cc}(t) - R_{eq}I_{ac}(t) \quad (37)$$

$$IC_{cc}(t) = C_{cc} \frac{dV_{cc}(t)}{dt} = I_{ac}(t) \quad (38)$$

De maneira análoga com o método usado para obter as equações médias do conversor *Boost* Clássico, considera-se que a tensão média no indutor seja nula, em regime permanente, obtendo-se a Equação 39.

$$\begin{aligned} \langle Vl_{eq}(t) \rangle T_s &= md \langle V_{rede}(t) \rangle T_s - R_{eq} \langle I_{ac}(t) \rangle T_s \\ &+ md' \langle V_{rede}(t) \rangle T_s - \langle V_{cc}(t) \rangle T_s - R_{eq} \langle I_{ac}(t) \rangle T_s \end{aligned} \quad (39)$$

Realizando as devidas simplificações matemáticas, e considerando $md + md' = 1$, obtém-se a tensão média no indutor, representada através da Equação 40.

$$\langle Vl_{eq}(t) \rangle T_s = 0 = \langle V_{rede}(t) \rangle T_s - R_{eq} \langle I_{ac}(t) \rangle T_s - md' \langle V_{cc}(t) \rangle T_s \quad (40)$$

De maneira análoga, encontra-se a expressão que define a corrente média no capacitor.

$$\langle IC_{cc}(t) \rangle T_s = md' \langle I_{ac}(t) \rangle T_s = 0 \quad (41)$$

Para linearizar as equações médias dos componentes passivos obtidas, deve-se inserir perturbações no sistema (parcela CC + CA), conforme mostrado na Equação 42.

$$\begin{aligned}
\langle V_{cc}(t) \rangle T_s &= V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t) \\
\langle V_{leq}(t) \rangle T_s &= V_{leq}(t) + \hat{v}_{leq}(t) \\
md(t) &= md + m\hat{d}(t) \\
md'(t) &= md' - m\hat{d}(t) \\
\langle V_{rede}(t) \rangle T_s &= V_{rede} + \hat{v}_{rede}(t) \\
\langle I_{ac}(t) \rangle T_s &= I_{ac} + \hat{i}_{ac}(t)
\end{aligned} \tag{42}$$

Considerando que a parcela CC seja muito maior que a parcela CA, como mostrado na Equação 43.

$$\begin{aligned}
|V_{cc}| &\gg |\hat{v}_{cc}(t)| \\
|V_{leq}| &\gg |\hat{v}_{leq}(t)| \\
|md| &\gg |m\hat{d}(t)| \\
|V_{rede}| &\gg |\hat{v}_{rede}(t)| \\
|I_{ac}| &\gg |\hat{i}_{ac}(t)|
\end{aligned} \tag{43}$$

Aplicando tais considerações na Equação 40, obtém-se 44.

$$\begin{aligned}
V_{leq} + \hat{v}_{leq}(t) &= L_{eq} \frac{dI_{ac}}{dt} + \frac{\widehat{di}_{ac}(t)}{dt} = V_{rede} + \hat{v}_{rede}(t) - \\
R_{eq}(I_{ac} + \hat{i}_{ac}(t)) &- (md' + m\hat{d}(t))(V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t))
\end{aligned} \tag{44}$$

Realizando as devidas manipulações matemáticas, e desprezando as parcelas CC e CA de segunda ordem, como realizado no equacionamento do conversor *Boost* Clássico, obtém-se a Equação 45, que representa a tensão média linearizada no indutor.

$$\hat{v}_{leq}(t) = \hat{v}_{rede}(t) - R_{eq} \hat{i}_{ac}(t) + m\hat{d}(t)V_{cc} - md'\hat{v}_{cc}(t) \tag{45}$$

De maneira análoga, foi encontrado a expressão que representa a corrente média linearizada no capacitor, como mostrado na Equação 46.

$$\hat{i}_{cc}(t) = -m\hat{d}(t)I_{ac} + md'\hat{i}_{ac}(t) \quad (46)$$

Para obter a função transferência Gid_{fb} , do conversor *Full-Bridge* deve-se aplicar a transformada de Laplace na Equação 45, obtendo-se 47.

$$L_{eq}(\hat{i}_{ac}(s))s = \hat{v}_{rede}(s) - R_{eq}\hat{i}_{ac}(s) + m\hat{d}(s)V_{cc} - md'\hat{v}_{cc}(s) \quad (47)$$

Realizando as devidas manipulações matemáticas na Equação 47, obtém-se 48.

$$\hat{i}_{ac}(s)(L_{eq}s + R_{eq}) = \hat{v}_{rede}(s) + m\hat{d}(s)V_{cc} - md'\hat{v}_{cc}(s) \quad (48)$$

Considerando apenas as perturbações necessárias ao sistema, obtém-se 49.

$$\hat{i}_{ac}(s)(L_{eq}s + R_{eq}) = m\hat{d}(s)V_{cc} \quad (49)$$

Dessa forma, é possível obter a função transferência $Gid_{fb}(s)$, como mostrado na Equação 50.

$$Gid_{fb}(s) = \frac{\hat{i}_{ac}(s)}{m\hat{d}(s)} = \frac{V_{cc}}{L_{eq}s + R_{eq}} \quad (50)$$

A função transferência Gvi_{fb} do conversor *Full-Bridge*, relaciona a tensão no barramento CC do conversor, com a corrente a ser injetada na rede. Para determinar tal função, é necessário realizar uma análise da potência do conversor em questão (JÚNIOR, 2015).

Considerando que a potência ativa de uma rede elétrica monofásica pode ser calculada pelo produto da tensão e corrente eficazes, obtém-se a Equação 51.

$$p = \frac{V_{rede}(pico)}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{ac}(pico)}{\sqrt{2}} = \frac{V_{rede}(pico)I_{ac}(pico)}{2} \quad (51)$$

A potência instantânea de saída deste conversor, pode ser verificada na Equação 52. (JÚNIOR, 2015).

$$p_{out} = \frac{V_{rede}(pico)I_{ac}(pico)}{2} = \frac{V_{rede}(pico)(I_{cc} + I_{ac})}{2} \quad (52)$$

Considerando que apenas I_{cc} a parcela ativa, e que esta corrente é igual a I_{ac} , obtém-se a Equação 53 que representa a potência de entrada. (JÚNIOR, 2015).

$$p_{in} = \frac{V_p I_p}{2} = V_{cc} I_{cc} \quad (53)$$

A Equação 54, expressa a corrente do barramento CC do inversor.

$$I_{cc} = C_{cc} \frac{dV_{cc}}{dt} = \frac{V_p I_{cc}}{2V_{cc}} \quad (54)$$

Dessa forma, igualando as Equações 53 e 54, e aplicando a teoria de modelagem para obtenção da equação média, assim como a inserção de perturbações (parcelas CC + CA), obtém-se a Equação 55. (JÚNIOR, 2015).

$$I_{cc} + \hat{i}_{cc}(t) = C_{cc} \left[\frac{dV_{cc}}{dt} + \frac{d\hat{v}_{cc}}{dt} \right] = \frac{V_p (I_{cc} + \hat{i}_{cc}(t))}{2 C_{cc}} \quad (55)$$

Aplicando-se as manipulações matemáticas adequadas, e desprezando as parcelas CC e CA de segunda ordem, é obtido 56, através da Equação 55.

$$V_{cc} \frac{d\hat{v}_{cc}}{dt} = \frac{V_p (\hat{i}_{cc}(t))}{2 C_{cc}} \quad (56)$$

Aplicando Laplace e as manipulações necessárias na Equação 56, obtém-se a função transferência $G_{vifb}(s)$, a qual é responsável pela malha de

tensão do sistema de controle do inversor *Full-Bridge*, representada pela Equação 57. (JÚNIOR, 2015).

$$Gv_{i_{fb}}(s) = \frac{V_{cc}(s)}{\hat{i}_{cc}(s)} = \frac{V_p}{2 C_{cc} V_{cc} s} \quad (57)$$

Dessa forma, é obtido as funções transferências necessárias para realizar o controle da malha de corrente e tensão do inversor *Full-Bridge*.

O controle, assim como suas malhas serão discutidas ao longo deste trabalho.

4 TÉCNICAS DE CONTROLE APLICADAS AO INVERSOR DE TENSÃO

Conforme discorrido ao longo do presente trabalho, serão aplicadas quatro técnicas de controle ao inversor monofásico *Full-Bridge*, de forma a regular a razão cíclica de operação de chaveamento, com frequência de 20 kHz, conforme mostrado na Figura 14.

Os controladores utilizados serão o PI, PI+R, Repetitivo e Preditivo, onde será analisado o comportamento da planta em questão, no que diz respeito a rastreabilidade da referência, taxa de distorção harmônica da corrente injetada e desempenho exigido do processador.

Serão utilizadas duas malhas de controle para essa topologia, uma malha de tensão e uma de corrente.

A malha de tensão é responsável pelo controle do barramento CC, de forma a regular o fluxo de energia entre o estágio de conversão CC/CC e o inversor.

A malha de corrente é responsável por regular a injeção de corrente, na rede elétrica, a qual este sistema de geração estará conectado, os quais serão aplicadas as técnicas descritas nesse capítulo.

As malhas de controle aplicadas ao inversor em questão, podem ser vistas na Figura 25.

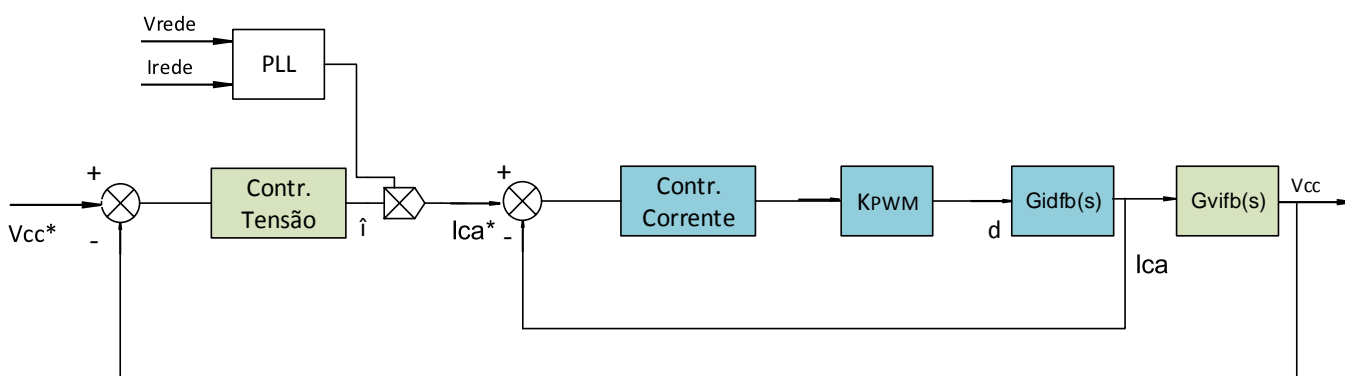


Figura 25 - Malhas de controle para o conversor CC/CA Full-Bridge

Fonte: Próprio autor.

Através da modelagem e análise de pequenos sinais, demonstrada na sessão 3.2.1 deste trabalho, foi possível encontrar as funções transferências

$G_{idfb}(s)$ e $G_{vifb}(s)$, responsáveis pelo controle das malhas de corrente e tensão, respectivamente.

Dessa forma é possível dimensionar os controladores utilizados no processo. Estes serão abordados em sequência.

Vale ressaltar que o sistema em questão, está atracado com a rede elétrica de 127 V_{rms} com frequência fundamental de 60 Hz.

4.1 CONTROLADOR PI

Dentre os métodos de obtenção dos parâmetros do controlador, destaca-se a análise no domínio da frequência, a partir do diagrama de Bode. (OGATA, 2010).

Dessa forma, deve-se determinar qual a margem de fase e a frequência de cruzamento desejada para o projeto.

Entende-se que margem de fase (M_{fd}), seja o atraso de fase adicional, na frequência de cruzamento, necessário para que o sistema atinja a instabilidade.

Ângulos de margem de fase positivos levam o sistema à estabilidade, estando geralmente entre 30° e 90°.

Margem de ganho pode ser entendido como, a variação necessária no ganho do sistema em malha aberta, para leva-lo a instabilidade.

O procedimento de projeto de um controlador PI, pode ser dividido em três etapas básicas, mostradas nessa seção através de um exemplo. (CAMPANHOL, 2012).

A primeira etapa consiste na obtenção do ângulo de fase da planta, sem nenhum tipo de compensação, na frequência de cruzamento desejada. (CAMPANHOL, 2012).

A fim de ilustrar o procedimento de sintonia do controlador PI, considera-se a frequência de cruzamento em 3KHz, margem de fase de 50° e a função transferência $G_{idfb}(s)$ (função transferência para a malha de corrente do inversor *Full-Bridge*), de forma que:

$$V_{cc} = 230V; L_{eq} = 0,0015 H; R_{eq} = 0,2\Omega$$

Obtém-se, através do diagrama de Bode, que o ângulo do sistema não compensado é de $-89,3^\circ$, com ganho de 18,2 dB.

Através da Figura 26, é possível verificar o diagrama de Bode, obtido em ambiente MATLAB/SIMULINK®, para a primeira etapa de projeto do controlador.

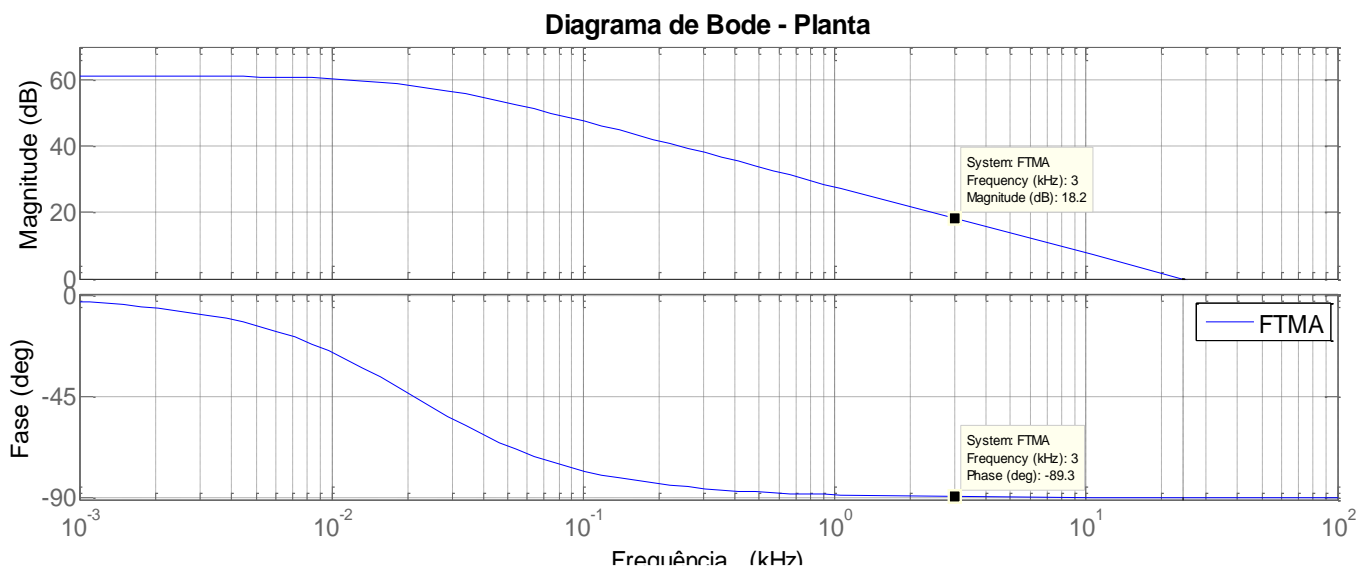


Figura 26 - Diagrama de Bode sem compensação - Procedimento de sintonia

Fonte: Próprio autor.

Após verificado o ângulo de fase da planta (δ), dá-se início a segunda etapa do projeto do controlador. Neste estágio, é incluído uma compensação de fase (Mf_{Gc}), em série com a planta, ajustando assim, o ângulo de fase da planta em malha aberta, de acordo com a margem de fase especificada em projeto, como pode ser verificado na Equação 58. (CAMPANHOL, 2012).

$$\delta + Mf_{Gc} = -180^\circ + M_{fd} \quad (58)$$

A função transferência do controlador PI, pode ser observada na Equação 59.

$$PI = K_p + \frac{K_i}{s} = K_i \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) = G_c(s) \quad (59)$$

A compensação de fase imposta pelo controlador PI (Mf_{Gc}) pode ser determinada através da Equação 60.

$$Mf_{Gc} = -180^\circ - \delta + Mf_d \quad (60)$$

Dessa forma, considerando que a margem de fase desejada para o projeto de 50° , e o ângulo da planta em questão (Inversor *Full-Bridge*) de $-89,3^\circ$, obtém-se a compensação angular (Mf_{Gc}) de $-40,7^\circ$, imposta pelo controlador PI.

A função transferência em malha aberta para a associação série compensador mais planta, de modo a promover a compensação de fase, pode ser vista na Equação 61.

$$G_{c_{fb}} = \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) \left(\frac{V_{cc}}{L_{eq} s + R_{eq}} \right) \quad (61)$$

Dessa forma, é possível determinar o diagrama de Bode, da planta em malha aberta, com compensação de fase apenas, conforme mostrado na Figura 27.

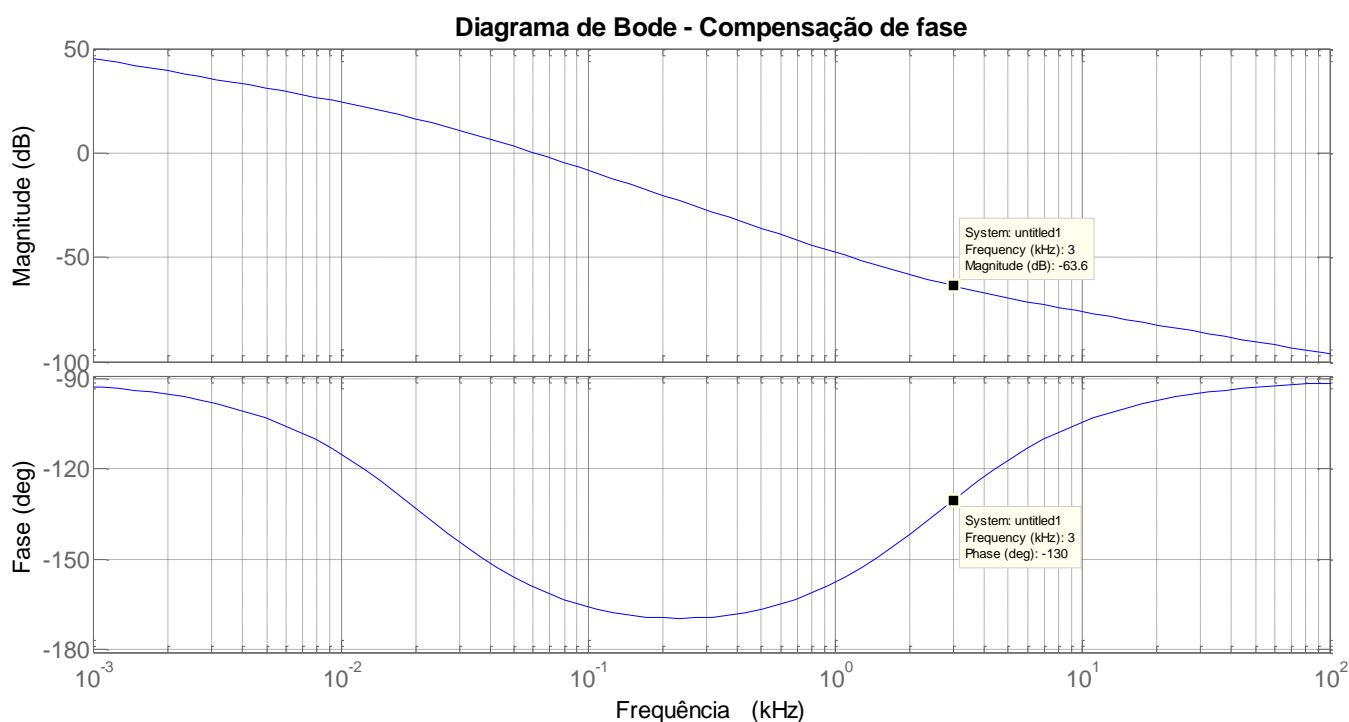


Figura 27 - Diagrama de Bode em malha aberta, com compensação de fase - Procedimento de sintonia

Fonte: Próprio autor.

Dessa forma, é possível iniciar a terceira etapa de projeto do controlador. Neste estágio, é inserido um ganho em série com o sistema compensado em fase, de forma com que o módulo desse novo sistema, tenha ganho de 0dB na frequência de cruzamento especificada. (CAMAPANHOL, 2012).

Segundo CAMPANHOL, a função transferência do controlador em série com o inversor, em malha aberta, pode ser verificada na Equação 62.

$$G_{C_{fbPI}} = K_c \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) \left(\frac{V_{cc}}{L_{eq} s + R_{eq}} \right) \quad (62)$$

Onde K_c é o valor do ganho a ser aplicado no sistema.

Dessa forma, a função transferência do controlador, pode ser expressa através da Equação 63.(CAMAPANHOL, 2012).

$$G_{pi}(s) = \frac{K_c T_i s + K_c}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (63)$$

Onde $K_p = K_c T_i$ e $K_i = K_c$.

Dessa forma, é possível obter o diagrama de Bode, para o sistema compensado em fase e ganho, conforme mostrado na Figura 28.

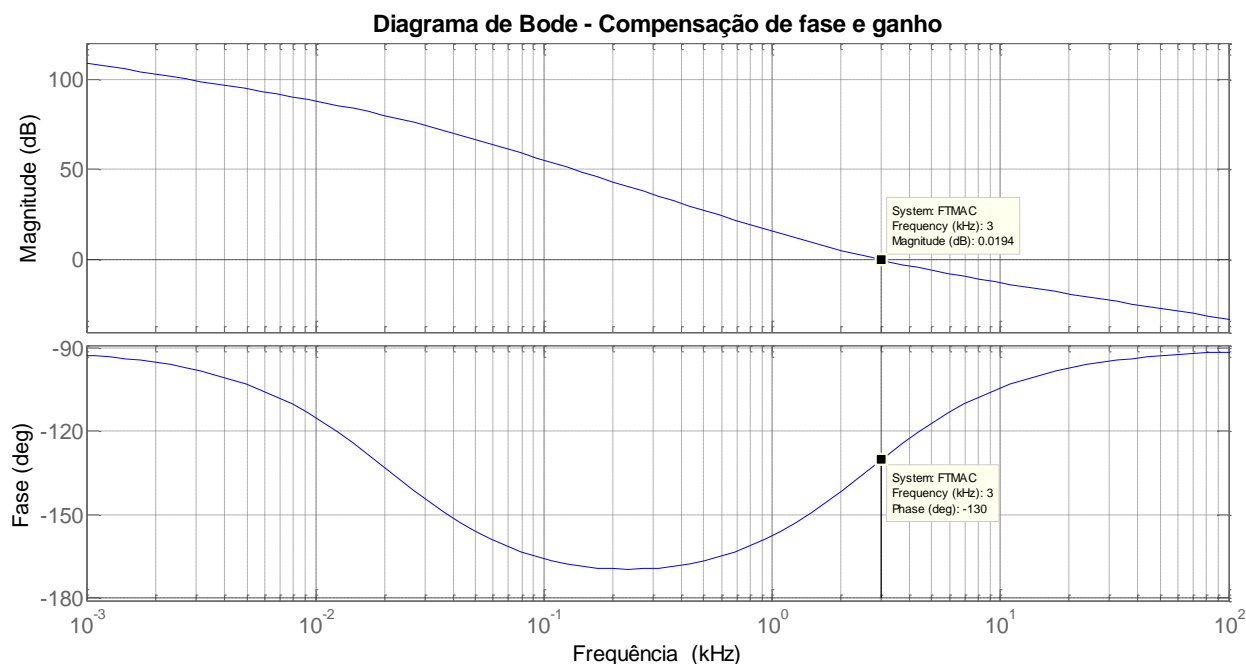


Figura 28 - Diagrama de Bode - compensação de fase e ganho - Procedimento de sintonia
Fonte: Próprio autor.

Dessa forma, para os parâmetros da planta, margem de fase e frequência de cruzamento, obteve-se os valores dos ganhos do controlador PI.

$$K_p = 0,0932 \text{ e } K_i = 1,5111 \cdot 10^3$$

4.2 CONTROLADOR PI REPETITIVO

Sinais e distúrbios periódicos, são encontrados em diversas plantas industriais, além de aplicações que envolvem *UPS (Uninterruptible Power Supply)*. Dessa forma, o controle de tais plantas deve atuar de forma a rastrear e/ou rejeitar tais distúrbios. (CUIYAN, et.at. 2004; GNOATTO, 2011).

O controlador Repetitivo (*RC – Repetitive Control*), é geralmente aplicado para rastreamento e/ou rejeição de distúrbios periódicos, minimizando o erro de regime para tais plantas. (CUIYAN, et.at. 2004; ZHAO, et.al.2009).

Considerando que o sinal de saída da planta utilizada neste trabalho é uma senóide, este controlador pode ser perfeitamente aplicado a tal.

O controlador repetitivo pode ser classificado de acordo com seu modelo de implantação, podendo ser externo ou interno, nas análises em tempo contínuo ou discreto.

O modelo externo caracteriza-se pela conexão do controlador externamente à malha básica de realimentação, de forma com que o sistema de controle resultante, seja similar ao de malha aberta, o que garante uma maior robustez em malha fechada, devido ao fato de que o ganho em malha aberta não é muito alto. No entanto, sua implementação é relativamente complexa. (GNOATTO, 2011).

O controlador repetitivo baseado no modelo interno, caracteriza-se pela inclusão deste sistema de controle à malha estável de controle em malha fechada. Dessa forma este controle exerce apenas função de um gerador de sinais periódicos, incluso no sistema de compensação da planta. A resposta transitória desse sistema é em torno de alguns ciclos. (GNOATTO, 2011).

Um sinal periódico (com período conhecido), pode ser gerado através de um atraso, num sistema de realimentação positiva. Dessa forma, o controlador

repetitivo de modelo interno, pode ser representado conforme mostrado na Figura 29. (CUIYAN, et.at. 2004).

Dessa forma, analisando a Figura 29, é possível obter a função transferência do controlador repetitivo de modelo interno, para uma análise de tempo contínuo, conforme mostrado na Equação 64.

$$GRP(s) = \frac{1}{1 + e^{-sT}} \quad (64)$$

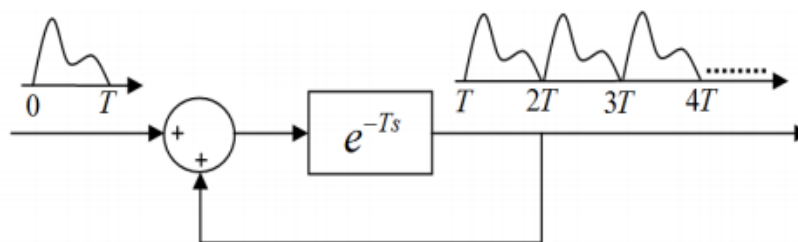


Figura 29 - Controlador Repetitivo baseado em modelo interno
Fonte: GNOATTO, 2011.

Vale ressaltar que neste trabalho, o controlador repetitivo será empregado em seu modelo interno, na análise de tempo contínuo.

Dentre as diversas formas de implementação do controle repetitivo, destaca-se a estrutura de *plug-in*, onde o controlador repetitivo é acoplado a um sistema de controle já existente, composto por um controlador principal e uma planta. Essa estrutura pode ser observada através da Figura 30. (CRUZ, 2015).

Em muitas aplicações é comum utilizar, um filtro passa baixa em série com o elemento de atraso (gerador de sinais periódicos), de forma a reduzir o ganho nas altas frequências produzidos pelo controlador em modelo interno, melhorando a robustez e desempenho deste sistema de controle. (CUIYAN, et.at. 2004; CRUZ, 2015).

O filtro deve possuir, uma frequência de corte inferior a frequência de corte da malha de controle principal e possuir fase nula em sua faixa de passagem. (SILVA, 2012).

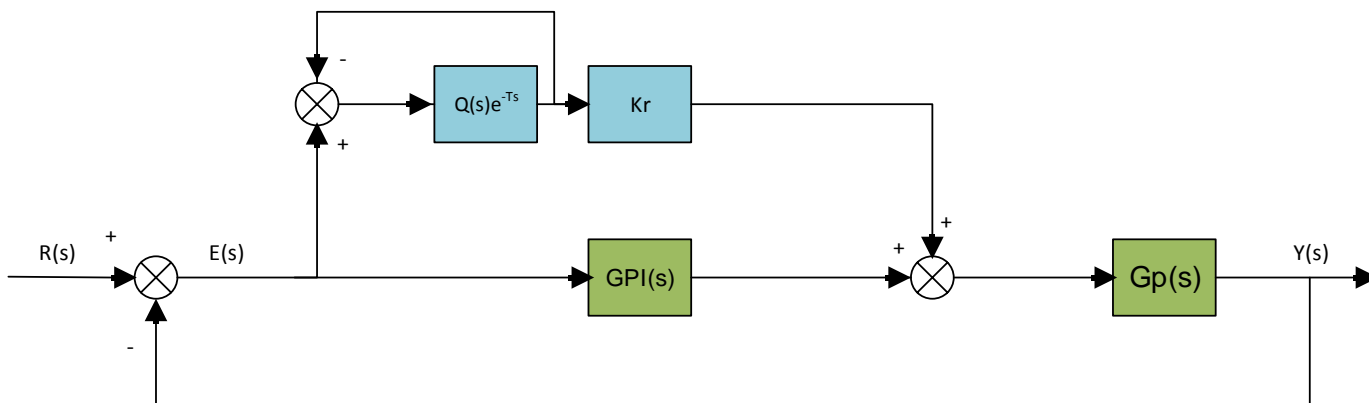


Figura 30 - Estrutura plug-in do controlador Repetitivo

Fonte: Próprio autor.

Para o projeto do controlador repetitivo, é necessário determinar também, o valor do ganho Kr , de forma que a resposta transitória do sistema é diretamente proporcional a este ganho. Dessa forma, Kr deve possuir o maior valor possível, sem levar a planta a saturação, comprometendo o funcionamento da mesma. A sintonia desse parâmetro, também pode ser determinada através da análise em frequência, oriunda do diagrama de Bode. (SILVA, 2012).

4.3 CONTROLADOR PI RESSONANTE

Da mesma forma que o repetitivo, o controlador ressonante também possui aplicações em sistemas que trabalham com sinais e distúrbios periódicos, podendo portanto trabalhar com referências, erros e saídas senoidais. Este também é baseado no Princípio do Modelo Interno, contribuindo para a geração de uma função transferência senoidal a uma malha de controle principal, por exemplo um PI. A função transferência pode ser obtida tanto para uma função cosseno, quanto para uma função seno, conforme mostrado na Equações 65 e 66, respectivamente. (FUKUDA, YODA; 2001).

$$G_{ReC}(s) = \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (65)$$

$$G_{ReS}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2} \quad (66)$$

Segundo Fukuda e Yoda, a função transferência de um sinal cossenoidal, gera uma melhor resposta, dessa forma, o erro rapidamente se reduz a zero.

O controlador ressonante é capaz de rastrear e/ou rejeitar, distúrbios periódicos, sem a necessidade da determinação de seu valor eficaz, e possui ganho infinito na sua frequência de sintonia. (JÚNIOR, 2013).

O diagrama em blocos descrito na Figura 31, representa esse sistema de controle de modelo interno, para a malha de corrente proposta.

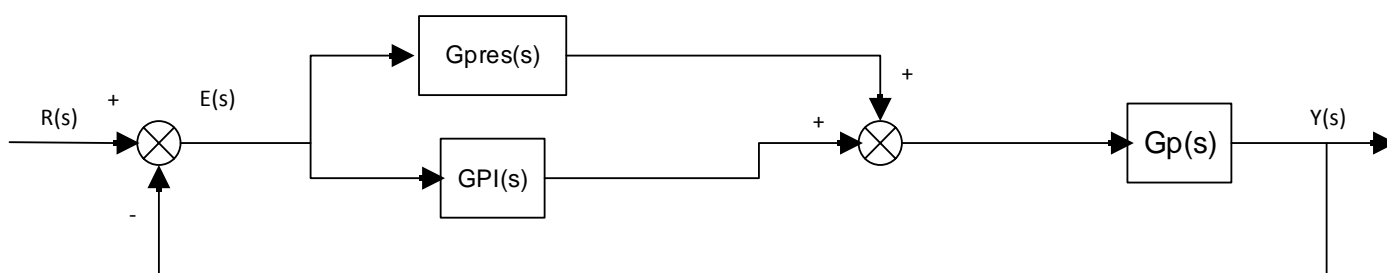


Figura 31 - Controlador PI + R (Ressonante).

Fonte: Próprio autor.

Analisando a Figura 31, é possível retirar a função transferência para o sistema de compensação ($G_c(s)$), a qual é mostrada através da Equação 67.

$$G_{cres}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_{res} \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (67)$$

Sendo que ω_0 , representa a frequência de ressonância de tal controle, e deve coincidir com a frequência da referência. Dessa forma esse controlador garante erro nulo de regime para uma determinada frequência. (PHAN, LEE; 2011).

As variáveis K_p e K_i , representam o ganho proporcional e integral do controlador PI, respectivamente. K_{res} , representam o ganho ressonante. A

parcela ω_0 representa, a frequência de ressonância, que deve coincidir com a frequência fundamental da rede ao qual o sistema será conectado, 60 Hz no caso do presente trabalho.

Vale ressaltar que, esta técnica de controle também pode ser aplicada a filtros ativos de potência, onde cada compensador é sintonizado em uma determinada frequência múltipla, de forma a eliminar a respectiva componente harmônica. (PHAN, LEE; 2011).

4.4 CONTROLADOR PREDITIVO

O controle preditivo baseado em modelo (*MPC – Model Predictive Control*), é uma estratégia de controle otimizada, em malha fechada, cujo principal objetivo é obter um modelo de previsão, baseado na modelagem de uma determinada planta, de forma a prever ações e minimizar erros futuros, através de uma lei de controle, baseada no horizonte de previsões. (NAN, et.al.2015; BARROS, et.at.2015).

Essa lei de controle pode ser obtida, através da minimização de um índice de desempenho, que representa o erro entre o sinal de saída da planta (corrente por exemplo) e sua respectiva referência. Tal índice é muitas vezes chamado de Função Custo. Para um sistema *SISO (Single Input Single Output)*, uma função custo quadrática é definida, conforme mostrado na Equação 68. (TARISCIOTTI, et.al. 2014; BARROS, et.at.2015, BARTSCH,et.al.2015).

$$q(k) = (Y_r - Y)^T(Y_r - Y) + \rho U^T U \quad (68)$$

Sendo que Y_r representa o vetor com as referências futuras, $y_r(k + \xi_y)$, onde ξ_y , compreende os valores do chamado horizonte de previsão (hp). Y é o vetor que representa os resultados previstos, $y(k + \xi_y)$, ρ é o coeficiente de ponderação e U , é um vetor que contém o cálculo do controle das ações futuras, $u(k + \xi_u)$, onde ξ_u compreende os valores do chamado horizonte de controle, exceto o último. O horizonte de controle, é sempre menor ou igual ao horizonte de previsão. (BARTSCH,et.al.2015).

Os vetores mostrados na Equação 68, podem ser descritos abaixo, nas Equações 69 à 71.

$$Y_r = \begin{bmatrix} y_r(k+1) \\ y_r(k+2) \\ y_r(k+3) \\ \vdots \\ y_r(k+hp) \end{bmatrix} \quad (69)$$

$$Y = \begin{bmatrix} y(k+1|k) \\ y(k+2|k) \\ y(k+3|k) \\ \vdots \\ y(k+hp|k) \end{bmatrix} \quad (70)$$

$$U = \begin{bmatrix} u(k|k) \\ y(k+1|k) \\ y(k+2|k) \\ \vdots \\ y(k+hc-1|k) \end{bmatrix} \quad (71)$$

Vale ressaltar que cada termo do vetor Y representa a previsão de saída, para uma amostragem de um período futuro (k).

A saída do controle é representada por valores discretos, chamados de variáveis de predição, que serão utilizados para o controle do chaveamento ideal, além da minimização da Função Custo, e podem ser representados por um modelo de espaço de estados, conforme mostrado nas Equações 72 e 73. (TARISCIOTTI, et.al. 2014; SHADMAND, et.al. 2014).

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (72)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (73)$$

Onde, A representa a matriz de estados dinâmica, B o vetor de entradas do sistema de controle, C a matriz de saída do sistema e x o vetor de variações dos estados do sistema, e pode ser representado, conforme mostrado em 74. (BARTSCH, et.al.2015; BARROS, et.at.2015).

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ \vdots \\ x_n(k) \end{bmatrix} \quad (74)$$

Como enunciado por Bartsch, et.al, pode-se considerar que o vetor de predição pode ser representado, como mostrado 75.

$$Y = GU + \Phi x \quad (75)$$

Onde,

$$\Phi = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ CA^3 \\ \vdots \\ CA^{hp} \end{bmatrix} \quad (76)$$

$$G = \begin{bmatrix} CB & 0 \dots & 0 \\ CAB & CB \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ CA^{ny-1}B & CA^{ny-2}B \dots & CB \end{bmatrix} \quad (77)$$

Dessa forma, a sequência de controle ótimo (U^*), é dado através da Equação 78.

$$U^* = K_{pr}(Y_r - \Phi x) \quad (78)$$

Sendo K_{pr} , o ganho ótimo do sistema, e pode ser determinado conforme mostrado na Equação 79.

$$K_{pr} = (G^T G + \rho I)^{-1} G^T \quad (79)$$

Sendo I uma matriz identidade, da ordem do horizonte de controle.

Através da Figura 32, é possível verificar um diagrama em blocos, que representa o funcionamento deste controlador.

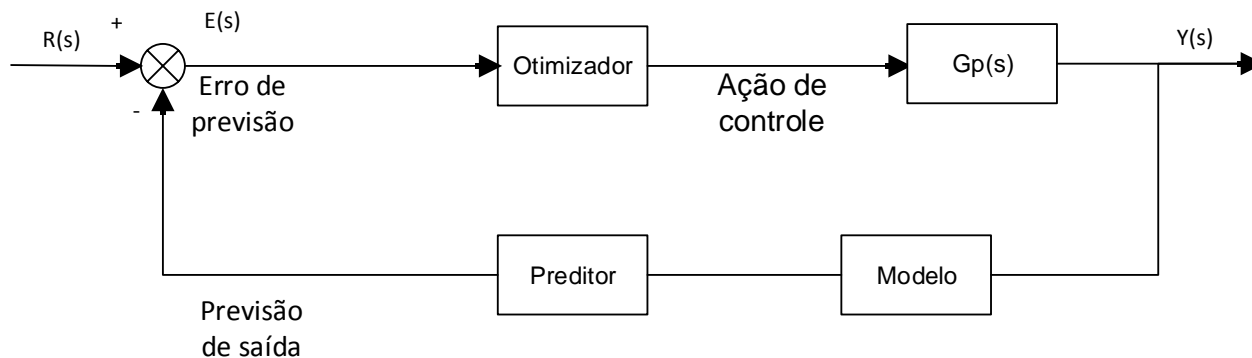


Figura 32 - Diagrama de funcionamento do Controlador Preditivo

Fonte: Próprio autor.

De acordo com o diagrama representado na Figura 32, identifica-se que a trajetória de referências, corresponde ao sinal a ser identificado e controlado. O modelo matemático do processo, deve ser capaz de representar o comportamento da planta de forma precisa, muitas vezes *online*, de forma a fornecer informações para o preditor realizar a previsão da saída futura, de acordo com as informações atuais da planta.

É através do otimizador que a função custo é minimizada, de forma que a ação de controle garanta o desempenho adequado do sistema. Vale ressaltar que quando a função custo é quadrática, ou oriunda de modelos lineares, a solução ótima é encontrada de forma analítica, caso contrário, a mesma é verificada através de um método de otimização matemática.

Segundo Shadmand, et.al., o projeto do Controlador Preditivo para um conversor de potência, pode ser sintetizado em alguns passos.

Deve-se inicialmente modelar o conversor (inversor *Full-Bridge* no caso), de forma a identificar os estados de chaveamento e a relação entre entrada e saída para os sinais em questão (tensão e/ou corrente).

Em sequência, deve-se determinar a Função Custo, que represente de forma satisfatória, o comportamento do sistema desejado.

Por fim, deve-se obter os modelos em tempo discreto, de forma a possibilitar a predição do comportamento futuro da planta.

5 PROJETO DOS CONTROLADORES DO CONVERSOR CC/CA FULL-BRIDGE

Ao longo deste trabalho desenvolveu-se o projeto dos controladores de malha de tensão e corrente, dos conversores *Boost Clássico* e *Full-Bridge*, além do sistema *p-PLL*.

Os controladores citados no Capítulo 4 foram aplicados a malha de corrente do inversor de tensão.

Conforme discorrido ao longo do presente trabalho, esta topologia é responsável por regular o fluxo de energia entre o sistema de geração fotovoltaico e a rede elétrica, de forma a controlar a corrente injetada, através de sua malha interna (corrente).

A malha de controle externa (tensão) é responsável por regular o fluxo de energia entre o estágio de conversão CC/CC e CC/CA, gerando em conjunto com o sistema *PLL*, a corrente de referência para a malha interna, conforme ilustrado na Figura 25.

Todos os sistemas foram desenvolvidos em ambiente MatLab/Simulink®.

5.1 SISTEMA DE GERAÇÃO DA CORRENTE DE REFERÊNCIA

Conforme discorrido ao longo do presente trabalho, para que o sistema de geração consiga injetar corrente elétrica, a tensão do barramento CC do inversor deve ser superior ao pico da rede elétrica, considerada como 180 V.

Assim, adotou-se 230 V como tensão de referência do barramento CC, de forma a suprir eventuais perdas inerentes ao sistema, como as associadas aos elementos passivos e ativos de chaveamento.

Em decorrência da referência contínua, apenas o controlador PI foi utilizado na malha de tensão.

Os ganhos proporcional e integral, foram projetados através da análise no domínio da frequência, a partir de diagramas de Bode, de acordo com o procedimento destacado na seção 4.1. Dessa forma, através da função

transferência da malha de tensão, mostrada na Equação 57, tem-se a resposta da planta de controle, ilustrada na Figura 33.

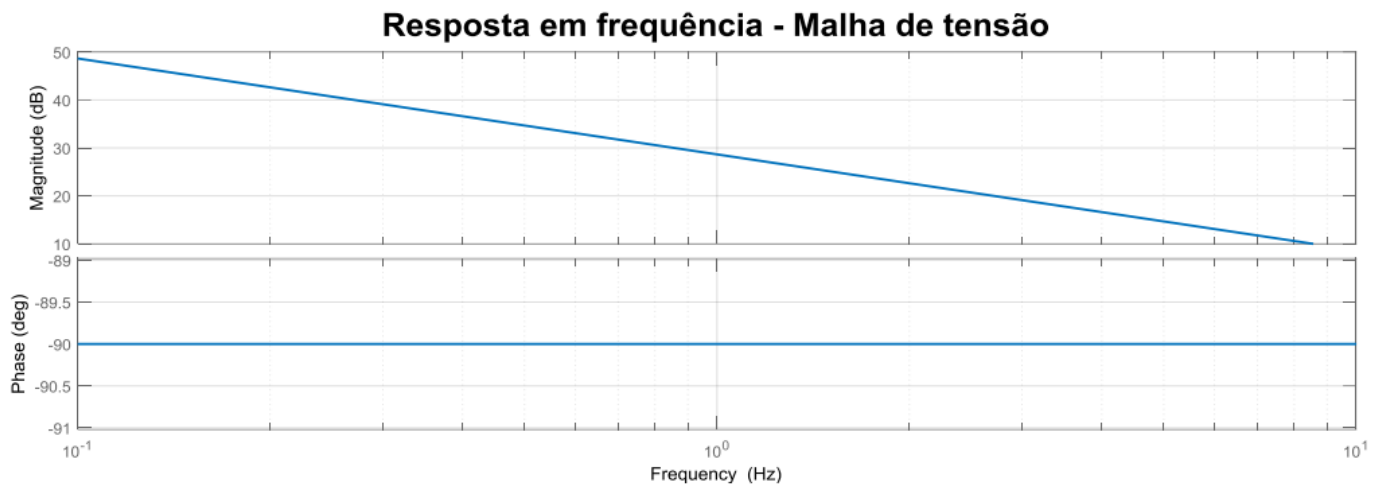


Figura 33 - Resposta em frequência da função transferência inversor FB - malha de tensão
Fonte: Próprio autor.

Inserindo-se o controlador em série com a planta, obtém-se a função transferência de malha aberta do sistema, resultando na compensação de fase da planta, de acordo com a margem desejada, conforme mostrado na Figura 34.

A associação controlador mais planta, pode ser verificada na Equação 80.

$$FTMA_{Gvi} = \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) \left(\frac{V_p}{2 C_{cc} V_{cc} s} \right) \quad (80)$$

Neste projeto foi adotada uma margem de fase de 85° e uma frequência de cruzamento de 8 Hz. Todos os parâmetros de projeto podem ser vistos na Tabela 1, ao final da presente seção.

Vale ressaltar que para a correta geração de referência, conseqüentemente o funcionamento do sistema, a malha de controle externa dever ser mais lenta que a interna.

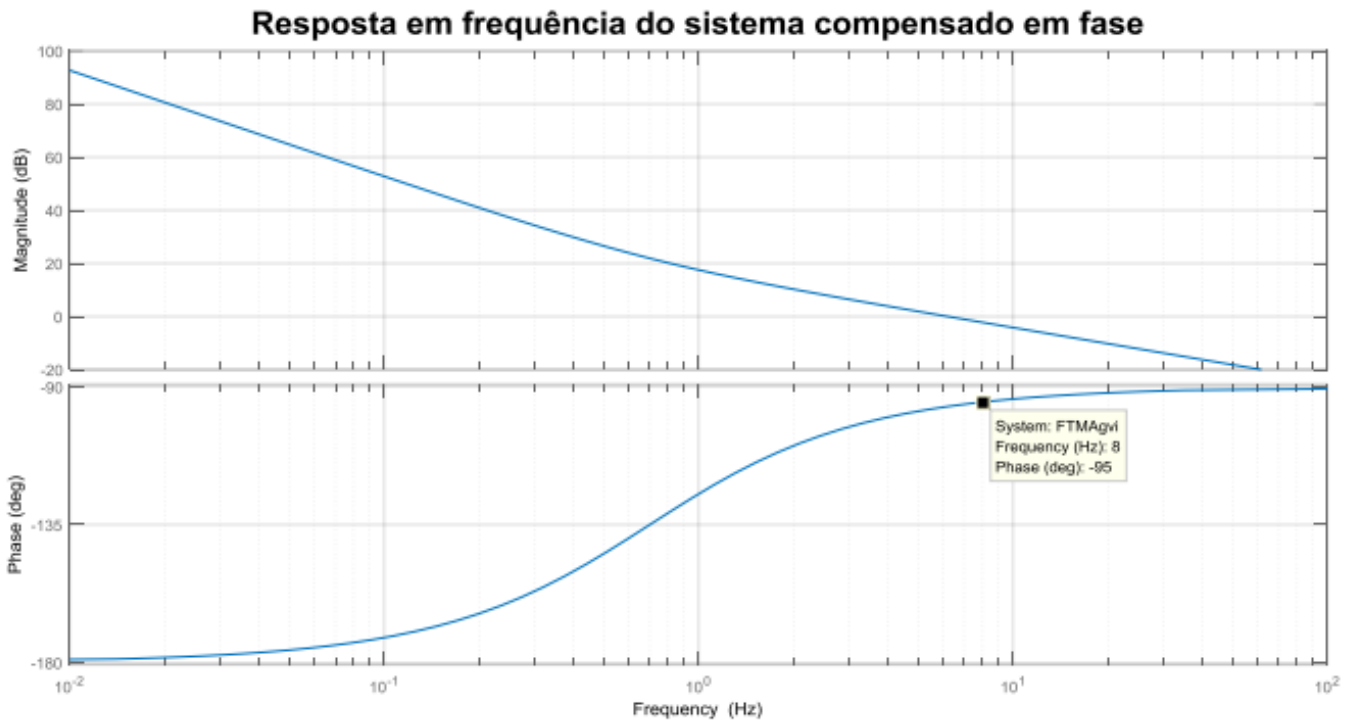


Figura 34 - Resposta em frequência do sistema compensado em fase - malha de tensão
 Fonte: Próprio autor.

Inserindo o ganho do controlador em série com o sistema representado na Equação 80, obtém-se a compensação de ganho (Equação 81), resultando em 0 dB na frequência de cruzamento adotada.

$$FTMAC_{Gvi} = K_c \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) \left(\frac{V_p}{2 C_{cc} V_{cc} s} \right) \quad (81)$$

Os ganhos $K_p = K_c T_s$ e $K_i = K_c$, são respectivamente, 0,2943 e 1,2943.

A resposta em frequência do sistema compensado em fase e ganho pode ser verificada na Figura 35.

O sistema de controle descrito em 81, é inserido em uma malha de realimentação negativa, de forma a verificar a adequação dos parâmetros de projeto. Tal resultado pode ser observado na Figura 36.

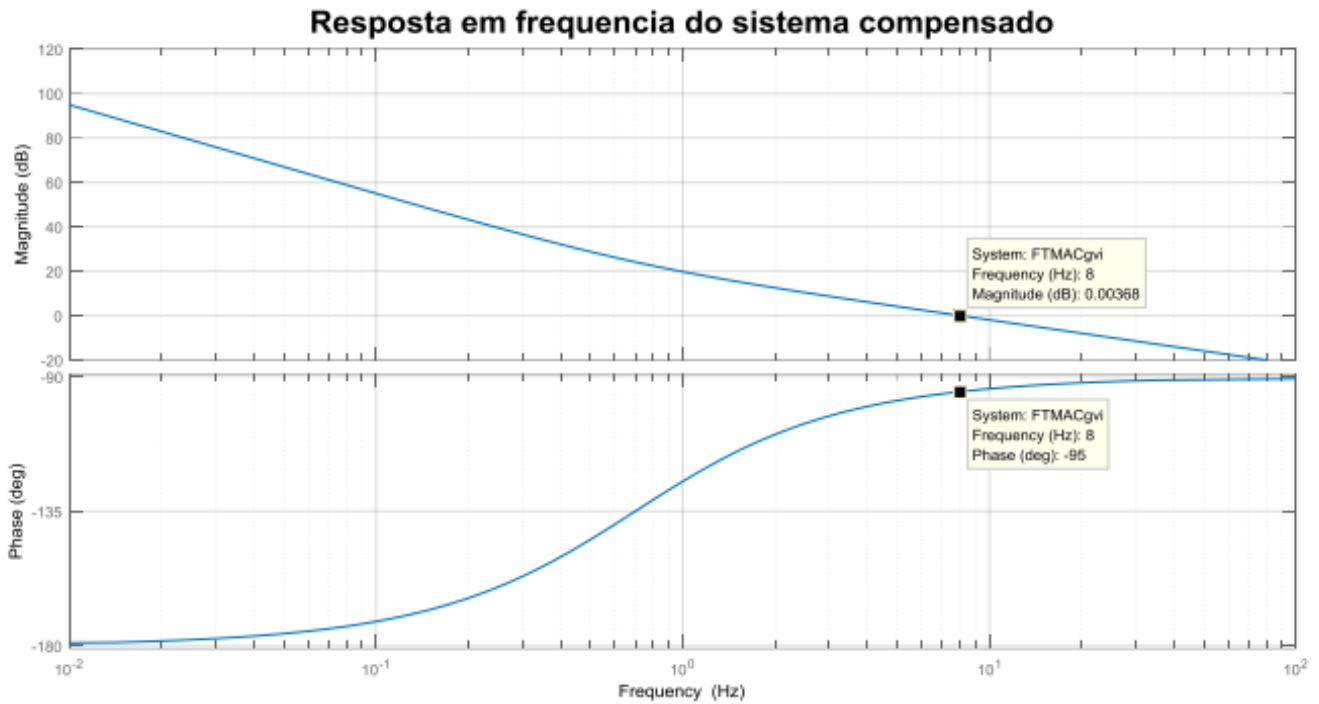


Figura 35 - Resposta em frequência do sistema compensado em ganho e fase - malha de tensão FB
 Fonte: Próprio autor.



Figura 36 - Resposta em frequência do sistema em malha fechada - malha de tensão FB
 Fonte: Próprio autor.

Analisando a Figura 37 verifica-se o comportamento do sistema de controle proposto, em resposta ao degrau unitário, de maneira a estimar o tempo rastreamento da referência em questão.

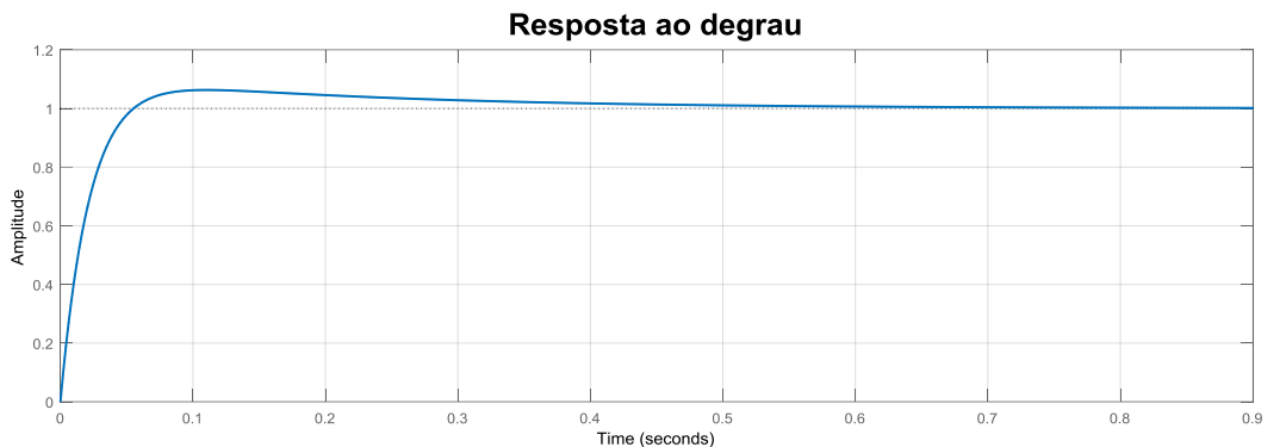


Figura 37 - Resposta ao degrau unitário - malha de tensão
 Fonte: Próprio autor.

Todos os parâmetros utilizados no projeto do controlador da malha de tensão, podem ser verificados na Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetros de projeto do controlador PI da malha de tensão do inversor FB.

Parâmetros de projeto do controlador PI - Malha de tensão	
Tensão eficaz da rede	$V_a = 127 V$
Frequência da rede	$f_a = 60 Hz$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 230 V$
Capacitância do barramento CC	$C_{cc} = 2300 \mu F$
Frequência de cruzamento do controlador	$f_c = 8 Hz$
Margem de fase desejada	$M_{fd} = 85^\circ$
Ganhos do controlador	$KP_v = 0,2943$
	$Ki_v = 1,2943$

Fonte: Próprio autor.

Aplicando os ganhos do controlador, na malha de tensão, obtém-se o resultado mostrado na Figura 38, a qual apresenta um comparativo entre a tensão de referência 230 V e a tensão do barramento CC, oriunda da ação de controle.

Nota-se um *overshoot* de aproximadamente 30 V, e uma oscilação próxima a 5 V em regime permanente. Ambas resultado do capacitor relativamente pequeno, no entanto mais próximo de um valor comercial.

A tensão do barramento em questão rastreia a referência em aproximadamente 0,7 segundos.

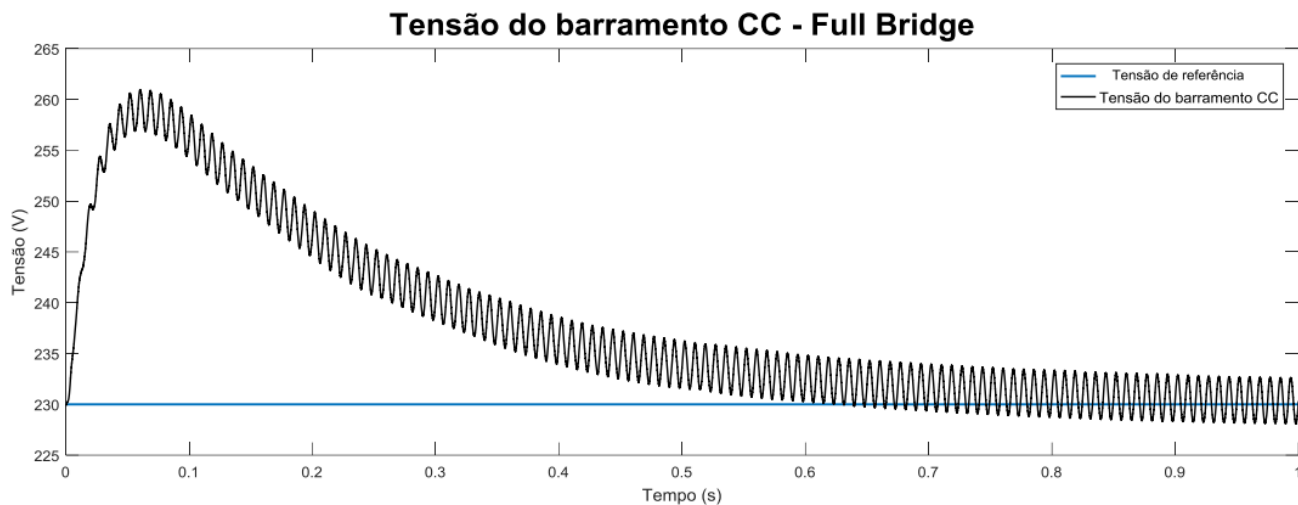


Figura 38 - Tensão do barramento CC - Inversor de tensão

Fonte: Próprio autor.

A ação de controle em conjunto com o sistema *PLL*, são responsáveis por gerar a corrente de referência, para a malha interna, conforme mostra Figura 25. Neste trabalho, foi utilizado o sistema *p-PLL*, o qual é responsável por rastrear fase e frequência da rede elétrica, para o correto atracamento do sistema. Na Figura 39 é possível verificar o resultado de tal sistema.

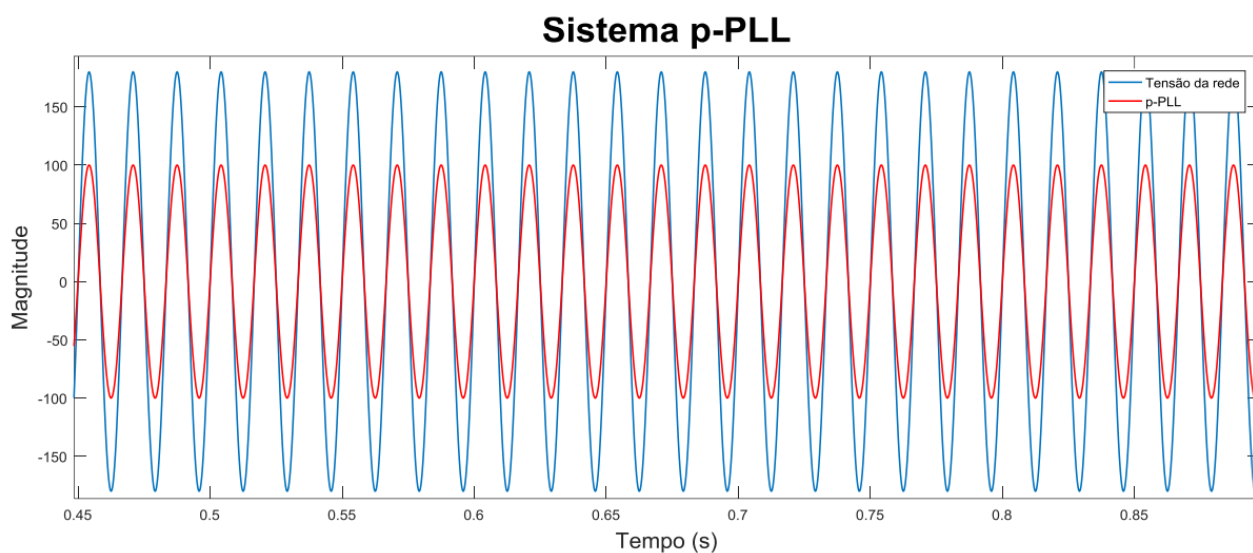


Figura 39 - Sistema p-PLL

Fonte: Próprio autor.

O procedimento de sintonia do controlador PI do sistema p -PLL é semelhante ao descrito anteriormente para a malha de tensão. Considerando a função transferência de um integrador, frequência de cruzamento de 28 Hz e margem de fase de 87° , obtém-se os ganhos:

$$K_{p_{PLL}} = 180 \text{ e } K_{i_{PLL}} = 1300$$

Vale destacar que foi inserido um ganho de 100 vezes no resultado da ação de controle do p -PLL, a fim de facilitar a verificação de seu funcionamento.

A corrente de referência obtida em tal sistema, pode ser vista na Figura 40.

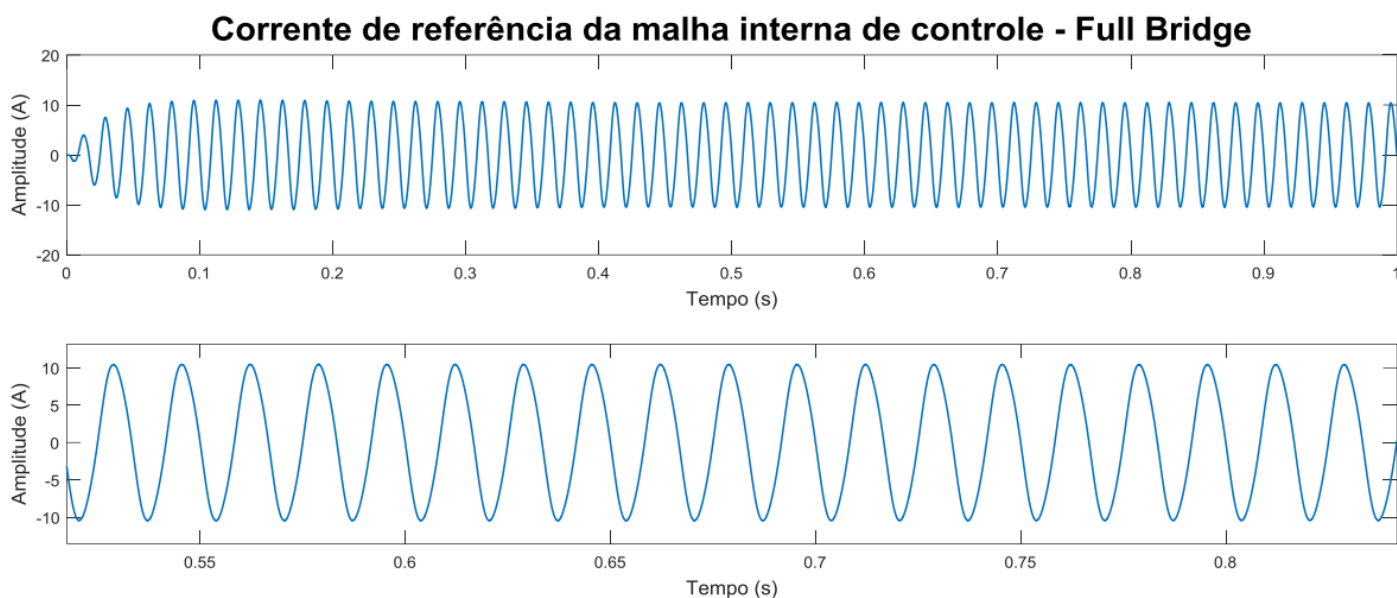


Figura 40 - Corrente de referência da malha interna de controle do conversor CC/CA FB.
Fonte: Próprio autor.

Os resultados da corrente de referência podem ser vistos na Tabela 2.

Tabela 2 - Parâmetros da corrente de referência

Parâmetros da corrente de referência	
Corrente eficaz	$I_{ref(rms)} = 7,21 \text{ A}$
Corrente de pico	$I_{ref(pico)} = 10,22 \text{ A}$
Frequência	$f_{ref} = 60 \text{ Hz}$
Taxa de distorção harmônica	$THD_i = 1,89\%$

Fonte: Próprio autor.

5.2 PROJETO DOS CONTROLADORES DA MALHA DE CORRENTE

Conforme mencionado ao decorrer deste trabalho serão aplicadas quatro técnicas de controle a malha interna (PI, PI Ressonante, PI Repetitivo e Preditivo), a fim de verificar qual responde melhor a referência ilustrada na Figura 25 comparando-os no que diz respeito a desempenho de rastreamento da corrente de referência, processamento e taxa de distorção harmônica da corrente a ser injetada na rede elétrica.

De uma maneira geral, a malha interna de corrente tem como função, controlar o chaveamento do conversor CC/CA em questão. Assim, a ação de controle deve gerar um sinal de referência para o modulador *PWM* comparar com a portadora. Esta referência deve possuir as características da corrente que se busca injetar na rede elétrica (fase e frequência).

Segue ao longo desta seção, um descritivo do procedimento utilizado para projeto e sintonia dos controladores em questão.

5.2.1 Projeto do controlador PI da malha de corrente – Inversor *Full-Bridge*

Seguindo-se os mesmos passos descrito em 4.1, desenvolveu-se o projeto do controlador PI da malha de corrente. Assim, a resposta em frequência da função transferência mostrada em 50, pode ser vista na Figura 41.

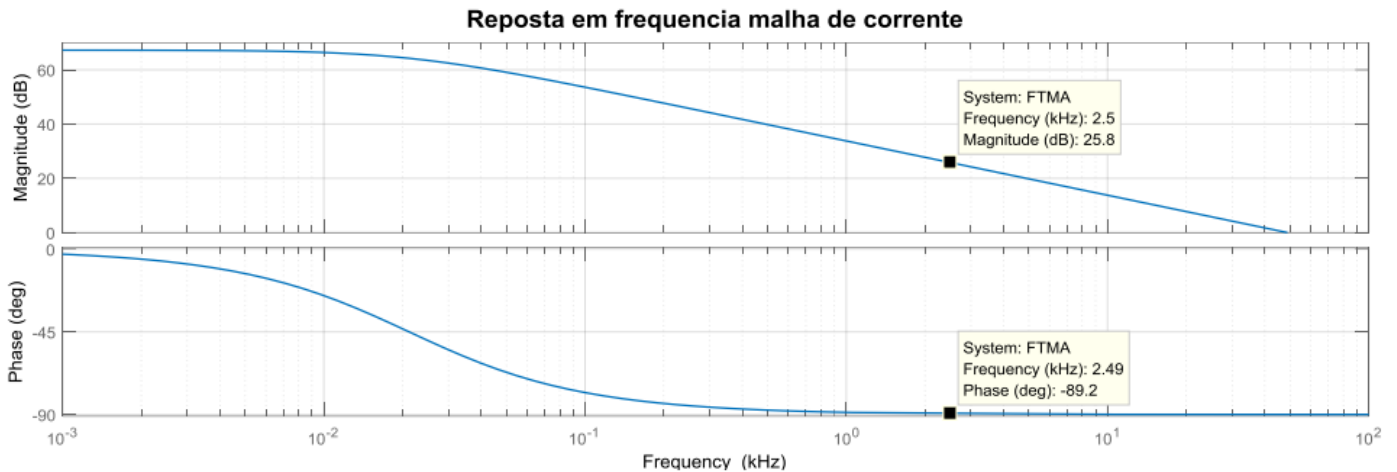


Figura 41 - Resposta em frequência da função transferência inversor FB - malha de corrente
Fonte: Próprio autor.

Analisando-se o diagrama mostrado na Figura 41, observa-se que o ângulo de fase da planta, para a frequência de cruzamento adotada, é de $-89,2^{\circ}$ com ganho de 25,8 dB.

Dessa forma, com a inserção do controlador em série com a planta o ângulo do sistema passa a ser ajustado em malha aberta, de acordo com a Equação 60, a qual especifica a margem de fase desejada em projeto. A associação controlador mais planta, encontra-se em 82 e a resposta em frequência do sistema na Figura 42.

$$FTMA_{Gid} = \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) \left(\frac{V_{cc}}{L_{eq} s + R_{eq}} \right) \quad (82)$$

A margem de fase e frequência de cruzamento adotadas para esse projeto são 80° e 2,5 KHz, respectivamente. Todos os demais parâmetros utilizados podem ser vistos na Tabela 3.

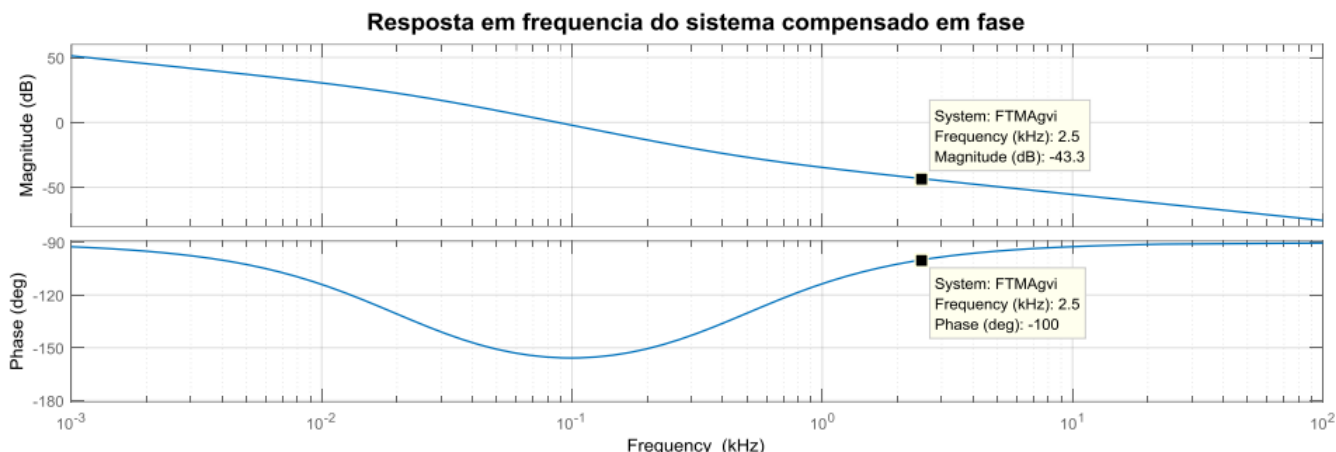


Figura 42 - Resposta em frequência do sistema compensado em fase - malha de corrente inversor FB

Fonte: Próprio autor.

A terceira etapa do projeto consiste na inserção de um ganho em série com o sistema representado em 82, de maneira com que o mesmo passe a ter um ganho de 0 dB na frequência de cruzamento especificada. A função transferência dessa associação pode ser verificada em 83.

$$G_{c_{fbPI}} = K_c \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right) \left(\frac{V_{cc}}{L_{eq} s + R_{eq}} \right) \quad (83)$$

Os ganhos $K_p = K_c T_s$ e $K_i = K_c$, são respectivamente, 0,0504 e 146,4409.

A resposta em frequência do sistema compensado em ganho e fase pode ser verificada na Figura 43.

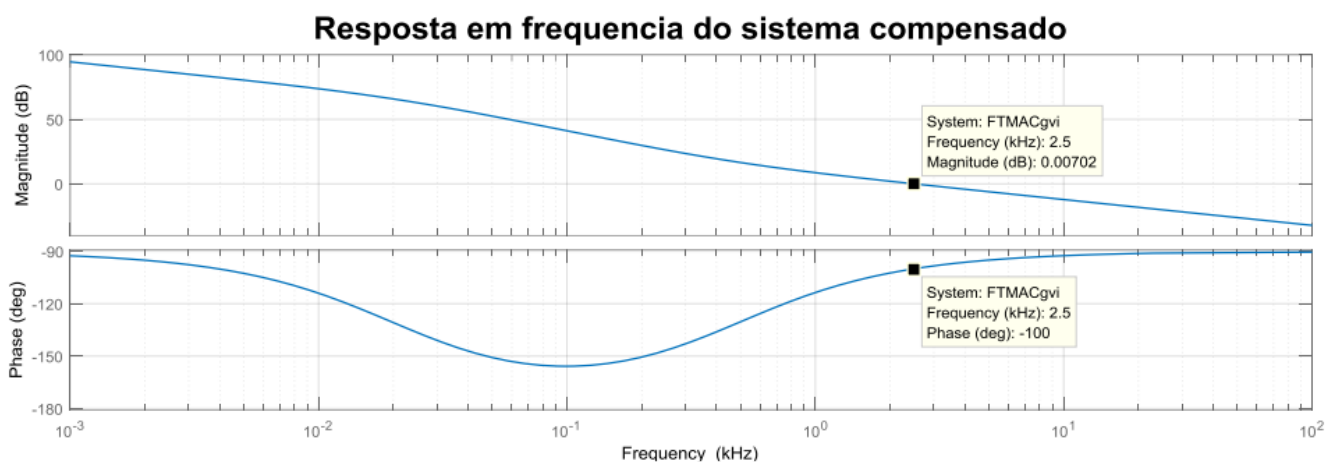


Figura 43 - Resposta em frequência do sistema compensado - malha de corrente inversor FB.

Fonte: Próprio autor.

Com a inserção do sistema descrito em 83, num *loop* de realimentação negativa, obtém-se o digrama mostrado na Figura 44, a qual permite verificar o comportamento no que diz respeito ao decaimento do ganho e fase.

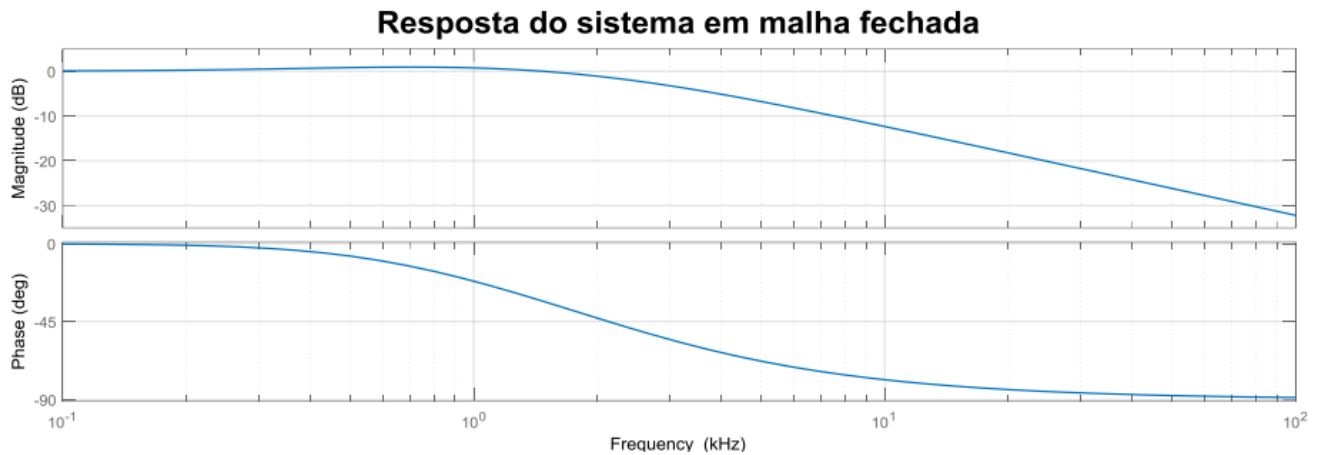


Figura 44 - Resposta em frequência do sistema compensado em malha fechada - malha corrente FB.

Fonte: Próprio autor.

A resposta ao degrau do sistema em malha fechada pode ser vista na Figura 45, verificando assim sua rastreabilidade para uma determinada referência.

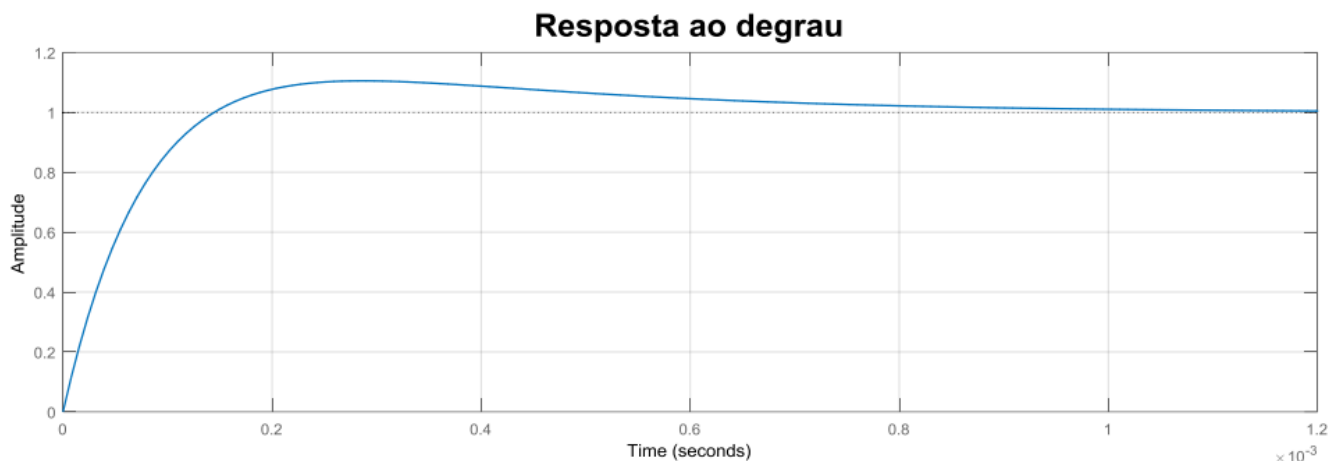


Figura 45 - Resposta ao degrau unitário - malha de corrente inversor FB

Fonte: Próprio autor.

Todos os parâmetros referentes a esse projeto podem ser vistos na Tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros de projeto do controlador PI da malha de corrente inversor FB

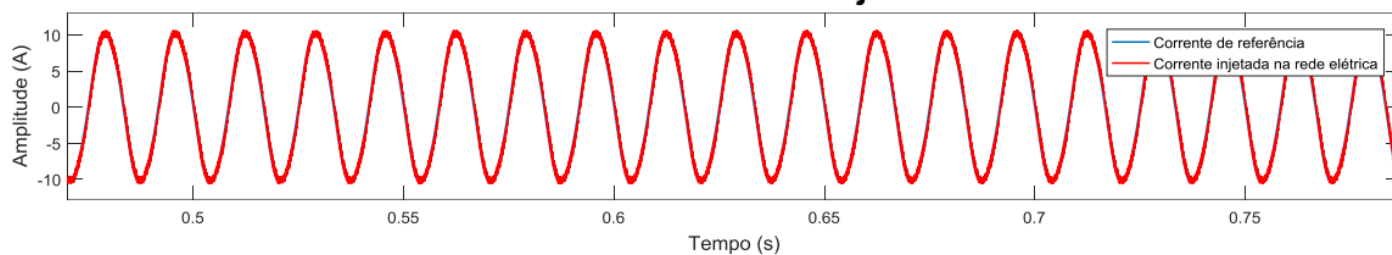
Parâmetros de projeto do controlador PI - Malha de corrente	
Tensão eficaz da rede	$V_a = 127 V$
Frequência da rede	$f_a = 60 Hz$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 230 V$
Indutância de acoplamento	$L_{eq} = 1,5 mH$
Resistância de acoplamento	$R_{eq} = 200 m\Omega$
Ganho do modulador <i>PWM</i>	$K_{PWM} = 2$
Frequência de cruzamento do controlador	$f_c = 2,5 KHz$
Margem de fase desejada	$M_{fd} = 80^\circ$
Ganhos do controlador	$KP_i = 0,0504$ $KI_i = 146,4409$

Fonte: Próprio autor.

Aplicando os parâmetros destacados na Tabela 3 ao sistema de controle em questão, obtém-se o resultado mostrado na Figura 46. A qual representa as comparações entre referência, corrente injetada e tensão da rede elétrica.

Analisando a Figura 46 é possível perceber que o controlador PI em questão, consegue rastrear a referência e injetar corrente em fase e frequência com a rede. Dessa forma o sistema faz a geração de energia ativa no sistema elétrico.

Corrente de referência Vs Corrente injetada na rede elétrica



Corrente injetada Vs Tensão da rede elétrica

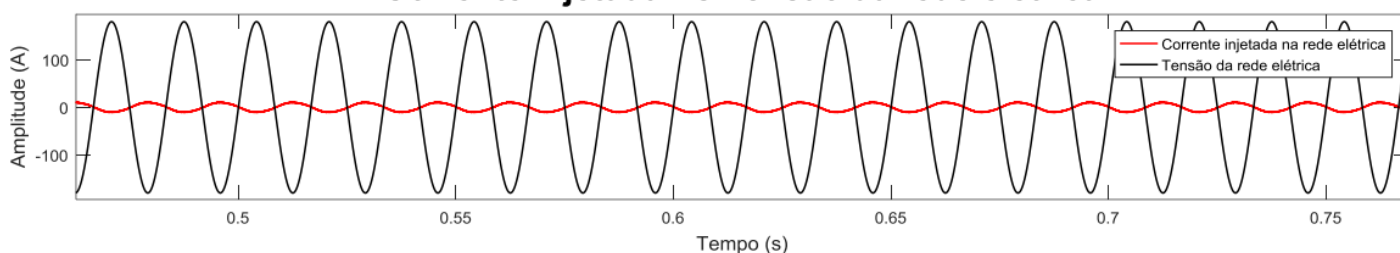


Figura 46 - Resultados do controlador PI - malha de corrente

Fonte: Próprio autor.

A corrente oriunda deste sistema de controle pode ser vista em maiores detalhes, na Figura 47 e suas especificações na Tabela 4.

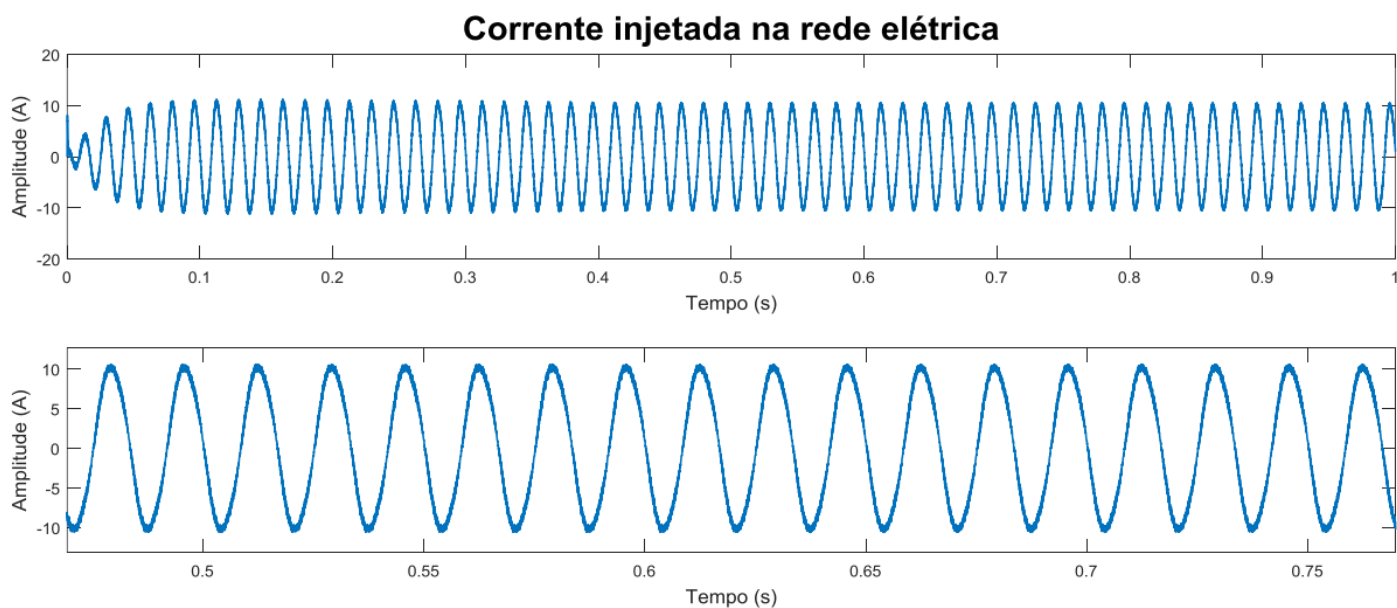


Figura 47 - Corrente injetada na rede elétrica - Controlador PI

Fonte: Próprio autor.

Vale destacar que todos os resultados mostrados nas Figuras 46 e 47, assim como na Tabela 4, são para uma rede elétrica sem presença de harmônicos de tensão.

Tabela 4 - Resultados de simulação da corrente injetada na rede elétrica - Controlador PI.

Resultados controlador PI - Tensão sem harmônicos	
Corrente eficaz	$I_{rede(rms)} = 7,23 A$
Corrente de pico	$I_{rede(pico)} = 10,5A$
Frequência	$f_{corrente} = 59,88 Hz$
Taxa de distorção harmônica	$THD_i = 4,75\%$

Fonte: Próprio autor.

A fim de verificar o funcionamento, quando o sistema está inserido em uma rede com tensão distorcida, foram adicionados 3^o, 5^o e 7^o harmônicos na

tensão, de maneira a produzir uma THD_v de 10,39 %. Os resultados para essa simulação encontram-se nas Figuras 48 e 49, assim como na Tabela 5.

Analisando os resultados apresentados nas Figuras 48 e 49, bem como os valores da Tabela 5 é possível perceber que, o controlador PI possui relativa sensibilidade quando inserido em um sistema com distorções harmônicas de tensão, aumentando THD_i da corrente injetada para 7,05 %, em decorrência da pior rastreabilidade da referência, se comparado com um sistema de tensão senoidal pura.

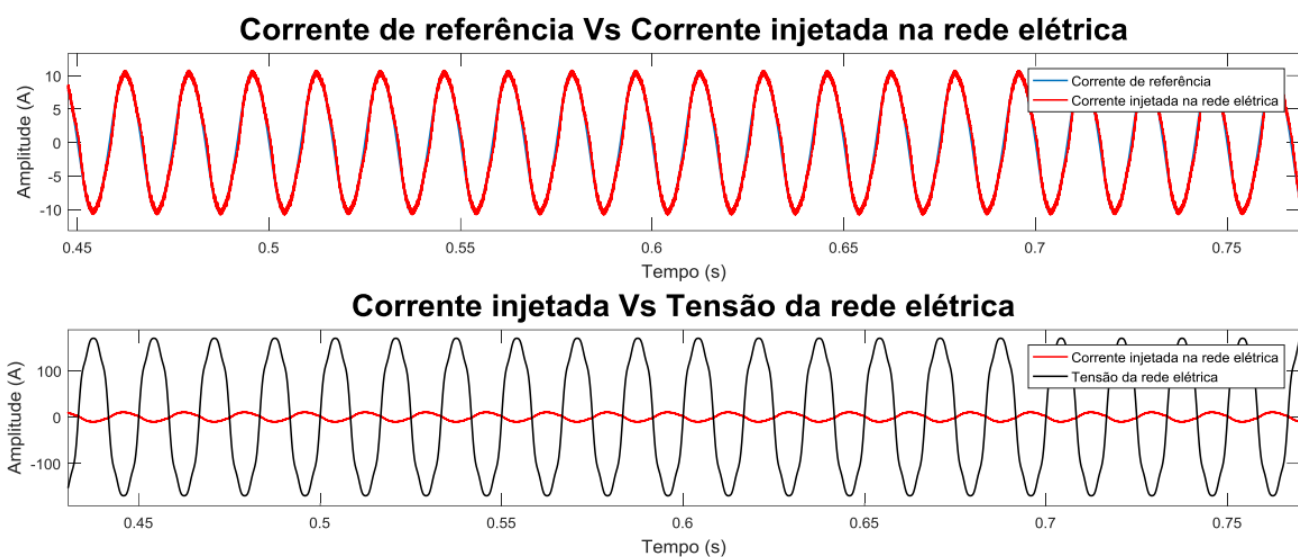


Figura 48 - Resultados do controlador PI com harmônicos de tensão - malha corrente

Fonte: Próprio autor.

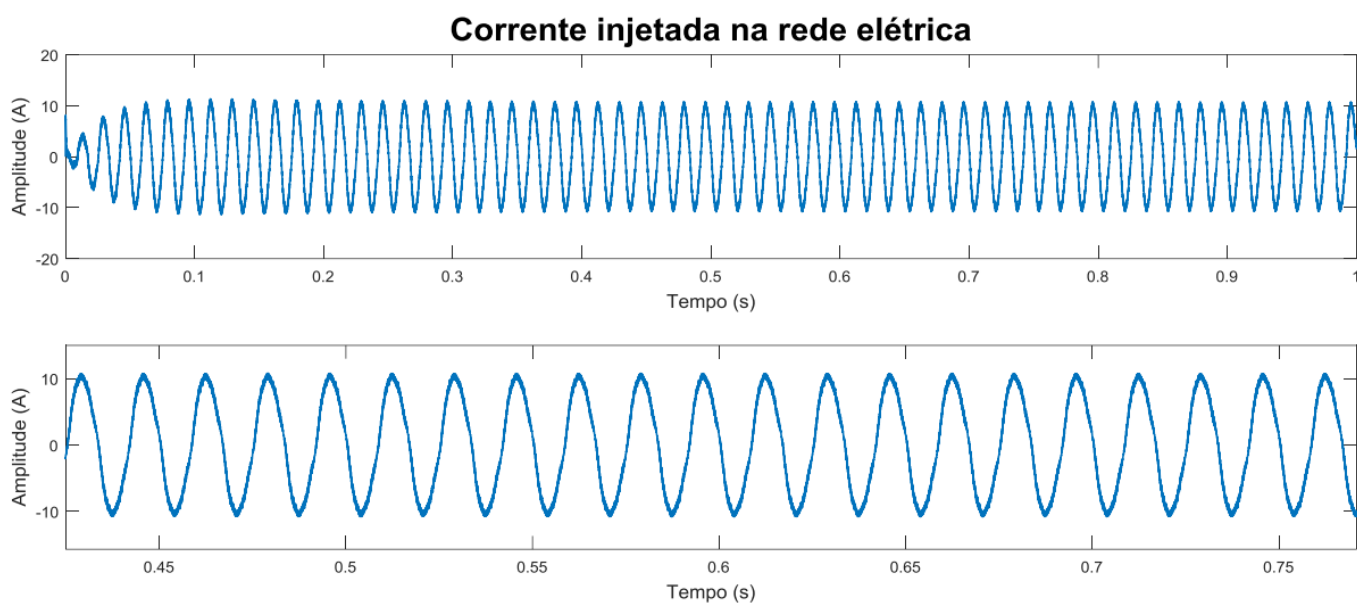


Figura 49 - Corrente injetada na rede elétrica, com harmônicos de tensão - Controlador PI

Fonte: Próprio autor.

Tabela 5 - Resultados de simulação da corrente injetada na rede elétrica, com harmônicos de tensão - Controlador PI.

Resultados controlador PI - Tensão com harmônicos	
Corrente eficaz	$I_{rede(rms)} = 7,25 A$
Corrente de pico	$I_{rede(pico)} = 10,6 A$
Frequência	$f_{corrente} = 60,01 Hz$
Taxa de distorção harmônica	$THD_i = 7,05\%$

Fonte: Próprio autor.

5.2.2 Projeto do controlador PI Ressonante da malha de corrente – Inversor Full Bridge

Conforme enunciado na seção 4.3, o projeto do controlador ressonante é baseado no Princípio do Modelo Interno, portanto este deve ser inserido em uma malha de controle principal, neste caso o PI.

Assim a ação de controle desse sistema é determinada pela Equação 67, oriunda do diagrama mostrado na Figura 31. A parcela ressonante aplicada ao sistema é representada pela Equação 65.

A variável ω_0 representada em 65, indica a frequência de ressonância do sistema, que deve coincidir com a frequência da referência desejada, neste caso a $376,991 rad/s$, o que garante maior rastreabilidade do sistema de controle.

A resposta em frequência da parcela ressonante representa pela Equação 65 pode ser vista na Figura 50.

Resposta em frequência da parcela ressonante

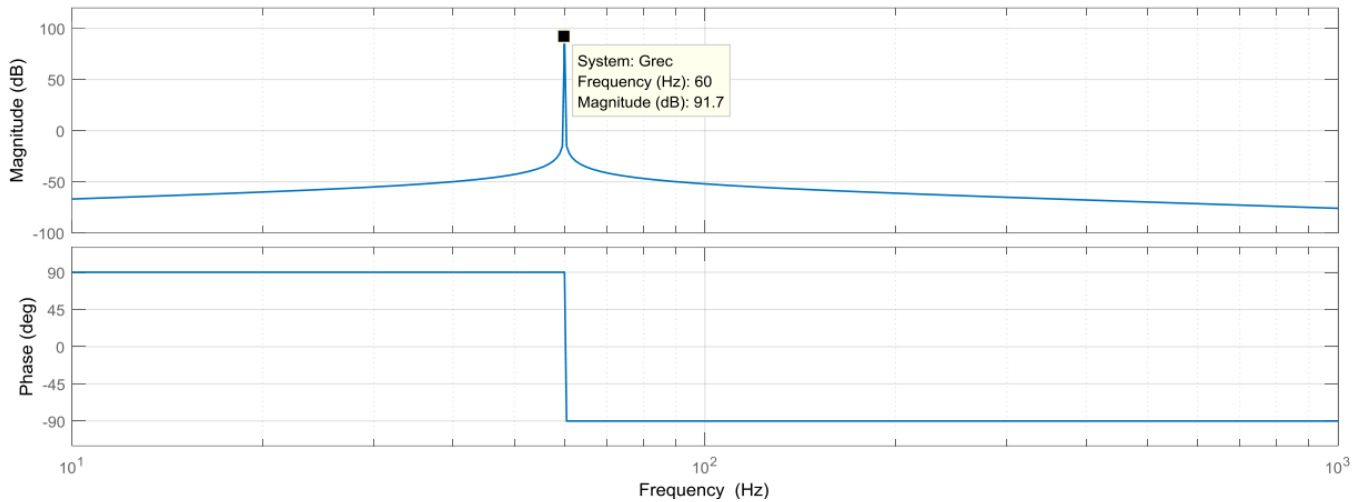


Figura 50 - Resposta em frequência da parcela ressonante - Malha de corrente

Fonte: Próprio autor.

Analisando o diagrama de bode da Figura 50, percebe-se que essa parcela insere um ganho tendendo ao infinito e um salto de 180° na fase, na frequência de ressonância sintonizada.

Vale destacar que nenhum ganho foi inserido na parcela representada na Figura 50, assim o ganho ressonante pode ser determinado conforme mostra a Equação 84.

Conforme mostrado em 84, a parcela s deve ser sintonizada na frequência de cruzamento adotada no projeto do controlador PI (2,5 KHz).

$$K_{Res} = \left(\frac{1}{\left| \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right|} \right); s = j\omega_c \quad (84)$$

Dessa forma foi calculado um ganho ressonante de $1,57 \cdot 10^4$.

Inserindo-se o ganho calculado em 84 na parcela ressonante da Equação 65, obtém-se a resposta em frequência representada pela Figura 51.

Resposta em frequência da parcela ressonante com ganho

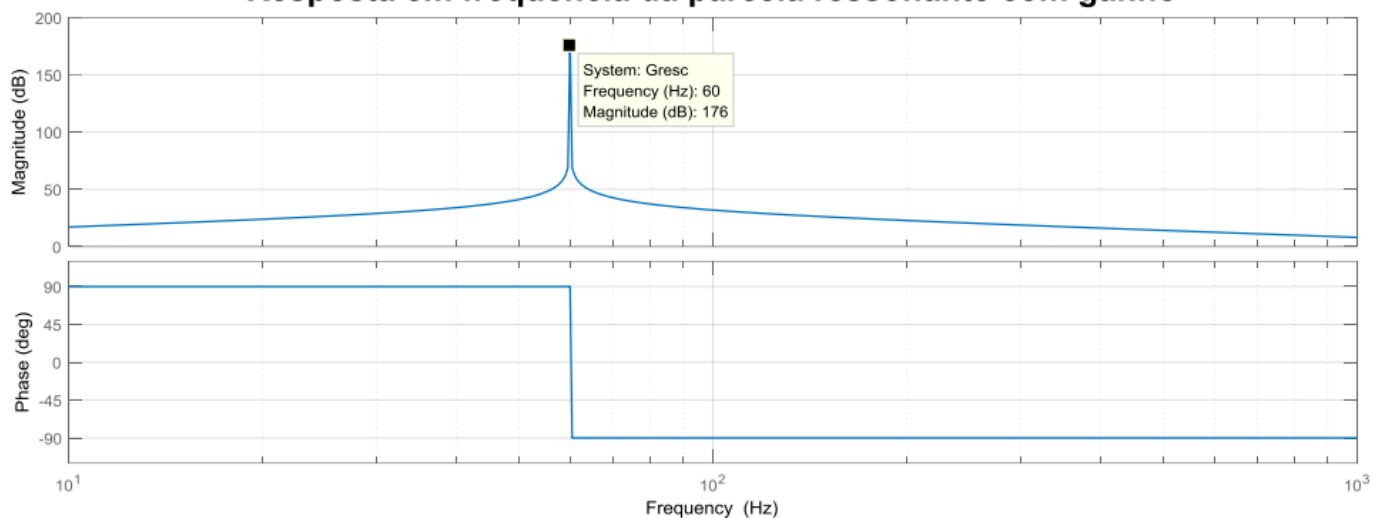


Figura 51 - Resposta em frequência da parcela ressonante, com ganho - Malha de corrente
 Fonte: Próprio autor.

Note-se então, um aumento considerável no ganho do sistema na frequência de ressonância.

Dessa forma, a resposta em frequência da ação de controle determinada pela Equação 67 em série com a malha de corrente, pode ser vista no diagrama da Figura 52, onde percebe-se que o sistema passa a ter um ganho adicional na frequência do sinal de referência, mantendo as especificações adotadas no projeto do controlador PI, na frequência de cruzamento adotada.

Resposta PI Ressonante em série com a planta de controle

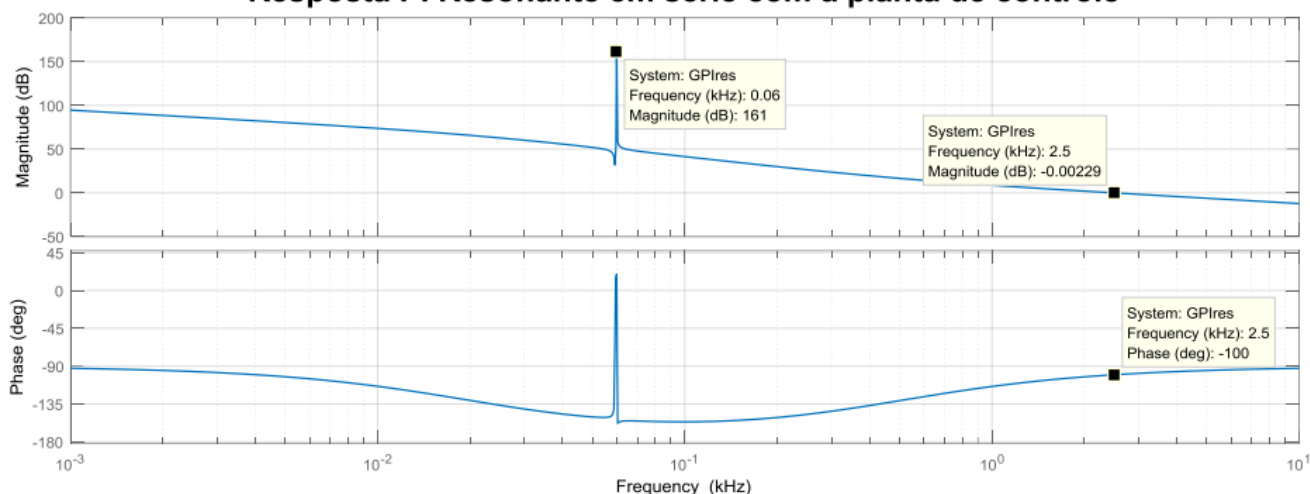


Figura 52 - Resposta em frequência do controlador PI Ressonante em série com a planta
 Fonte: Próprio autor.

A resposta da malha de controle PI Ressonante em malha fechada, pode ser verificada na Figura 53.

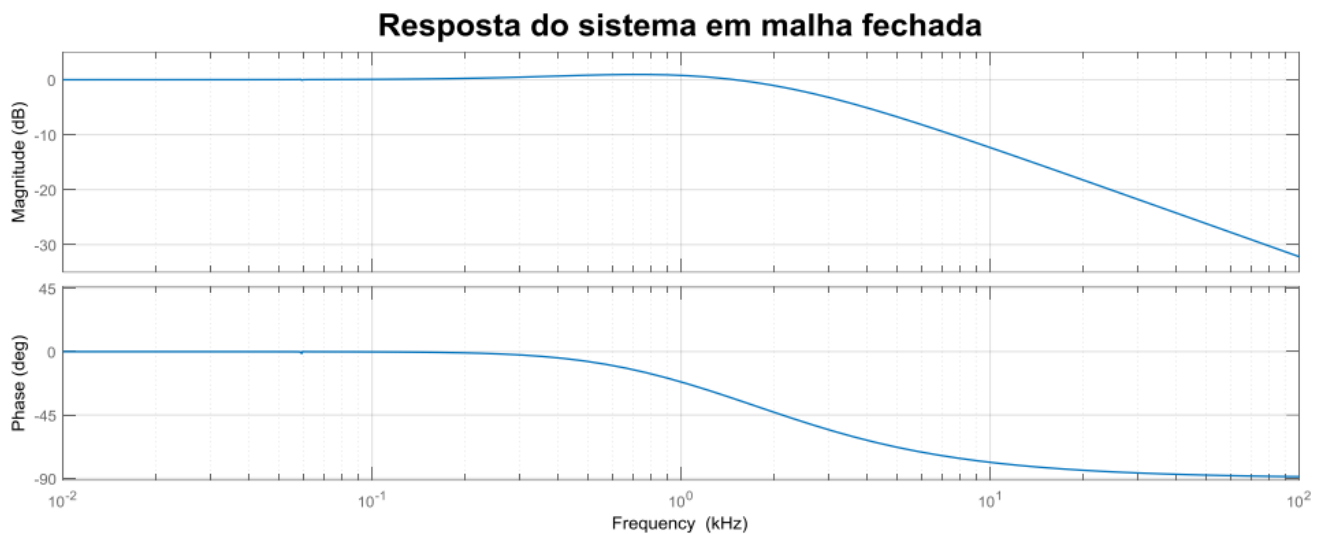


Figura 53 - Resposta em frequência do controlador PI Ressonante em malha fechada
Fonte: Próprio autor.

A resposta do sistema em malha fechada ao degrau unitário pode ser vista na Figura 54, verificando-se assim a rastreadibilidade do sistema para uma dada referência.

Todos os parâmetros referentes ao projeto em questão podem ser vistos na Tabela 6.

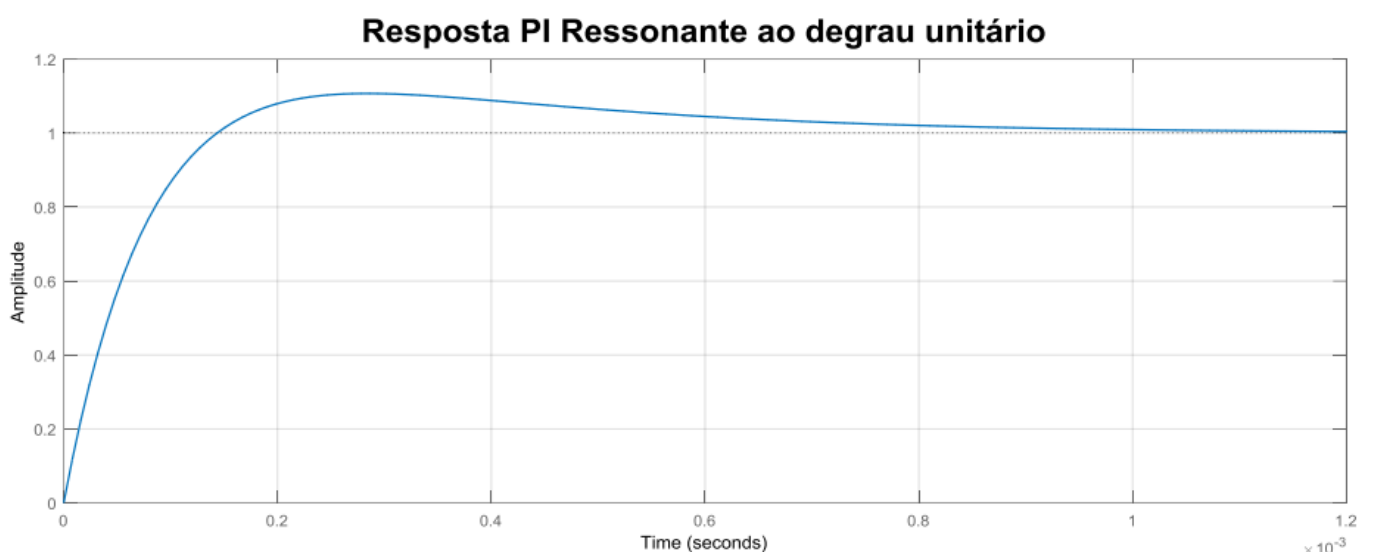


Figura 54 - Resposta ao degrau unitário - Controlador PI Ressonante
Fonte: Próprio autor.

Tabela 6 - Parâmetros de projeto do controlador PI Ressonante.

Parâmetros de projeto do controlador PI Ressonante- Malha de corrente	
Tensão eficaz da rede	$V_a = 127 V$
Frequência da rede	$f_a = 60 Hz$
Tensão do barramento CC	$V_{cc} = 230 V$
Indutância de acoplamento	$L_{eq} = 1,5 mH$
Resistência de acoplamento	$R_{eq} = 200 m\Omega$
Ganho do modulador PWM	$K_{PWM} = 0,0005$
Frequência de cruzamento do controlador	$f_c = 2,5 KHz$
Margem de fase desejada	$M_{fd} = 80^\circ$
	$K_{P_i} = 201,4718$
Ganhos do controlador	$K_{I_i} = 5,86 \cdot 10^5$
	$K_{RES} = 1,57 \cdot 10^4$

Fonte: Próprio autor.

Aplicando-se os parâmetros listados na Tabela 6 ao sistema de controle em questão, obtém-se os resultados mostrados na Figura 55, a qual representa a rastreabilidade da referência, assim como um comparativo da corrente injetada com a tensão da rede elétrica, sem a presença de harmônicos.

Analisando a Figura 55 percebe-se que o controlador PI Ressonante tem boa rastreabilidade da referência, injetando corrente em fase e frequência com a rede elétrica, de forma a gerar potência ativa para o sistema em questão.

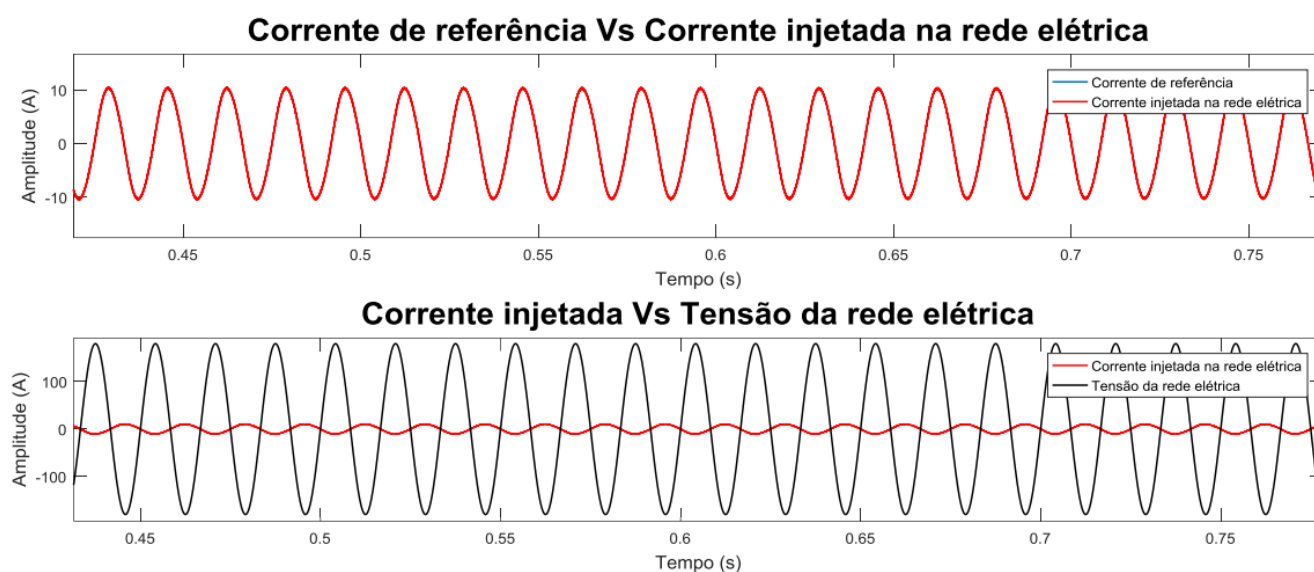


Figura 55 - Resultados do controlador PI Ressonante - malha de corrente

Fonte: Próprio autor.

A corrente injetada na rede elétrica, oriunda do controlador PI Ressonante pode ser vista, em maiores detalhes, na Figura 56, a qual apresenta também uma maior aproximação dos resultados já em regime permanente.

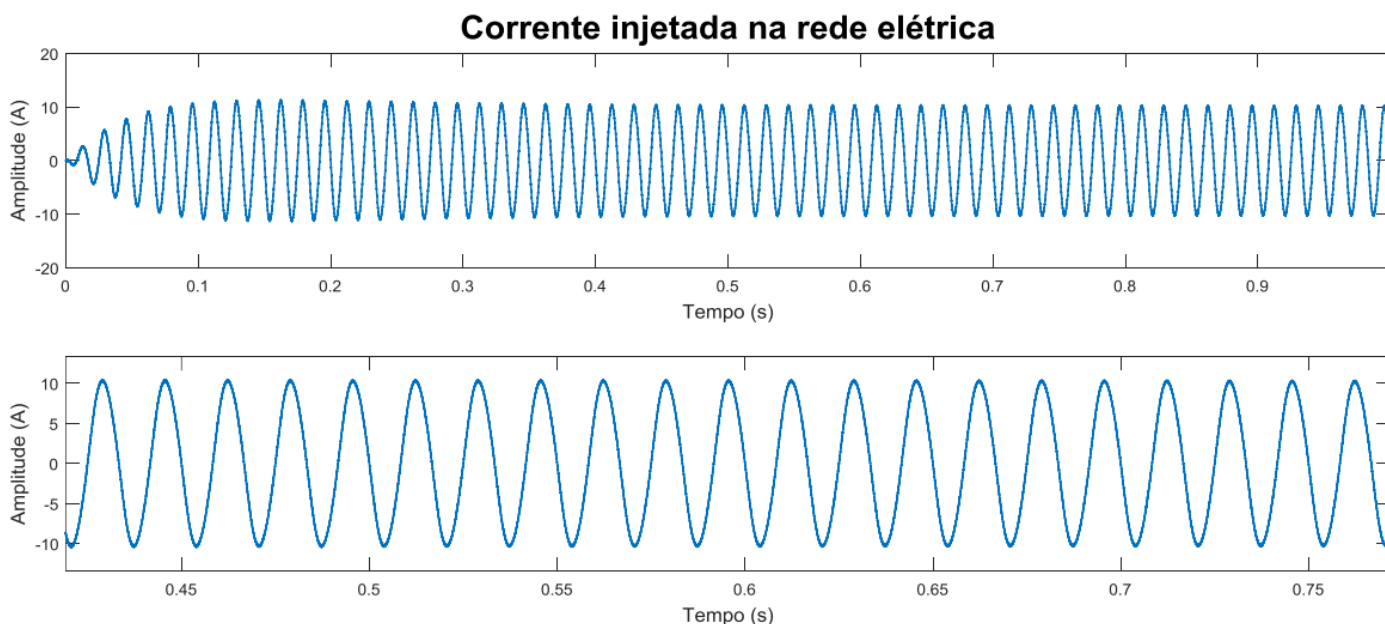


Figura 56 - Corrente injetada na rede elétrica - Controlador PI Ressonante

Fonte: Próprio autor.

As formas de ondas mostradas nas Figuras 55 e 56 foram obtidas com um sistema livre de distorções harmônicas de tensão. Os resultados ilustrados em tais Figuras são mostrados na Tabela 7.

Tabela 7 - Resultados de simulação da corrente injetada na rede elétrica - Controlador PI Ressonante.

Resultados controlador PI Ressonante - Tensão sem harmônicos	
Corrente eficaz	$I_{rede(rms)} = 7,21 A$
Corrente de pico	$I_{rede(pico)} = 10,4A$
Frequência	$f_{corrente} = 60,06Hz$
Taxa de distorção harmônica	$THD_i = 2,15 \%$

Fonte: Próprio autor.

De maneira análoga ao controlador PI, inseriu-se componentes múltiplas da tensão fundamental, resultando na mesma taxa de distorção harmônica

(10,39%). Os resultados dessa simulação encontram-se nas Figuras 57 e 58, bem como na Tabela 8.

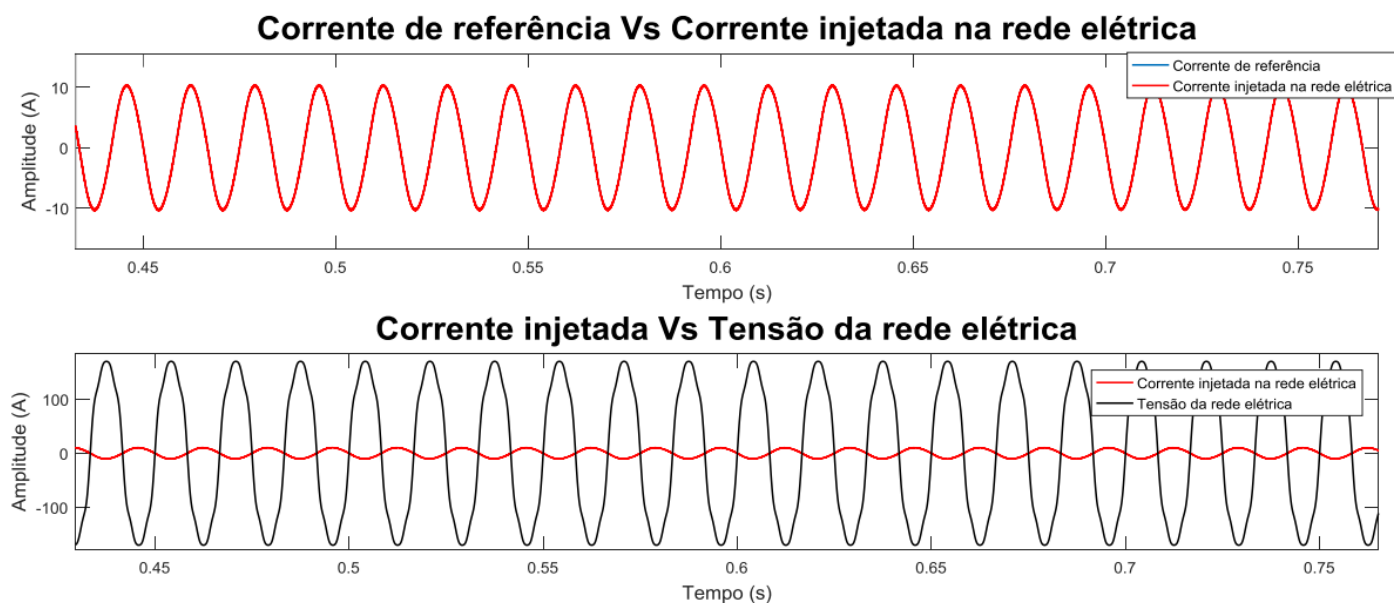


Figura 57 - Resultados do controlador PI Ressonante com harmônicos de tensão

Fonte: Próprio autor.

Tabela 8 - Resultados de simulação da corrente injetada na rede elétrica, com harmônicos de tensão - Controlador PI Ressonante

Resultados controlador PI Ressonante - Tensão com harmônicos	
Corrente eficaz	$I_{rede(rms)} = 7,21 A$
Corrente de pico	$I_{rede(pico)} = 10,4A$
Frequência	$f_{corrente} = 60,02 Hz$
Taxa de distorção harmônica	$THD_i = 2,17 \%$

Fonte: Próprio autor.

Analisando os dados de simulação percebe-se que a inserção de harmônicos na tensão da rede, exerce pouca influência no sistema de controle, se comparado com o controlador PI, de maneira a apresentar menor acréscimo na taxa de distorção harmônica na corrente injetada na rede.

A dinâmica do sistema foi praticamente a mesma, com ou sem tensão senoidal pura, apresentando tempos semelhantes de regime permanente.

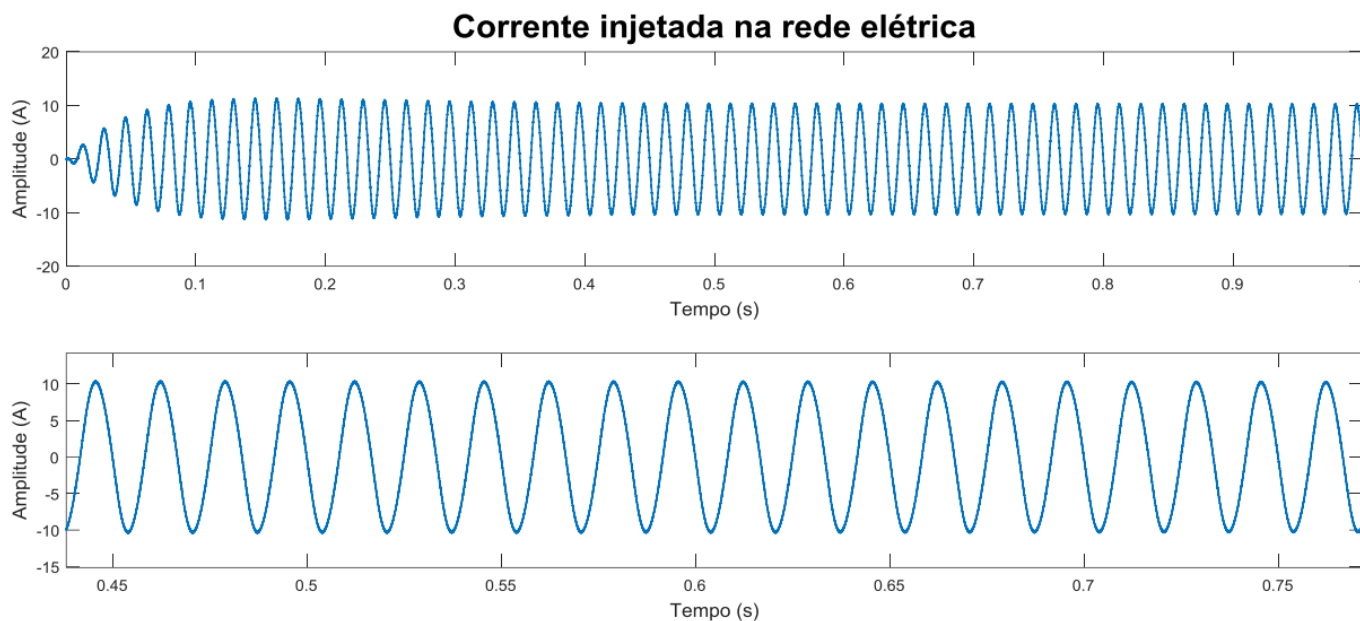


Figura 58 - Corrente injetada na rede elétrica, com harmônicos de tensão - Controlador PI Ressonante.

Fonte: Próprio autor.

5.2.3 Projeto do controlador PI Repetitivo da malha de corrente – Inversor *Full-Bridge*

O projeto do controlador PI Repetitivo baseou-se também, no princípio do modelo interno, semelhante ao descrito na seção 4.2. Assim, a parcela repetitiva foi adicionada a uma malha de controle estável, neste caso o PI.

A parcela repetitiva, cuja função transferência é representada pela Equação 64, é responsável pela geração de sinais periódicos, que inclusos na planta de controle permitem uma maior rastreabilidade de referências não constantes no tempo, como a malha a qual está aplicado neste trabalho.

É característico do controle repetitivo gerar ganhos nas frequências múltiplas com a qual foi sintonizado, trabalhando de modo semelhante ao controle multi ressonante, sem a necessidade de inserir parcelas para cada componente.

Alterando-se a função transferência da parcela repetitiva, obtém-se uma versão otimizada do controlador em questão, a qual rastreia apenas múltiplos ímpares da frequência fundamental. Esta versão aplicada ao presente trabalho pode ser vista na Equação 85.

$$GRP(s) = \frac{1}{1 + e^{-sT/2}} ; s = \pm j\omega_0 ; \omega_0 = 2\pi f_0 ; f_0 = 60\text{Hz} \quad (85)$$

Assim a malha de controle implementada nesse trabalho pode ser vista na Figura 59.

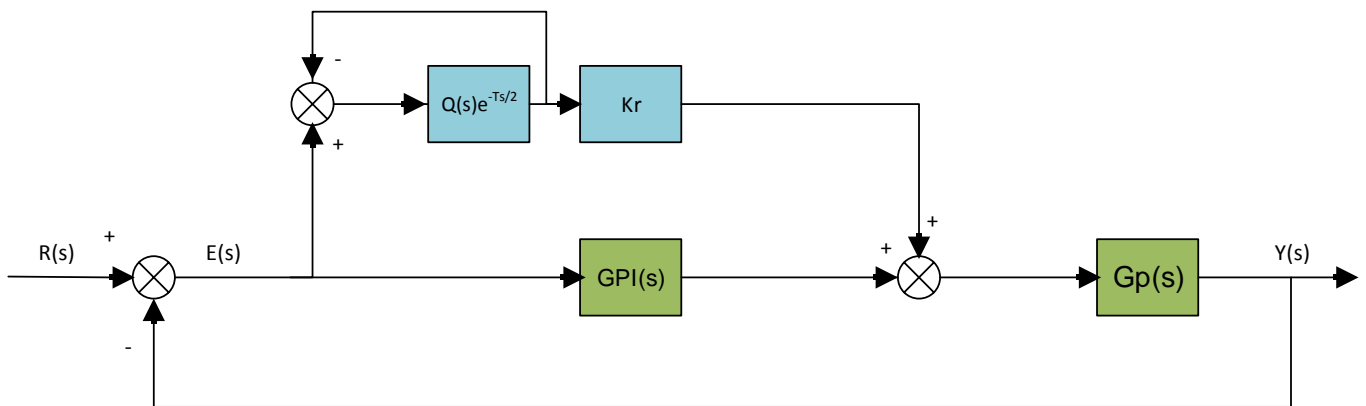


Figura 59 - Malha de controle PI Repetitivo implementada

Fonte: Próprio autor.

Como discorrido na seção 4.2, é comum utilizar um filtro passa baixa em série com o elemento de atraso (parcela repetitiva), para reduzir ganhos em altas frequências oriundas do gerador de sinais periódicos.

Dessa forma, deve-se inserir a função transferência do filtro utilizado em série com o controle repetitivo. Neste trabalho foi utilizado um filtro passa baixa de segunda ordem, cuja função transferência é mostrada em 86.

$$Fpb(s) = \frac{e^{sT/2}}{\frac{s^2}{\omega c^2} + \frac{2\xi s}{\omega c} + 1} \quad (86)$$

A função transferência da associação em série da parcela repetitiva com o filtro em questão, pode ser vista na Equação 87.

$$Grpfb(s) = \frac{e^{-sT/2} (w_c)^3}{(w_c)s^2 + 2\xi s (w_c)^2s + (w_c)^3 + e^{-\frac{sT}{2}} (w_c)s^2 + 2\xi e^{-\frac{sT}{2}} (w_c)^2s + e^{-sT/2} (w_c)^3} \quad (87)$$

A resposta em frequência da função transferência da parcela repetitiva, demonstrada em 85 pode ser verificada na Figura 60.

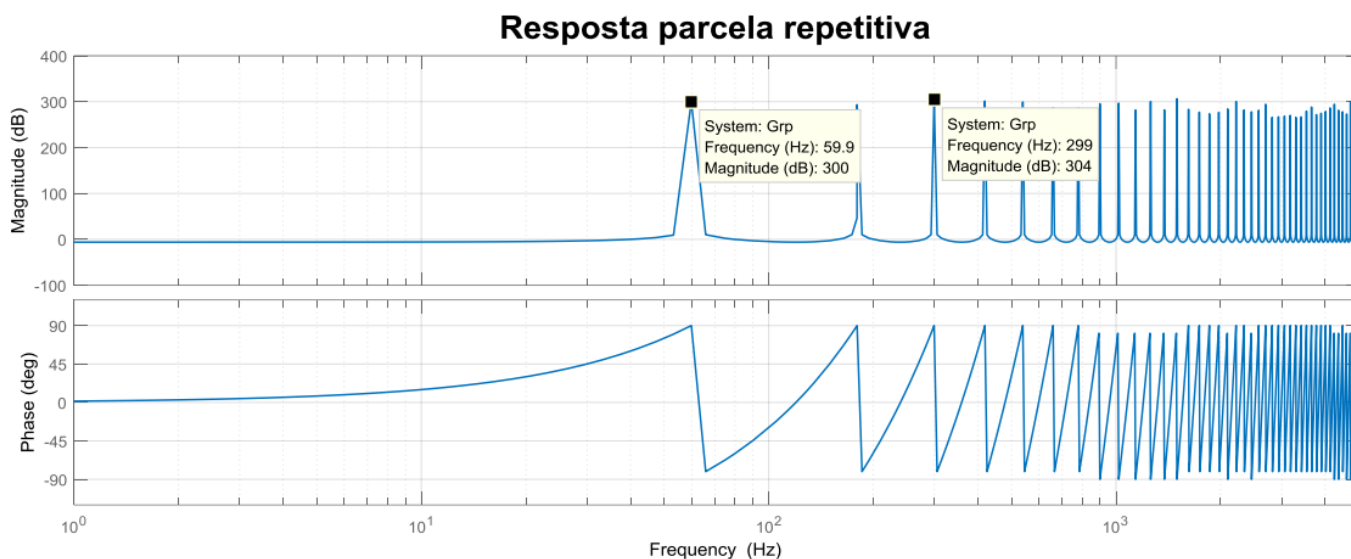


Figura 60 - Resposta em frequência da parcela repetitiva
Fonte: Próprio autor.

A resposta em frequência da associação filtro mais parcela repetitiva, descrita em 87, pode ser vista na Figura 61.

Analisando as Figuras 60 e 61, verifica-se que a parcela ressonante impõe ganhos tendendo ao infinito para as frequências múltiplas ímpares da fundamental, assim como um salto de fase de 180° .

Comparando as Figuras 60 e 61, verifica-se que a presença do filtro reduz o ganho do sistema em altas frequências, melhorando a robustez do sistema em questão. Tal comparação pode ser melhor analisada na Figura 62.

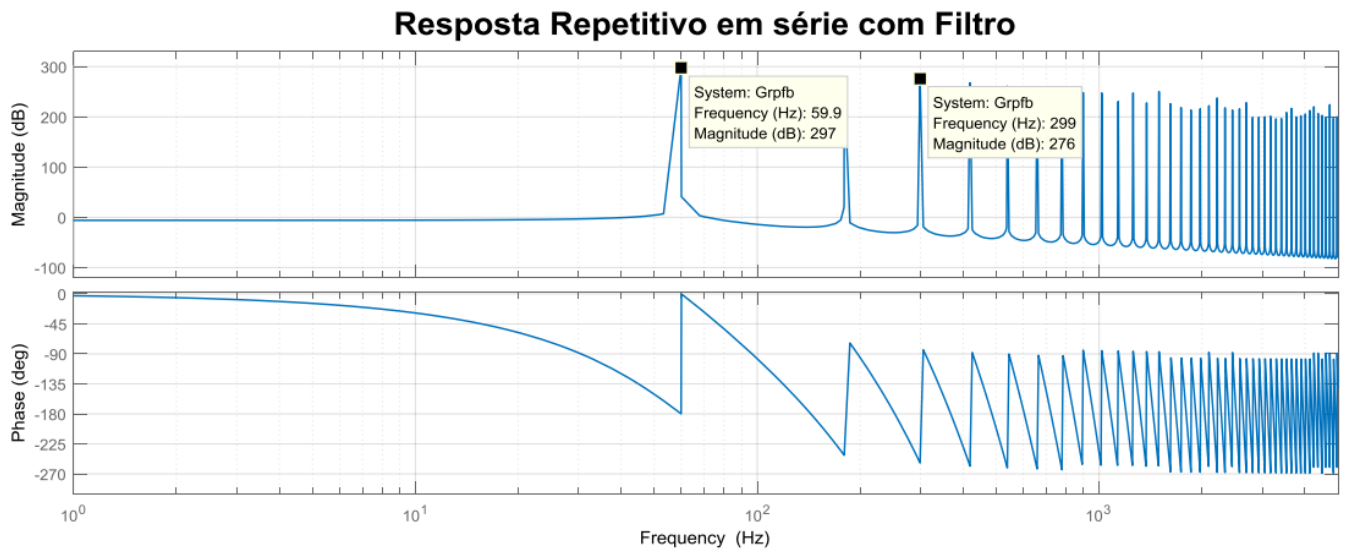


Figura 61 - Resposta em frequência da parcela repetitiva em série com filtro passa baixa de segunda ordem

Fonte: Próprio autor.

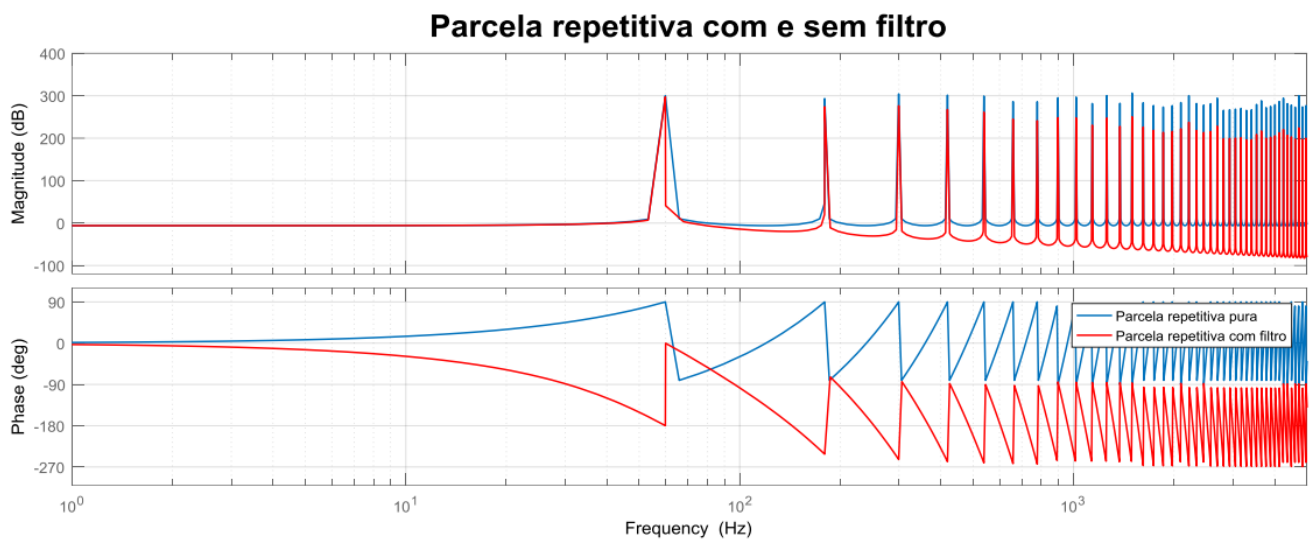


Figura 62 - Resposta em frequência da parcela repetitiva com e sem filtro - Comparativo

Fonte: Próprio autor.

De maneira análoga ao controlador PI Ressonante, o ganho repetitivo do sistema pode ser determinado pela Equação 88, cujo ganho encontrado foi de 2,1210.

$$K_{rp}(s) = \frac{1}{\left| \frac{e^{-sT/2} (w_c)^3}{(w_c)s^2 + 2\xi s (w_c)^2 s + (w_c)^3 + e^{-\frac{sT}{2}} (w_c)s^2 + 2\xi e^{-\frac{sT}{2}} (w_c)^2 s + e^{-sT/2} (w_c)^3} \right|} \quad (88)$$

Dessa forma, a resposta em frequência da parcela repetitiva, com filtro e ganho pode ser vista na Figura 63.

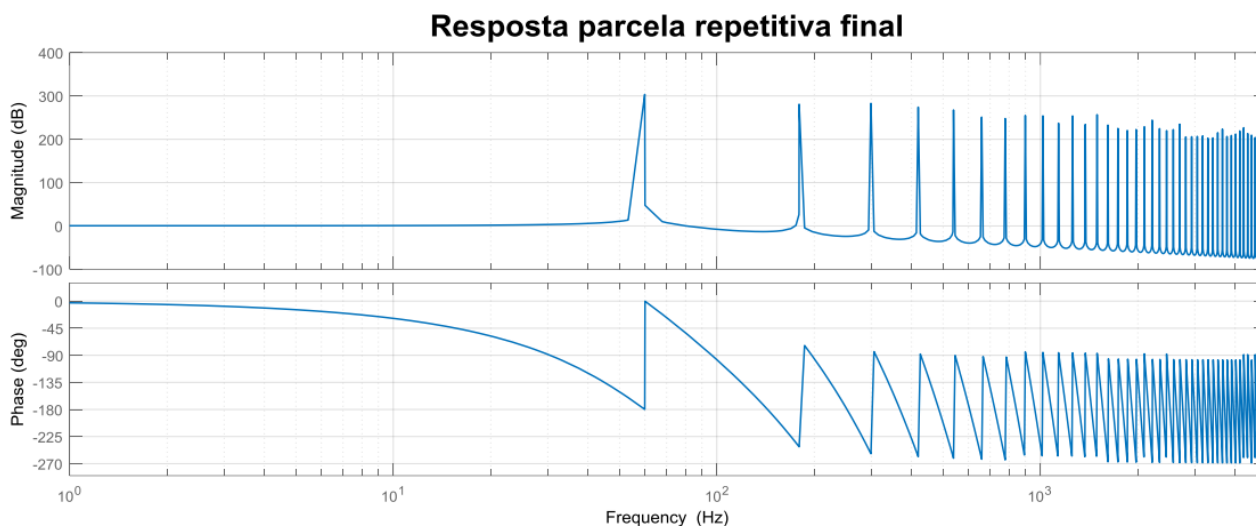


Figura 63 - Resposta parcela repetitiva - ganho e filtro
Fonte: Próprio autor.

Conforme mostrado no diagrama em blocos da Figura 59, a ação de controle é composta pela soma da parcela repetitiva ao PI. Dessa forma, a resposta em frequência do sistema em malha aberta é mostrada na Figura 64, onde é possível verificar a compensação de fase e módulo na planta, assim como os ganhos na frequência fundamental e múltiplos ímpares.

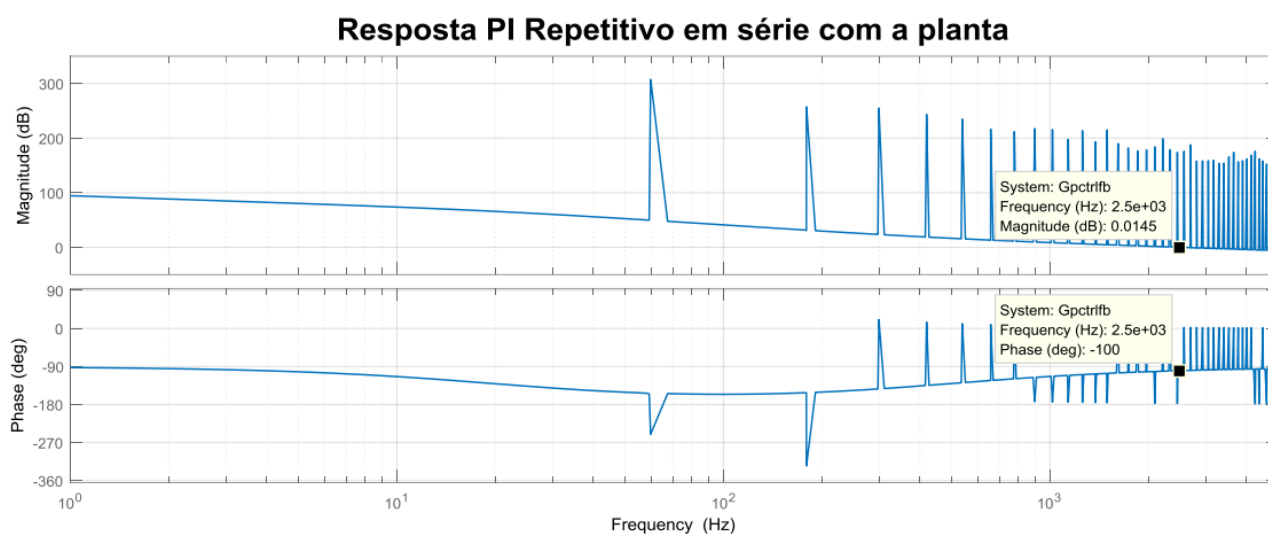


Figura 64 - Resposta em frequência do controlador PI Repetitivo em série com a planta
Fonte: Próprio autor.

A resposta do sistema em malha fechada pode ser vista na Figura 65.

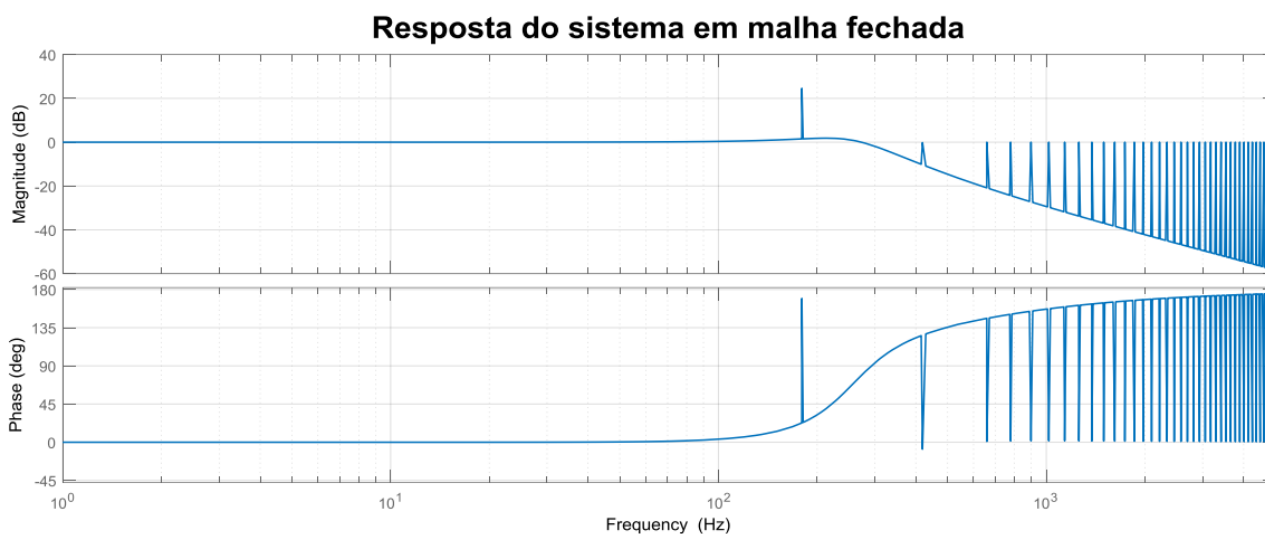


Figura 65 - Resposta em frequência do sistema PI Repetitivo em malha fechada.

Fonte: Próprio autor.

Todos os parâmetros utilizados para o desenvolvimento do projeto de sintonia do controlador PI Repetitivo podem ser vistos na Tabela 9.

Tabela 9 - Parâmetros de projeto do controlador PI Repetitivo

Parâmetros de projeto do controlador PI Repetitivo- Malha de corrente	
Tensão eficaz da rede	$V_a = 127 V$
Frequência da rede	$f_a = 60 Hz$
Tensão do barramento CC	$V_{CC} = 230 V$
Indutância de acoplamento	$L_{eq} = 1,5 mH$
Resistência de acoplamento	$R_{eq} = 200 m\Omega$
Ganho do modulador PWM	$K_{PWM} = 0,0005$
Frequência de cruzamento do controlador	$f_c = 2,5 KHz$
Margem de fase desejada	$M_{fd} = 80^\circ$
Frequência de corte do filtro passa baixa	$f_{corte} = 60 Hz$
Fator de amortecimento do filtro passa baixa	$\xi = 0,707$
	$KP_i = 201,4718$
Ganhos do controlador	$KI_i = 5,86 \cdot 10^4$
	$K_{rp} = 2,1210$

Fonte: Próprio autor.

De maneira análoga aos controladores descritos nas seções anteriores, aplica-se os parâmetros listados na Tabela 9 obtendo os resultados mostrados na Figura 66, que representa a rastreabilidade da referência, assim como um comparativo da corrente injetada com a tensão da rede elétrica, sem a presença de harmônicos.

Analisando a Figura 66 percebe-se que o controlador PI Repetitivo tem boa rastreabilidade da referência, injetando corrente em fase e frequência com a rede elétrica, de forma a gerar potência ativa para o sistema em questão.

A corrente injetada na rede, oriunda do sistema de controle PI Repetitivo, pode ser vista em maiores detalhes através da Figura 67.

Os resultados mostrados nas Figuras 66 e 67 são aplicados em um sistema livre de distorções harmônicas. Tais podem também, ser vistos na Tabela 10.

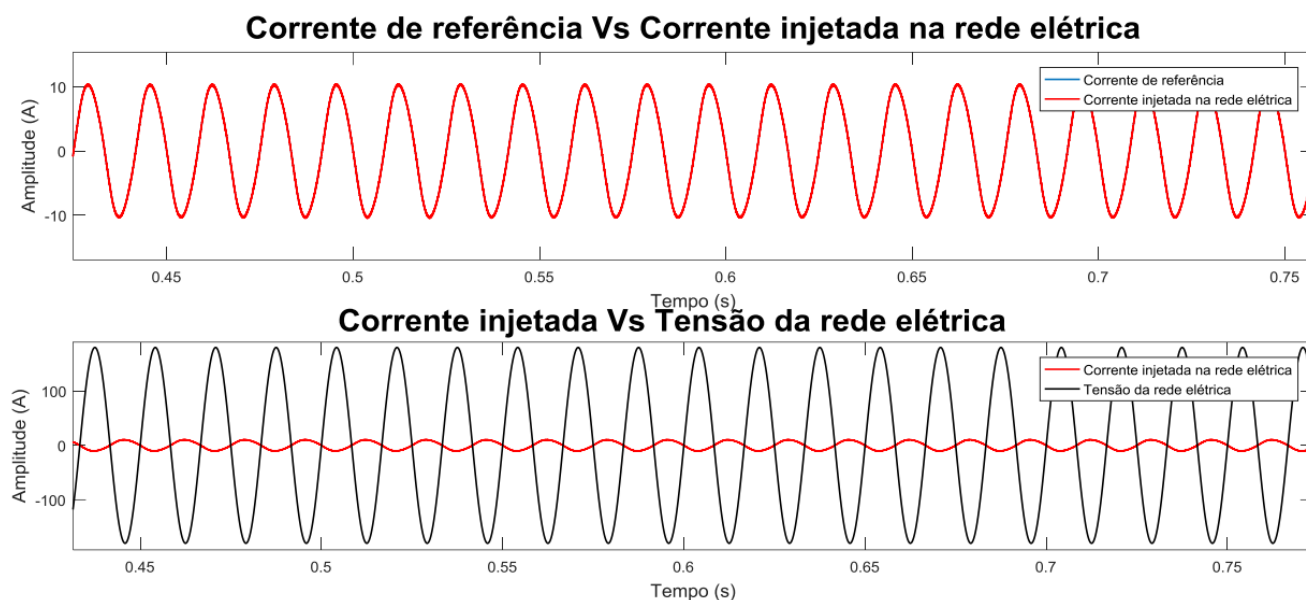


Figura 66 - Resultados do controlador PI Repetitivo - Malha de corrente

Fonte: Próprio autor.

Tabela 10 - Resultados de simulação da corrente injetada na rede elétrica - Controlador PI Repetitivo.

Resultados controlador PI Repetitivo- Tensão sem harmônicos	
Corrente eficaz	$I_{rede(rms)} = 7,21 A$
Corrente de pico	$I_{rede(pico)} = 10,4A$
Frequência	$f_{corrente} = 60,07Hz$
Taxa de distorção harmônica	$THD_i = 3,47 \%$

Fonte: Próprio autor.

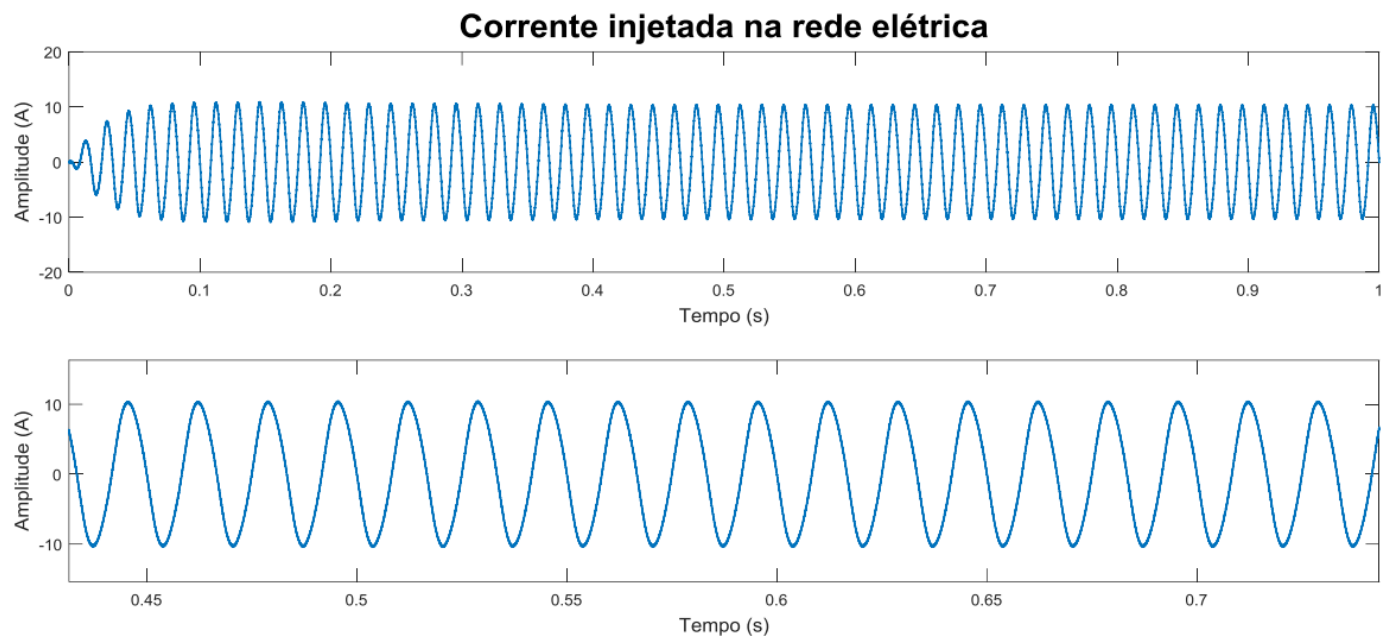


Figura 67 - Corrente injetada na rede elétrica - Controlador PI Repetitivo

Fonte: Próprio autor.

Assim, seguindo-se o mesmo procedimento descrito nas seções anteriores, este sistema de controle foi aplicado a um sistema com taxa de distorção harmônica de tensão de 10,39 %. Os resultados são apresentados nas Figuras 68 e 69, bem como na Tabela 11.

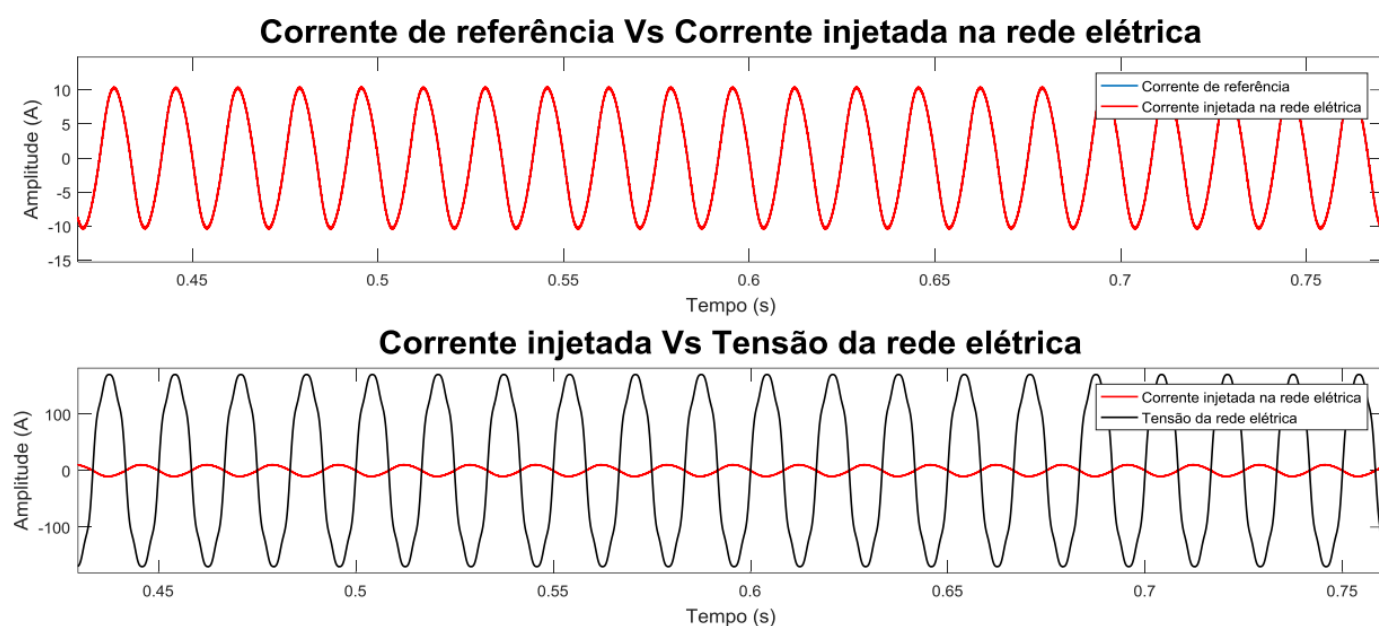


Figura 68 - Resultados do controlador PI Repetitivo com harmônico de tensão

Fonte: Próprio autor.

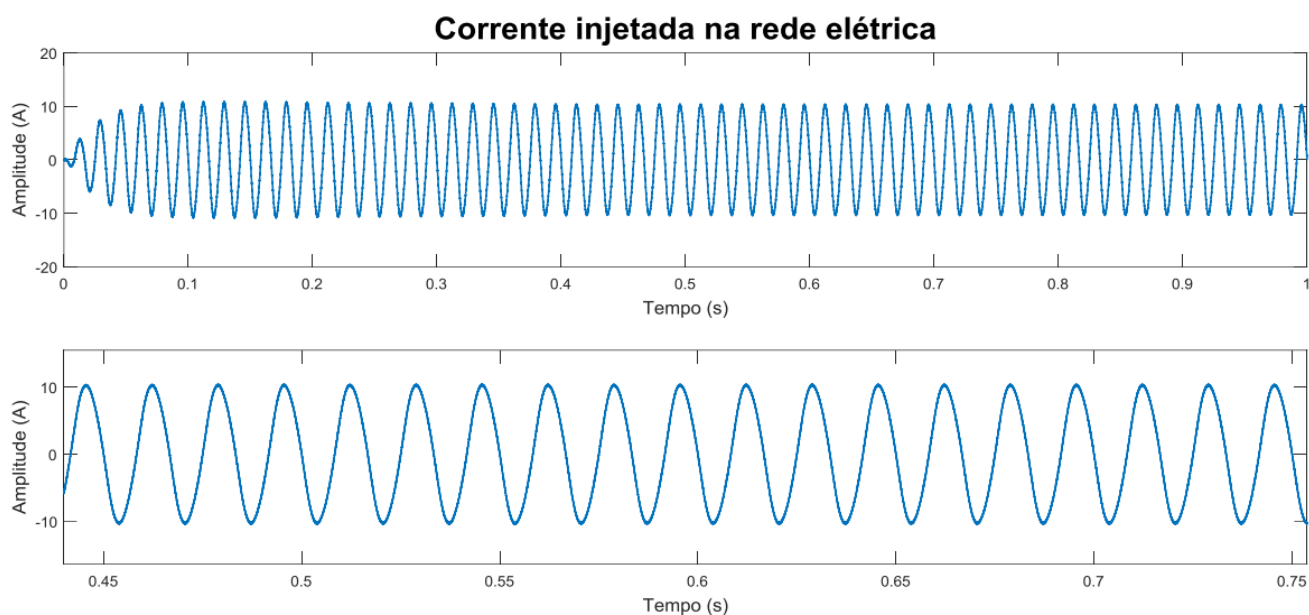


Figura 69 - Corrente injetada na rede elétrica, com harmônico de tensão - Controlador PI Repetitivo

Fonte: Próprio autor.

Tabela 11- Resultados de simulação da corrente injetada na rede elétrica, com harmônicos de tensão - Controlador PI Repetitivo

Resultados controlador PI Repetitivo - Tensão com harmônicos	
Corrente eficaz	$I_{rede_{(rms)}} = 7,22 A$
Corrente de pico	$I_{rede_{(pico)}} = 10,45A$
Frequência	$f_{corrente} = 59,94 Hz$
Taxa de distorção harmônica	$THD_i = 3,17 \%$

Fonte: Próprio autor.

Dessa forma, analisando os resultados apresentados nas Figuras 68 e 69, assim como na Tabela 11, percebe-se que o controlador PI Repetitivo não apresenta diferenças de desempenho quando aplicado a um sistema elétrico com tensão distorcida, apresentando até mesmo melhora na THD_i .

5.2.4 Projeto do controlador Preditivo da malha de corrente – Inversor *Full Bridge*

Diferentemente dos controladores apresentados nas seções anteriores, o sistema preditivo não é baseado no Princípio do Modelo Interno, dessa forma não necessita integrar uma planta de controle estável já existente.

Em suma, a ação de controle preditivo não é somada a de nenhum outro controlador.

Dessa forma, o projeto do controlador preditivo não requer modelo de pequenos sinais da planta, a fim de extrair sua função transferência. Este é baseado apenas na discretização do seu modelo de funcionamento. Esta técnica é chamada de *MPC*.

A técnica *MPC* utiliza o modelo de funcionamento do sistema para prever os estados futuros da planta, e assim conduzir os estados de chaveamento do sistema, sem a necessidade de um modulador *PWM*.

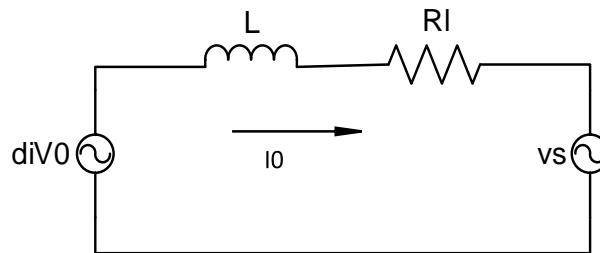


Figura 70 - Diagrama de funcionamento do inversor Full-Bridge
Fonte: Próprio autor.

Analisando o circuito representando na Figura 70, extrai-se a equação que representa a dinâmica do sistema, mostrada em 89.

$$d_i(t)v_0(t) - L \frac{di_0(t)}{dt} - R_l i_0(t) - v_s(t) = 0 \quad (89)$$

Dentre os métodos de discretização, destaca-se o de Euler, que aplicado na Equação 89 resulta em 90.

$$md_i[k]v_0[k] - L \frac{i_0[k] - i_0[k-1]}{T_s} - R_l i_0[k] - v_s[k] = 0 \quad (90)$$

Rearranjando os termos e desprezando-se as perdas ôhmicas, obtém-se a Equação 91.

$$i_0[k] = i_0[k-1] + \frac{T_s}{L} (md_i[k]v_0[k] - v_s[k]) \quad (91)$$

Aproximando-se a tensão do barramento CC do inversor como constante, o índice de modulação $md_i[k]$ pode ser considerado unitário, dessa forma a dinâmica do sistema pode ser representada pela Equação 92.

$$i_0[k] = i_0[k - 1] + \frac{T_s}{L}(v_0[k] - v_s[k]) \quad (92)$$

Os termos com índice $[k]$ são os estados atuais do sistema, que dependem de valores passados e T_s é o período de amostragem do sistema ($1\mu s$).

Vale ressaltar que para implementações práticas em microcontroladores (como o DSP), a taxa de amostragem utilizada de $1\mu s$, deverá ser ajustada, podendo resultar em um aumento da taxa de distorção harmônica da corrente injetada na rede elétrica.

Através da Equação 92 é possível prever o estado futuro da planta, ou seja da corrente injetada na rede elétrica, de forma que:

$i_0[k]$: Corrente do estado futuro do sistema.

$i_0[k - 1]$: Corrente atual (medida).

$v_0[k]$: Tensão nos terminais de saída do inversor.

$v_s[k]$: Tensão da rede.

Como característica de funcionamento do inversor *Full Bridge* a tensão nos terminais de saída depende do estado de chaveamento, conforme ilustrado na Figura 71.

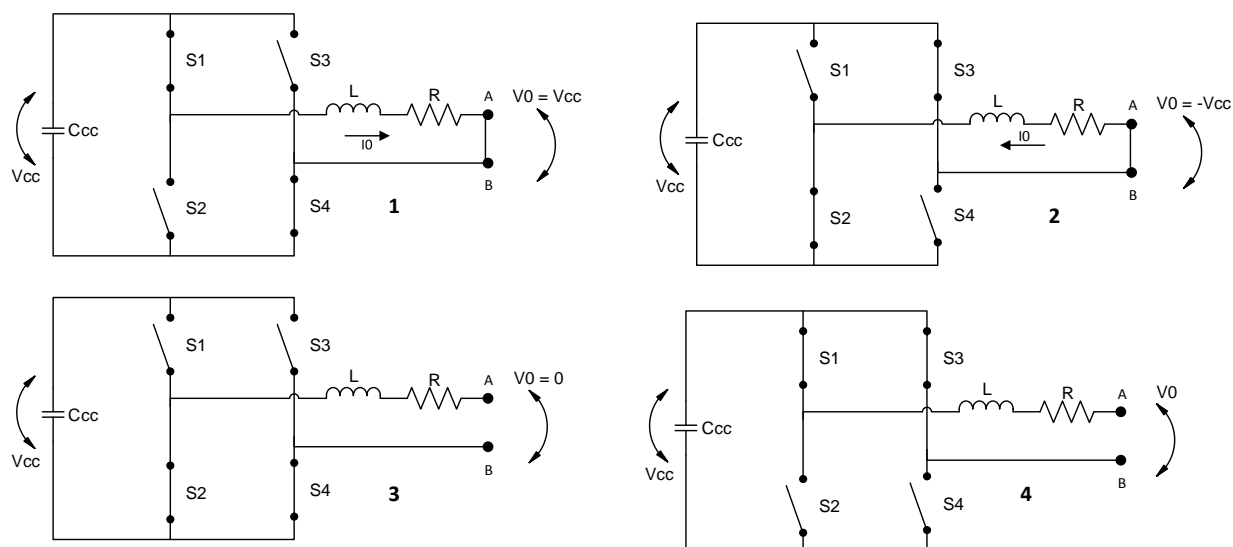


Figura 71 - Etapas de funcionamento do inversor monofásico Full-Bridge

Fonte: Próprio autor.

Dessa forma a variável $v_0[k]$ presente na Equação 92, recebe o valor de um dos quatro estados de chaveamento ilustrados na Figura 71.

A escolha do estado de chaveamento, conseqüentemente a tensão de saída do inversor de tensão, é definida pela função custo (g), que relaciona a corrente de referência com a corrente predita do próximo estado, conforme mostrado na Equação 93.

$$g = |i[k]^* - i_0[k]| \quad (93)$$

A função custo dita como ótima, é aquela que apresenta o menor resultado oriundo da Equação 93. Assim a corrente predita em 92 que minimiza a função custo fornece o próximo estado de chaveamento.

Vale ressaltar que não há necessidade de um modulador *PWM* no sistema, ação de controle é direcionada a comutar as chaves específicas do próximo estado.

Os parâmetros utilizados para o projeto do controlador Preditivo, podem ser vistos na Tabela 12.

Tabela 12 - Parâmetros de projeto do controlador Preditivo

Parâmetros de projeto do controlador Preditivo - Malha de corrente	
Tensão eficaz da rede	$V_a = 127 V$
Frequência da rede	$f_a = 60 Hz$
Tensão do barramento CC	$V_{CC} = 230 V$
Indutância de acoplamento	$L_{eq} = 1,5 mH$
Resistência de acoplamento	$R_{eq} = 200 m\Omega$

Fonte: Próprio autor.

Seguindo o mesmo procedimento dos controladores descritos anteriormente, aplicou-se inicialmente o preditivo em um sistema monofásico senoidal puro. Os resultados podem ser vistos nas Figuras 72 e 73, bem como na Tabela 13.

Nota-se que o controlador em questão apresentou bons resultados no que diz respeito a rastreabilidade da referência, a $TDHi$ relativamente baixa, próximo ao controlador PI Ressonante.

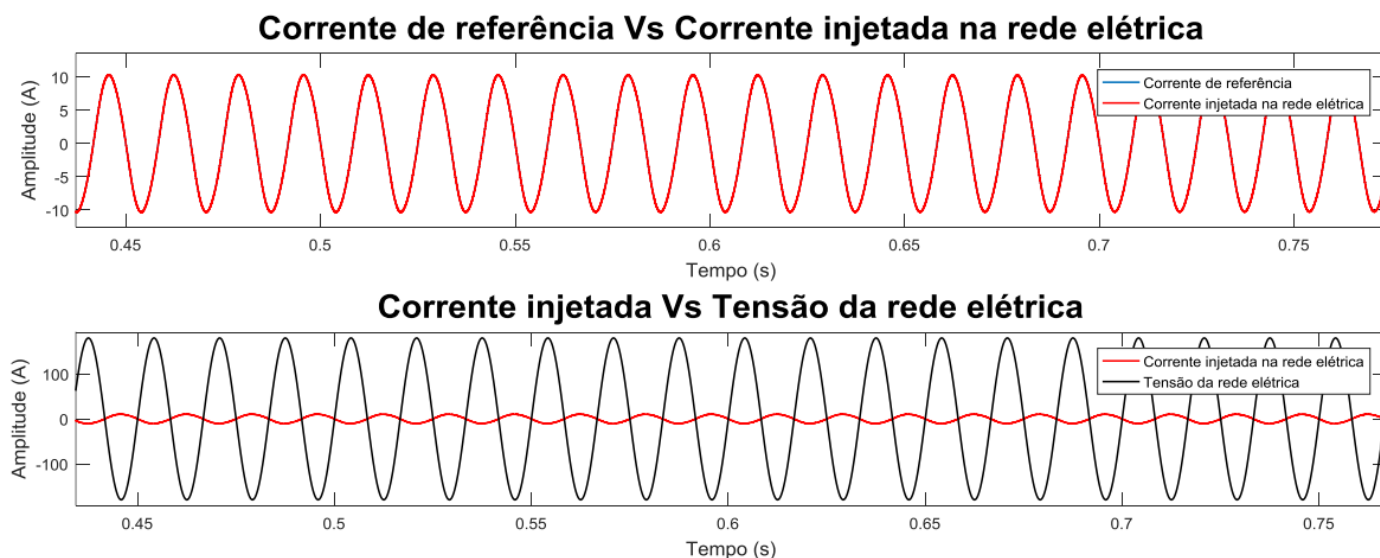


Figura 72 - Resultados do controlador Preditivo - malha de corrente

Fonte: Próprio autor.

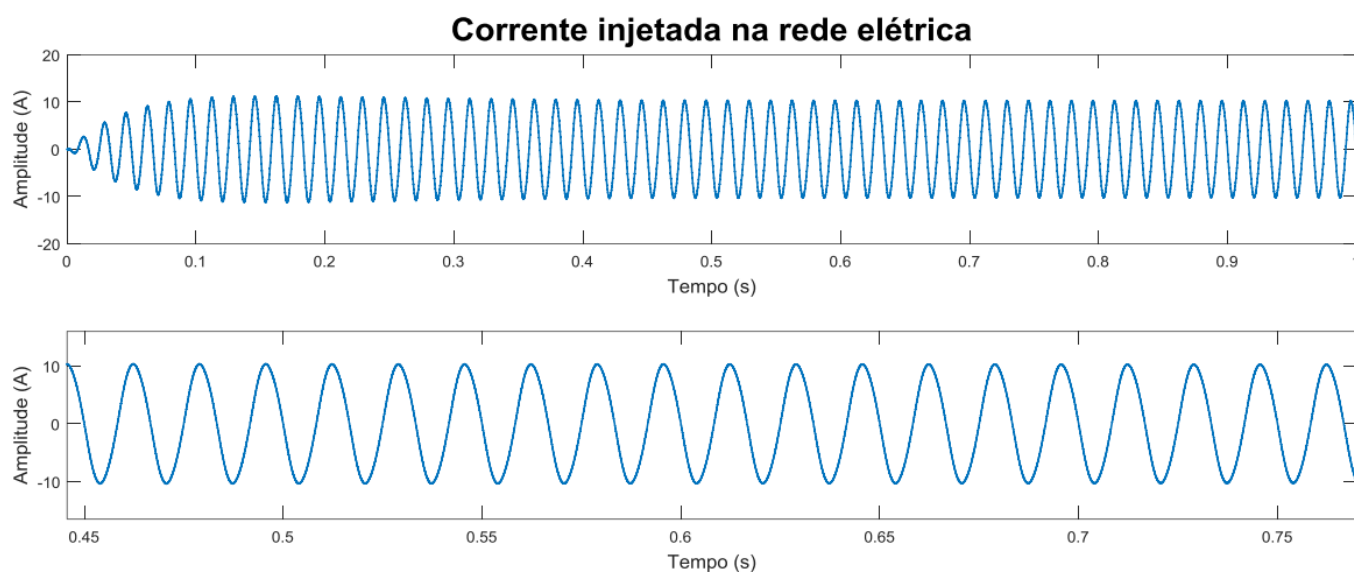


Figura 73 - Corrente injetada na rede elétrica - Controlador Preditivo

Fonte: Próprio autor.

Tabela 13 - Resultados de simulação da corrente injetada na rede elétrica - Controlador Preditivo

Resultados controlador Preditivo - Tensão sem harmônicos	
Corrente eficaz	$I_{rede(rms)} = 7,21 A$
Corrente de pico	$I_{rede(pico)} = 10,40 A$
Frequência	$f_{corrente} = 59,98 Hz$
Taxa de distorção harmônica	$THD_i = 2,15 \%$

Fonte: Próprio autor.

Seguindo-se o mesmo procedimento descrito nas seções anteriores, este sistema de controle foi aplicado a um sistema com taxa de distorção harmônica de tensão de 10,39 %. Os resultados são apresentados nas Figuras 74 e 75, bem como na Tabela 14.

Tabela 14 - Resultados de simulação da corrente injetada na rede elétrica, com harmônicos de tensão - Controlador Preditivo

Resultados controlador Preditivo - Tensão sem harmônicos	
Corrente eficaz	$I_{rede(rms)} = 7,21 A$
Corrente de pico	$I_{rede(pico)} = 10,30 A$
Frequência	$f_{corrente} = 60,04 Hz$
Taxa de distorção harmônica	$THD_i = 1,99 \%$

Fonte: Próprio autor.

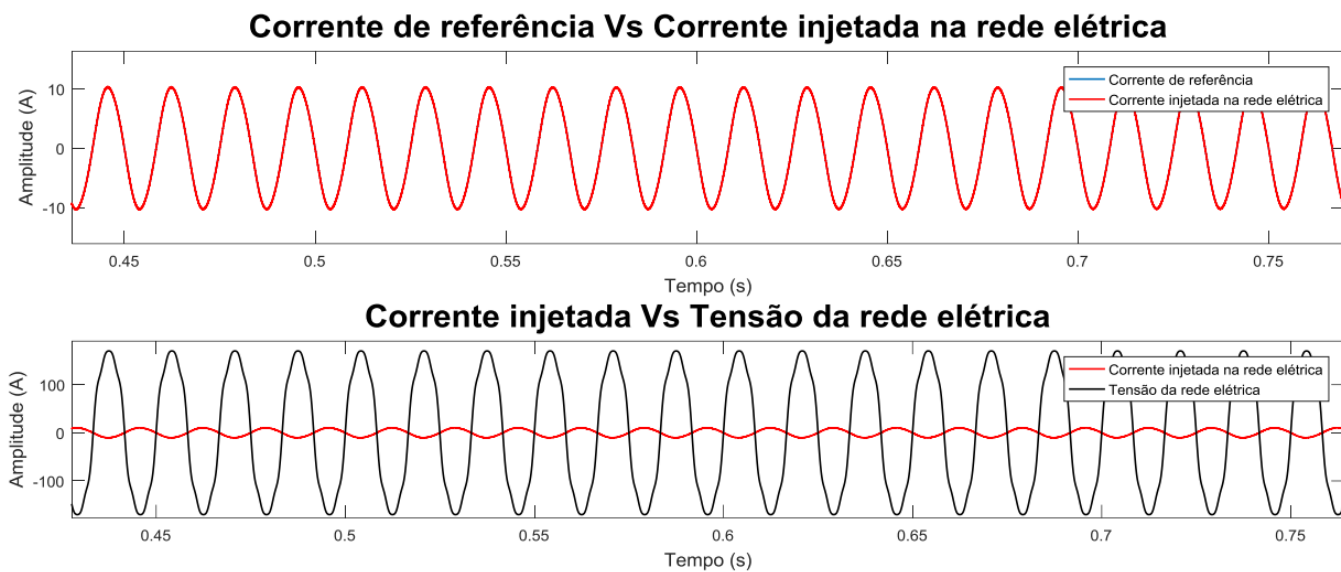


Figura 74 - Resultados do controlador Preditivo com harmônico de tensão
Fonte: Próprio autor.

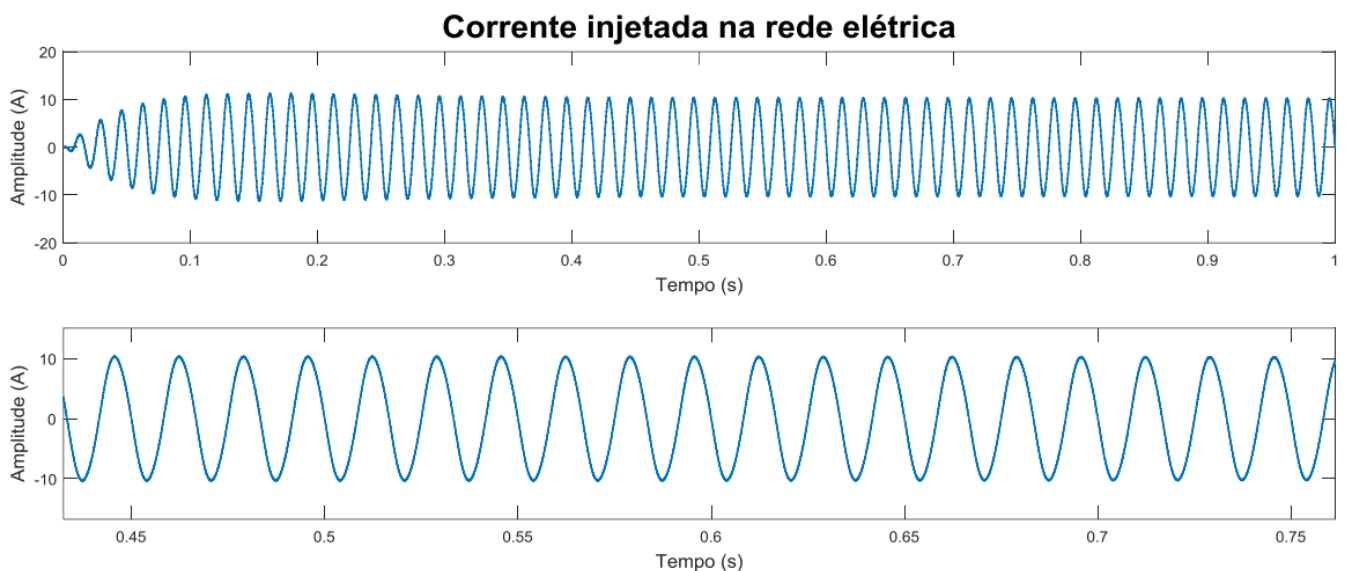


Figura 75 - Corrente injetada na rede elétrica, com harmônicos de tensão - Controlador Preditivo
Fonte: Próprio autor.

Observando-se os resultados encontrados em simulação percebe-se que o controlador Preditivo, apresenta pouca sensibilidade quando aplicado em um sistema com tensão distorcida, de forma a apresentar pequena melhoria na THD_i da corrente injetada na rede.

6 COMPARATIVO DOS CONTROLADORES DA MALHA DE CORRENTE

Este capítulo é destinado ao estudo comparativo dos controladores descritos ao longo deste trabalho, no que diz respeito a desempenho sob condições de tensão senoidal pura e distorcida.

Os resultados encontrados em simulação, quando os controladores foram aplicados ao sistema senoidal puro, podem ser vistos no Quadro 1.

Analisando os dados contidos no Quadro 1 percebe-se que dentre os controladores, o PI é o que apresenta maior distanciamento da referência em todos os critérios. Portanto é responsável por injetar na rede elétrica a corrente com maior taxa de distorção harmônica.

Quadro 1 – Comparativo do resultado dos controladores com a referência para uma tensão senoidal pura.

	Comparativo de resultados dos controladores - tensão senoidal pura			
	Corrente eficaz (A)	Corrente de pico (A)	Frequência (Hz)	TDHi (%)
PI	7,23	10,50	59,88	4,75
PI Ressonante	7,21	10,40	60,06	2,15
PI Repetitivo	7,21	10,40	60,07	3,47
Preditivo	7,21	10,40	59,98	2,15
Corrente de referência	7,21	10,22	60,00	1,89

Fonte: Próprio autor.

Os controladores PI Ressonante e Preditivo apresentaram resultados semelhantes, divergindo apenas na frequência. Dessa forma apresentaram a mesma taxa de distorção harmônica da corrente injetada na rede elétrica.

O controlador Repetitivo apresentou resultados intermediários, no que diz respeito a frequência e taxa de distorção harmônica.

Da mesma forma, através do Quadro 2 é possível verificar o comparativo entre os resultados obtidos da atuação dos controladores com a corrente de referência, quando o sistema é aplicado a uma rede elétrica com tensão distorcida.

Quadro 2 – Comparativo do resultado dos controladores com a referência para uma tensão distorcida.

	Comparativo de resultados dos controladores - tensão distorcida			
	Corrente eficaz (A)	Corrente de pico (A)	Frequência (Hz)	TDHi (%)
PI	7,25	10,60	60,01	7,05
PI Ressonante	7,21	10,40	60,02	2,17
PI Repetitivo	7,22	10,45	59,94	3,17
Preditivo	7,21	10,30	60,04	1,99
Corrente de referência	7,21	10,22	60,00	1,89

Fonte: Próprio autor.

Analisando os resultados apresentados no Quadro 2 percebe-se que, novamente o controlador PI apresenta piores resultados em comparação aos demais. Tal piora ocorre também, quando comparado os resultados deste controlador inserido em um sistema de tensão senoidal pura e distorcida, evidenciando portanto a sensibilidade deste na presença de harmônicos de tensão.

Os controladores PI Ressonante e Preditivo apresentaram os melhores resultados, no entanto o Preditivo diferenciou-se na rastreabilidade da referência no que diz respeito a corrente de pico, apresentando menores oscilações da corrente injetada em torno da referência.

Assim o controlador Preditivo injetou a corrente com menor taxa de distorção harmônica. Essa melhora ocorre também quando comparado a ação de controle do mesmo em sistemas puros e distorcidos.

O controlador PI Ressonante apresentou os mesmos resultados de taxa de distorção harmônica da corrente injetada, quando aplicado em sistemas puros ou não.

O controlador Repetitivo apresentou resultados intermediários em todos os critérios de avaliação, exceto na frequência.

7 CONCLUSÃO

O objetivo principal deste trabalho era o controle da injeção de energia, em sua forma ativa, em uma rede elétrica monofásica de baixa tensão, a partir de um sistema fotovoltaico.

O estudo foi conduzido na análise de qual dos controladores, abordados no desenvolvimento, teriam melhores resultados na conversão de energia contínua em alternada.

Inicialmente acreditava-se que o controlador PI alcançaria os piores resultados, devido a sua relativa dificuldade de rastrear referências oscilantes no tempo.

Assim, os controladores PI, PI Ressonante, PI Repetitivo e Preditivo foram estudados e analisados no que diz respeito a rastreabilidade da referência e qualidade da corrente injetada na rede.

A rastreabilidade da referência foi verificada através da proximidade, dos resultados das correntes injetadas na rede elétrica (magnitude e frequência), com a referência em questão. A taxa de distorção harmônica total de corrente, foi o critério utilizado para estabelecer a qualidade da corrente elétrica.

A qualidade da corrente elétrica injetada na rede é diretamente proporcional ao rastreamento da referência, conforme demonstram os resultados encontrados em simulação.

Todos os controladores apresentaram resultados relativamente bons de rastreabilidade, com maior divergência no controle PI, quando submetido a uma rede com tensão distorcida.

De uma maneira geral os controladores PI Ressonante e Preditivo apresentaram os melhores resultados. O controlador PI Repetitivo apresentou resultados intermediários.

Assim, confirma-se a teoria de que o controlador PI não é o mais indicado a se trabalhar com referências oscilantes no tempo.

Em relação a dificuldade de implementação, destaca-se o controlador Preditivo, uma vez que não é necessário trabalhar com a função transferência da planta, evitando o processo de modelagem CA da mesma. Não há portanto, a necessidade de testar diferentes frequências de cruzamento ou margens de

fase, para melhorar a sintonia do controlador através de seus ganhos, possibilitando um projeto mais direto.

Vale o teste do controlador Preditivo, em outras aplicações, como a de filtros ativos de potência, de maneira a verificar sua rastreabilidade a frequências múltiplas. Ressalta-se que o PI Repetitivo tem vantagens práticas em relação ao PI Ressonante, uma vez que não é necessário sintonizar duas ou mais malhas de controle para aplicações deste tipo.

REFERÊNCIAS

- ALVES, Marcos G. **Mini-inversores para aproveitamento de energia fotovoltaica, com técnicas de MPPT, sincronismo e conexão com a rede de CA em BT, proteção de ilha, gerenciamento da energia e da operação.** 2013. 165 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2013.
- BACON, Vinícius.D. **Estudo e Análise comparativa de topologias de filtros ativos de potência paralelos implementados em sistemas elétricos trifásico a quatro fios.** 2015.139 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2015.
- BARROS, Camila. M.V.; MOTA, Wellington.S.; BARROS, Pérciles. R.; BARROS, Luciano.S. MPPT de sistemas de conversão de energia eólica baseados em PMSG usando Controle Preditivo. **Eletrônica de Potência, Campo Grande**, v.20, n.4 p.364-372, 2015.
- BARTSCH, Arthur.G.; NEGRI, Gabriel.H.;SCALABRIN, Camila. R.; CAVALCA, Mariana.S.M.;NIED, Ademir.. OLIVEIRA, José.de. Predictive Control approach for permanent magnet Synchronous motor drive. **Eletrônica de Potência, Campo Grande**, v.20,n.4, p.395-403, 2015.
- BRITO, Moacyr. A,G de. **Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilha, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica.** 2013. 218 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2013.
- BRITO, Moacyr.A.G de; SAMPAIO, Leonardo. P.; MELO, Guilherme. A. de; CANESIN, Carlos.A.;**Contribuição ao estudo dos principais algoritmos de extração da máxima potência dos painéis fotovoltaicos.** **Eletrônica de Potência, Campo Grande**, v.17 n.3; p592-600. 2012.
- CAMPANHOL, Leonardo.B.G. **Filtro Ativo de potência paralelo utilizando inversores monofásicos Full-Bridge aplicado em sistemas trifásicos a quatro fios.** 2012 147 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio, 2012.
- CASARO, Marcio. M.; MARTINS, Denizar. C. Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análises em eletrônica de potência via simulação. **Eletrônica de Potência - Sobraep**. vol. 13, no. 3, pp. 141-146, 2008.
- CHATTERJEE, Aditi; KANUNGOBARADA, Mohanty; SAGAR, Vinaya; THAKRE, Kishor. Power quality enhancement of single phase grid tied inverters with model predictive current controller. **Journal of renewable and sustainable energy**. 2017.

CRESESB. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. Grupo de Trabalho de Energia Solar – GTES. Disponível em: < http://www.cresesb.cepel.br/publicacoes/download/Manual_de_Engenharia_FV_2014.pdf>. Acesso em 28 abr. 2016.

CRUZ, Daniel. M. **Estruturas de controle preditivo repetitivo baseadas na formulação GPC**. 2015. 105 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2015.

CUIYAN, Li; DONGCUNUN, Zhang; XIANYI, Zhuang. Theory and Applications of th Repetitive Control. **SICE Annual Conference, Hokkaido**, 2004.

FEMIA, Nicola; PETRONE, Giovanni; SPAGNUOLO, Giovanni; VITELLI, Massimo. A Technique for Improving P&O MPPT Performances of Double-Stage Grid-Connector Photovoltaic Systems. **IEEE Transacitons on Industrial Eletronics**. Vol. 56, n.11, 2009.

FUKUDA, Shoji; YODA, Takehito. A Novel Current-Tracking Method for Active Filters Based on a Sinusoidal Internal Model. **IEE Transactions on Industry Applications**, vol.37, n.3,2001.

GNOATTO, Claudio. L. **Estratégias de controle repetitivo para aplicação em sistemas de alimentação ininterrupta de energia**. 2011. 85 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2011.

HINZ, H.;MUTSCHLER, P. Voltage Source Inverters for Grid Connected Photovoltaic Systems. Darmstadt University of Technology, Institute for Power Electronics and Drivers.

INSTITUTO NACIONAL DE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA. **O que é Geração Distribuída**. Disponível em: < http://www.inee.org.br/forum_ger_distrib.asp>. Acesso em: 07 nov. 2015.

JÚNIOR, Hildo. G. **Estudo de controladores aplicados a inversores para UPS com operação ilhada**. 2013. 151 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual Paulista, Bauru, 2013.

KANAGAVEL, Rameshkumar; SAKTHIVEL, A. Effective current control design and analysis of single phase inverter for power quality improvement. **ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences**. Vol. 10, n.7, 2015.

LINDEKE, D. **Projeto de um filtro ativo paralelo de 1kVA usando técnicas de controle analógico digital**. 2003. 169 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.

LUO, F.L.; YE, H. Positive output cascade boost converters. **IEEE Proceedings on Eletric Power Applications**, Nova Iorque, v.151, p. 590-606, 2005.

MARTINS, D.C.; BARBI, I. *Introdução aos Conversores CC/CA*. Edição dos autores, Florianópolis, 2008.

MOÇAMBIQUE, Nilton.E.M. **Aplicação de Algoritmos de Busca do Ponto de Máxima Potência e controladores lineares e/ou Fuzzy para a regulação da tensão terminal de Painéis Fotovoltaicos**. 2012. 134 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012.

MOURA JUNIOR, Kléber. J. de. **Conexão de conversores CC-CC em série para redução do efeito de sombreamento em arranjos fotovoltaicos**. Trabalho de conclusão de curso – Curso Superior de Engenharia Elétrica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2015.

NAN, Jin; XUANXUAN, Deng; GUANGZHAO, Cui; ZHIFENG, Dou; DONGYI, Kang. Model-Predictive Direct Power control of grid-connected inverters for PV Systems. 2015.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. Pearson Prentice Hall, 5 ed., 2010.

OLIVEIRA, Leonardo. R.de. **Desenvolvimento de um microinversor monofásico para um Sistema Fotovoltaico conectado na rede elétrica de baixa tensão**. 2013. 178f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2013.

PÁSTOR, Marek; DUDRIK, Jaroslav. Predictive Current Control of Grid-tied Cascade H-Bridge Inverter. 2013.

PHAN, Van-Thung; LEE, Hong-Hee. Control Strategy for Harmonic Elimination in Stand-Alone DFIG Applications With Nonlinear Loads. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 26, n.9, 2011.

SAMPAIO, Leonardo.P. **Uma Nova Metodologia de Projeto e Controle para o Inversor Boost (CSI) Monofásico, para o Aproveitamento de Fontes Alternativas e Renováveis de Energia Elétrica**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, [s.n], 2010.

SHADMAND, Mohammad.B.; BALOG, Robert.S.; ABU-RUB, Haitham; Model Predictive Control of PV Sources in a Smart DC Distribution System: Maximum Power Point Tracking and Droop Control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, vol.29,n.4, 2014.

SHARMA, Vinay; DIWAKAR, Dharm.P.; TRIPATHI, Nishant. Comparative Study of PI and Proportional Resonant Control for Single-Phase Grid-Connected Inverter System. **International Journal of Emerging Technologies and Engineering**. 2014.

SILVA, André, F.B.O. **Aplicação de Controle Repetitivo em Inversor PWM Monofásico com Filtro LC de saída utilizado em fonte programável CA**. 2012. 58 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de São João del-Rei, Belo Horizonte, 2012.

SILVA, Sérgio.A.O. da; CAMPANHOL, Leonardo.B.G; GOEDTEL, Alessandro; NASCIMENTO, Claudionor. F.; PAIÃO, Denilson. A Comparative Analysis of p-PLL Algorithms for Single-Phase Utility Connected Systems. (Paper 390). **In: European Power Eletronics Conference and Applications EPE 2009**, Barcelona. p.1-10.

SILVA, Sérgio.A.O. da; CAMPANHOL, Leonardo.B.G; BACON, Vinícius.D.; ANGÉLICO, Bruno. A. Stability analysis and performance evaluation of a Single-phase phase-locked loop algorithm using a non-autonomous adaptive filter. **Power Eletronics (IET)**, p.1-10, 2014.

SILVA, Sérgio. A.O.; CAMPANHOL, Leonardo.B.; BACON, Vinícius.D.; SAMPAIO, Leonardo. P. Single-Phase grid-connected photovoltaic system with active power line conditioning. **SOBRAEP**, 2015.

SILVA, Sérgio.A.O. da; TOMIZAKI, Edgar; NOVOCHADLO, Rodolpho; COELHO, Ernane. A.A.; PLL Structures for Utility Connected Systems under Distorted Utility Conditions. **IEEE**, 2006.

TARISCIOTTI, Luca; ZANCEHTTA, Pericle; WATSON, Alan. Modulate Model Predictive Control for a Seven-Level Cascaded H-Bridge Back-to-Back Converter. **IEEE Transactions on Industrial Eletronics**, vol.61,n.10, 2014.

TSENG, K. C.; LIANG, T. J. Novel high-efficiency step-up converter. **Electric Power Applications, IEE Proceedings** , v. 151, n. 2, p. 182-190, 2004.

ZHAO,Fu; YAO,Xiu-ming; LIU, Yu; SU, Bao-ku. Design of a Discrete-time Repetitive Control for Periodic Disturbances. **International Joint Conference on Artificial Intelligence**. 2009.