

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ**  
**DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA**  
**CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA ELETRÔNICA**

**ELIZEU SILVA TAKIUTI**

**ANÁLISE COMPARATIVA DE CONTROLADORES PARA O**  
**INVERSOR *VSI FULL-BRIDGE***

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO**

**CAMPO MOURÃO**

**2015**

ELIZEU SILVA TAKIUTI

**ANÁLISE COMPARATIVA DE CONTROLADORES PARA O  
INVERSOR VSI *FULL-BRIDGE***

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento Acadêmico de Eletrônica como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel no Curso Superior de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Moacyr A. G. de Brito

CAMPO MOURÃO

2015

**TERMO DE APROVAÇÃO  
DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO INTITULADO  
ANÁLISE COMPARATIVA DE CONTROLADORES PARA O  
INVERSOR VSI FULL-BRIDGE**

por

Elizeu Silva Takiuti

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado no dia 23 de Novembro ao Curso Superior de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Campo Mourão. O Candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho APROVADO (aprovado, aprovado com restrições ou reprovado).



Prof. Msc. Leandro Castilho Brolin  
(UTFPR)



Prof. Msc. Osmar Tormena Junior  
(UTFPR)



Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito  
(UTFPR)  
Orientador

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente agradeço a Deus, o qual é o maior orientador da minha vida; a minha família, meu pai (Jorge J. Takiuti), minha mãe (Elenice R. S. Takiuti) e a minha irmã (Danielle S. Takiuti), peças fundamentais para a construção da minha graduação; ao meu orientador professor Dr. Moacyr A. G. de Brito, que dedicou-se não só de conhecimento mas de paciência também; aos meus amigos e familiares; por fim, quero agradecer a mais bela dentre todas, encorajadora dessa jornada, Aline G. de Matos, vulgo minha namorada.

Tudo o que fizerem, seja em palavra ou em ação, façam-no em nome do Senhor Jesus, dando por meio dele graças a Deus Pai. (*Bíblia Sagrada - Colossenses 3:17*).

## RESUMO

Este trabalho trata da implementação de alguns tipos de controladores para inversores de frequência em ponte completa (VSI) com o intuito de realizar testes de desempenho. Serão utilizados o controle modo tensão e o modo corrente durante o projeto dos controladores que são: PI, PID (forma implementável), Compensador Tipo II, Compensador Tipo III e P+Ressonante. Primeiramente a carga a ser alimentada será puramente resistiva de 2,5kW e após, os ensaios serão realizados com uma carga não linear. Finalmente, serão tecidas as devidas comparações e a indicação das melhores estratégias de controle.

**Palavras-chave:** Inversor de tensão, Controle, PI, P+Ressonante, Compensador tipo II, Compensador tipo III, PID forma implementável.

## ABSTRACT

*This work deals with the implementation of some types of controllers for VSI inverters in order to do performance tests. It will be used the voltage mode control and current mode control during the design of controllers. The controllers are PI, PID (implementable form), Compensator Type II, Compensator Type III and P+Resonant. Firstly, the load to be powered is purely resistive of 2,5kW and after, testing should be performed with a non-linear load. Finally, will be shown the appropriate comparisons and the indication of the best control strategies.*

**Keywords:** *Voltage Inverter, Control, PI, P+Resonant, Compensator type II, Compensator type III, PID implementable form.*

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – Principais funções dos conversores estáticos.....	19
FIGURA 2 – Esquemático do inversor em ponte completa.....	21
FIGURA 3 – Formas de onda da modulação bipolar.....	22
FIGURA 4 – Formas de onda da modulação unipolar.....	24
FIGURA 5 – Formas de onda da modulação unipolar senoidal.....	25
FIGURA 6 – Exemplo das formas de onda da modulação PWM a três níveis utilizada no trabalho.....	28
FIGURA 7 – Modelo simplificado do inversor de tensão.....	29
FIGURA 8 – Modelo simplificado do inversor no domínio “s”.....	30
FIGURA 9 – Equivalências (paralelo/série) a serem feitas no circuito modelo do inversor.....	30
FIGURA 10 – Circuito para análise da frequência de corte sem carga.....	33
FIGURA 11 – Carga não-linear.....	34
FIGURA 12 – Diagrama de blocos do controlador P+Ressonante.....	41
FIGURA 13 – Diagrama de blocos do controle modo tensão.....	42
FIGURA 14 – Diagrama de blocos do controle modo corrente.....	43
FIGURA 15 – Tensão de referência e tensão de saída do sistema em malha aberta.....	46
FIGURA 16 - Tensão na saída do inversor em malha aberta durante a inserção da segunda carga.....	47
FIGURA 17 - Corrente no indutor do inversor em malha aberta.....	47
FIGURA 18 – Root Locus do sistema com o Controlador PI no modo tensão.....	49
FIGURA 19 – Diagrama de Bode do sistema com o Controlador PI no modo tensão.....	50
FIGURA 20 – Tensão de referência e tensão de saída do inversor com o Controlador PI.....	51
FIGURA 21 – Tensão na saída do inversor com o Controlador PI durante a inserção da segunda carga.....	51
FIGURA 22 – Corrente no indutor do inversor com o Controlador PI no modo tensão.....	51
FIGURA 23 – <i>Root Locus</i> do sistema com o Compensador Tipo II no modo tensão.....	53
FIGURA 24 – Diagrama de Bode do sistema com o Compensador Tipo II no modo tensão.....	54
FIGURA 25 – Tensão de referência e tensão de saída do inversor com o Compensador Tipo II.....	55



FIGURA 26 – Tensão na saída do inversor com o Compensador Tipo II durante a inserção da segunda carga.....	55
FIGURA 27 – Corrente no indutor do inversor com o Compensador Tipo II no modo tensão.....	56
FIGURA 28 – <i>Root Locus</i> do sistema com o Controlador PID implementável.....	57
FIGURA 29 – Diagrama de Bode do sistema com o Controlador PID implementável.....	58
FIGURA 30 – Tensão de referência e tensão de saída do inversor com o Controlador PID implementável.....	58
FIGURA 31 – Tensão na saída do inversor com o Controlador PID implementável durante a inserção da segunda carga.....	59
FIGURA 32 – Corrente no indutor do inversor com o Controlador PID implementável no modo tensão.....	59
FIGURA 33 – <i>Root Locus</i> do sistema com o Compensador tipo III.....	61
FIGURA 34 – Diagrama de Bode do sistema com o Compensador tipo III.....	61
FIGURA 35 – Tensão de referência e tensão de saída do inversor com o Compensador tipo III no modo tensão.....	62
FIGURA 36 – A Tensão na saída do inversor com o Compensador Tipo III durante a inserção da segunda carga.....	62
FIGURA 37 – Corrente no indutor do inversor com o Compensador tipo III no modo tensão.....	63
FIGURA 38 – Diagrama de Bode da Parte Ressonante do Controlador P+Ressonante.....	65
FIGURA 39 – Tensão de referência e tensão de saída do inversor com o controlador P+Ressonante.....	66
FIGURA 40 – Tensão na saída do inversor durante a inserção da segunda carga...66	66
FIGURA 41 – Corrente no indutor do inversor com o controlador P+Ressonante....67	67
FIGURA 42 – Resposta dos projetos dos controladores para o modo tensão de controle.....	68
FIGURA 43 – Momento da inserção da segunda carga no sistema.....	68
FIGURA 44 – <i>Root Locus</i> do controlador PI da malha de corrente no modo corrente de controle.....	71
FIGURA 45 – Diagrama de Bode do controlador PI da malha de corrente do modo corrente de controle.....	71
FIGURA 46 – Tensão de referência e tensão de saída do inversor com os controladores P+Ressonante e PI.....	72
FIGURA 47 – Momento da inserção da segunda carga no sistema com os controladores P+Ressonante e PI.....	72
FIGURA 48 – <i>Root Locus</i> do controlador PID implementável da malha de corrente no modo corrente de controle.....	73

FIGURA 49 – Diagrama de Bode do controlador PID implementável da malha de corrente do modo corrente de controle.....	74
FIGURA 50 – Tensão de referência e tensão de saída do inversor com os controladores P+Ressonante e PID implementável.....	75
FIGURA 51 – Momento da inserção da segunda carga no sistema com os controladores P+Ressonante e PID implementável.....	75
FIGURA 52 – Tensão de referência e tensão de saída do inversor com os controladores P+Ressonante e P+Ressonante.....	76
FIGURA 53 – Momento da inserção da segunda carga no sistema com os controladores P+Ressonante e.....	76
FIGURA 54 – Resposta dos projetos dos controladores para o modo corrente de controle.....	77
FIGURA 55 – Momento da inserção da segunda carga no sistema (modo corrente).....	78
FIGURA 56 – Resultado da tensão de saída do inversor com carga não linear e o controlador PID na malha de corrente.....	80
FIGURA 57 – Pico da onda com o inversor controlado somente pela malha de corrente.....	80
FIGURA 58 – Resultado da tensão de saída do inversor com carga não-linear controlado no modo corrente pelo controlador P+Ressonante e PID implementável..	81
FIGURA 59 – Pico da onda com o inversor controlado pelas duas malhas.....	81

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – Parâmetros de entrada para o projeto do inversor com carga resistiva.....	44
TABELA 2 - Valores dos componentes do filtro de saída.....	45
TABELA 3 - Resultados do sistema em malha aberta.....	48
TABELA 4 - Resultados do sistema com o Controlador PI.....	52
TABELA 5 - Resultados do sistema com o Compensador Tipo II.....	56
TABELA 6 - Resultados do sistema com o Controlador PID implementável.....	60
TABELA 7 - Resultados do sistema com o Compensador tipo III.....	63
TABELA 8 - Resultados do sistema com o controlador P+Ressonante.....	67
TABELA 9 - Comparativo dos resultados dos controladores para o modo tensão de controle com carga resistiva.....	69
TABELA 10 - Resultados do sistema com o controlador P+Ressonante na malha de tensão e o controlador PI na malha de corrente.....	73
TABELA 11 - Resultados do sistema com o controlador P+Ressonante na malha de tensão e o controlador PID implementável na malha de corrente.....	75
TABELA 12 - Resultados do sistema com o controlador P+Ressonante na malha de tensão e na malha de corrente.....	77
TABELA 13 - Comparativo dos resultados dos controladores para o modo corrente de controle com carga resistiva.....	78
TABELA 14 – Dimensões dos núcleos.....	89

## LISTA DE SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
CSI	<i>Current Source Inverter</i> (Inversor fonte de corrente)
DHT	Distorção Harmônica Total
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor bipolar de porta isolada)
LC	Indutivo Capacitivo
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor field-effect-transistor</i> (Semicondutor-metal-óxido transistor-efeito-de-campo)
P	Proporcional
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PDM	<i>Pulse Density Modulation</i> (Modulação por densidade de pulsos)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulsos)
SISO	<i>Single Input Single Output</i> (Uma entrada uma saída)
SPWM	<i>Senoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulsos senoidal)
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor fonte de tensão)

## LISTA DE SÍMBOLOS

$f_c$	Frequência de corte
$f_{cru}$	Frequência de cruzamento de ganho
$f_r$	Frequência fundamental da tensão de saída
$f_s$	Frequência de chaveamento
$f_{senóide}$	Frequência da onda senoidal
$f_{triangular}$	Frequência da onda triangular
$h$	Harmônico
$i_L$	Corrente no indutor
$k_{II}$	Ganho proporcional do compensador tipo II
$k_{III}$	Ganho proporcional do compensador tipo III
$k_p$	Ganho proporcional do controlador P+Ressonante
$k_r$	Ganho proporcional do controlador P+Ressonante
$k_{PI}$	Ganho proporcional do controlador PI
$k_{PID}$	Ganho proporcional do controlador PID implementável
$m_a$	Índice de modulação em amplitude
$m_f$	Índice de modulação em frequência
$p_{II}$	Pólo do compensador tipo II
$p_{III}$	Pólo do compensador tipo III
$p_{PI}$	Pólo do controlador PI
$p_{PID}$	Pólo do controlador PID implementável
$r_L$	Resistência interna do indutor
$z_{II}$	Zero do compensador tipo II
$z_{III}$	Zero do compensador tipo III
$z_{PI}$	Zero do controlador PI
$z_{PID}$	Zero do controlador PID implementável
$C$	Capacitor
$L$	Indutor
$R$	Resistor
$V_C$	Tensão no capacitor
$V_{cont}$	Tensão do sinal de controle

$V_{in}$	Tensão de entrada do inversor
$V_L$	Tensão no indutor
$V_o$	Tensão da saída do inversor
$V_{TP}$	Tensão de pico
$V_{TV}$	Tensão de vale
$V_{tri}$	Tensão da onda triangular
$V_{rms}$	Tensão eficaz
$\omega_c$	Velocidade angular de corte
$\omega_n$	Velocidade angular natural de oscilação
$\omega_o$	Velocidade angular da onda fundamental
$\zeta$	Coefficiente de amortecimento

# SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO GERAL</b> .....	16
1.1. INTRODUÇÃO .....	16
1.2. OBJETIVOS .....	17
<b>1.2.1. Objetivos Gerais</b> .....	17
<b>1.2.2. Objetivos Específicos</b> .....	17
1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO.....	17
<b>2. O INVERSOR DE TENSÃO MONOFÁSICO</b> .....	19
2.1. INTRODUÇÃO .....	19
2.2. INVERSOR DE TENSÃO MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA .....	20
2.3. ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO .....	21
<b>2.3.1. Modulação bipolar</b> .....	22
<b>2.3.2. Modulação unipolar</b> .....	23
<b>2.3.3. Modulação PWM senoidal</b> .....	25
2.3.3.1. Tensão de saída do inversor com modulação por largura de pulsos. ..	26
2.3.3.2. Harmônicos.....	27
<b>2.3.4. Escolha da modulação</b> .....	28
2.4. MODELAGEM MATEMÁTICA DO INVERSOR .....	29
<b>2.4.1. Funções de transferência</b> .....	31
<b>2.4.2. Equações Básicas do filtro LC</b> .....	32
2.5. CARGAS NÃO-LINEARES .....	34
<b>3. OS CONTROLADORES</b> .....	36
3.1. INTRODUÇÃO .....	36
3.2. DESCRIÇÃO DOS CONTROLADORES UTILIZADOS.....	38
<b>3.2.1. Controlador PI</b> .....	38
<b>3.2.2. Controlador PID implementável</b> .....	38
<b>3.2.3. Compensador tipo II</b> .....	40
<b>3.2.4. Compensador tipo III</b> .....	40
<b>3.2.5. Controlador P+Ressonante</b> .....	40
3.3. CONTROLE MODO TENSÃO.....	42
3.4. CONTROLE MODO TENSÃO E CORRENTE .....	43
<b>4. METODOLOGIA DE PROJETO E RESULTADOS</b> .....	44
4.1. INTRODUÇÃO .....	44

4.2. PROJETO DO INVERSOR ALIMENTANDO UMA CARGA RESISTIVA NO MODO TENSÃO .....	44
4.2.1. Simulação em malha aberta.....	46
4.2.2. Resultados do Controlador PI.....	48
4.2.3. Resultados do Compensador tipo II.....	52
4.2.4. Resultados do Controlador PID implementável.....	56
4.2.5. Resultados do Controlador Compensador tipo III.....	60
4.2.6. Resultados do Controlador P+Ressonante.....	64
4.2.7. Análise comparativa dos controladores em modo tensão com carga resistiva.....	68
4.3. CONTROLE MODO CORRENTE .....	70
4.3.1. Resultados do controlador P+Ressonante e o controlador PI.....	71
4.3.2. Resultados do controlador P+Ressonante e o controlador PID implementável.....	73
4.3.3. Resultados do controlador P+Ressonante e P+Ressonante.....	76
4.3.4. Análise comparativa dos controladores em modo corrente com carga resistiva.....	77
4.4. CONTROLE PARA CARGA NÃO LINEAR .....	79
5. CONCLUSÕES .....	83
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	84
APÊNDICE A – Programa em <i>MATLAB</i> para cálculos e chamada da ferramenta <i>rltool</i> .....	87
APÊNDICE B – Cálculo da resistência interna do indutor.....	89
APÊNDICE C – Inversor de tensão no <i>Simulink</i> no modo tensão de controle com o controlador PI .....	91
APÊNDICE D – Rotina do <i>MATLAB</i> para determinar o ganho $k_r$ do controlador P+Ressonante .....	92
APÊNDICE E – Rotina do <i>MATLAB</i> para calcular as funções de transferência do modo corrente.....	93



# 1. INTRODUÇÃO GERAL

## 1.1. INTRODUÇÃO

Para realizar acionamentos de máquinas elétricas e também adequar a energia advinda de sistemas de geração de energia, é bastante difundido o uso de inversores de tensão (comumente conhecidos no meio industrial como inversores de frequência). Alguns exemplos de sua aplicação são sistemas de geração de energia elétrica, eólica ou solar, de forma a oferecer em suas saídas uma forma de onda de tensão alternada senoidal sem grandes distorções, independentemente do tipo de carga nelas acoplados, ou seja, uma tensão senoidal de qualidade (RODRIGUES, 1998).

Entretanto, para que se atinja esses níveis de qualidade é necessário que este equipamento seja controlado por um compensador adequado. O projeto de um sistema de controle para o inversor de tensão pode não obter a mesma resposta de acordo com as variações de cargas ou paramétricas. Por isso é importante ter o conhecimento em mais de uma técnica de controle para o projeto de um sistema deste tipo, já que os inversores de frequência podem ter várias atuações (alimentar diversos tipos de cargas) e sofrerem variações paramétricas ao longo do tempo.

Basicamente existem duas classes de controladores: os clássicos e os modernos (UNBENHAUEN, 1996). Os chamados controladores clássicos são projetados exclusivamente para um ponto ou uma pequena faixa de operação, o que permite pequena possibilidade de haver variações da planta; já os controladores modernos inibem este efeito, pois podem ser projetados para mais pontos de operações (RODRIGUES, 1998).

Contudo cada controlador possui suas peculiaridades e nível de complexidade para o projeto, apresentando vantagens e desvantagens. Desta forma, ao final deste trabalho ter-se-á uma idéia de qual controlador utilizar para um inversor de tensão (monofásico e em ponte completa) alimentando uma carga específica.

## 1.2. OBJETIVOS

### 1.2.1. Objetivos Gerais

Realizar análise de desempenho, comparações, entre diferentes tipos de controladores para o inversor *Voltage Source Inverter (VSI) full-bridge*.

### 1.2.2. Objetivos Específicos

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Caracterizar e descrever os inversores de tensão e informar sobre suas vantagens/desvantagens;
- Apresentar metodologias de projeto de controladores para inversores de tensão do tipo *full-bridge*;
- Desenvolver mais de um tipo de controlador para o inversor;
- Apresentar qual o melhor controlador para este tipo específico de inversor, em condições específicas de alimentação e carga;
- Atender as especificações de distorção harmônica total (DHT) do inversor para cargas lineares e uma proposta de aplicação para cargas não lineares.

## 1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO

Como visto, a introdução geral traz a ideia global do trabalho, para que se possa contextualizar o tema a ser discorrido.

No segundo capítulo, iniciam-se os estudos sobre os inversores de frequência monofásicos, dissertando sobre suas principais topologias e características, modos

de chaveamento, acoplamento de cargas não-lineares em sua saída e modelagem matemática.

No terceiro capítulo, são realizados estudos sobre os controladores para então realizar o projeto da malha de controle do inversor. Nesta seção são apresentadas simulações para a validação das técnicas utilizadas.

No quarto capítulo, com as simulações e resultados dos controladores sobre um estudo de caso específico para um inversor *VSI* monofásico em ponte completa, será feita uma análise e comparação de cada um dos compensadores abordados.

Por fim, no quinto e último capítulo, serão feitas as conclusões do trabalho.

## 2. O INVERSOR DE FREQUÊNCIA MONOFÁSICO

### 2.1. INTRODUÇÃO

O início do desenvolvimento deste equipamento eletrônico se deu por volta da década de 1960, quando foi inventado o tioristor nos laboratórios da *General Electric* (GE) nos Estados Unidos, devido à grande necessidade de se possuir interruptores de estado sólido rápidos, compactos, eficientes e controláveis (BARBI, 2006).

Os inversores englobam-se num contexto com mais conversores estáticos, os quais representam as possibilidades de conversão de energia estática. A Figura 1 abaixo representa basicamente as principais funções dos conversores estáticos:

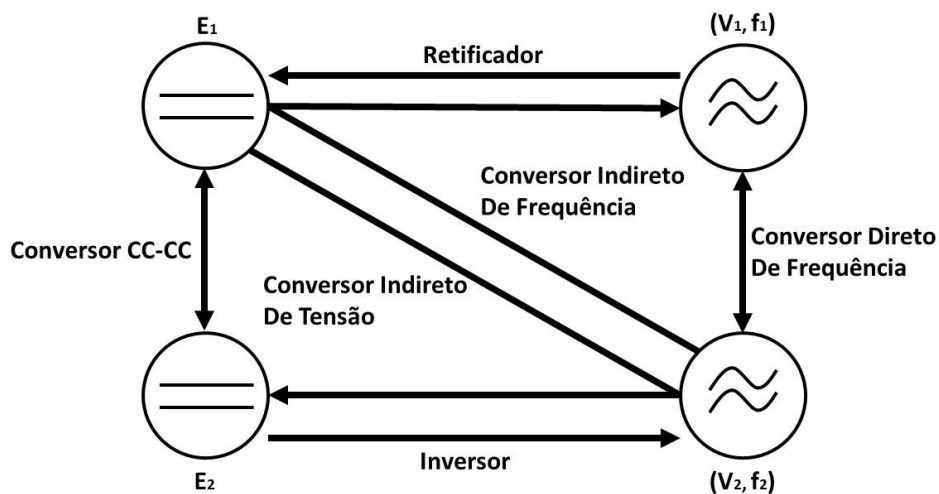


Figura 1 - Principais funções dos conversores estáticos.  
Fonte: Barbi (2006, p. 1).

O nome inversor provém justamente por este realizar a função de converter energia contínua (CC) em energia alternada (CA) (RODRIGUES, 1998). Segundo a definição de José Julio Cansi Segala (1993, p. 1), “o inversor é um conversor de energia no qual o fluxo de potência se dá de uma fonte de corrente contínua (CC) para uma carga de corrente alternada (CA)”.

Os inversores podem ser classificados em inversores de tensão ou de corrente, com amplitude simétrica à entrada e frequência fixa ou variável. A distinção entre estes é a seguinte: quando há uma fonte de tensão ou um capacitor com alto valor em sua entrada, o inversor é considerado como inversor de tensão (VSI – “*Voltage Source Inverter*”); quando há uma fonte de corrente ou um indutor de alto valor em sua entrada, o inversor é considerado como inversor de corrente (CSI – “*Current Source Inverter*”) (SEGALA, 1993). Por questão de menor custo de filtros capacitivos comparados aos indutivos, e maior simplicidade para prover a modulação, além de possuir *drivers* comerciais prontos, os inversores fonte de tensão são os mais utilizados.

O propósito geral do inversor de tensão é oferecer uma tensão de saída alternada à carga, mais próxima possível da tensão de referência requerida pela aplicação. Para que se possa atingir este objetivo, são utilizadas técnicas de comando para o chaveamento dos interruptores. A técnica de modulação por largura de pulsos (PWM – “*Pulse-Width-Modulation*”) é muito utilizada e possui variantes (ZOPE, 2012). Neste trabalho emprega-se a técnica PWM senoidal que terá maior abordagem nos tópicos posteriores.

## 2.2. INVERSOR DE TENSÃO MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA

O significado do inversor ser classificado em ponte completa, provém da sua estrutura física, como mostrado na Figura 2. Este conversor possui dois braços semicondutores, com cada braço contendo dois interruptores controlados e seus respectivos diodos em antiparalelo.

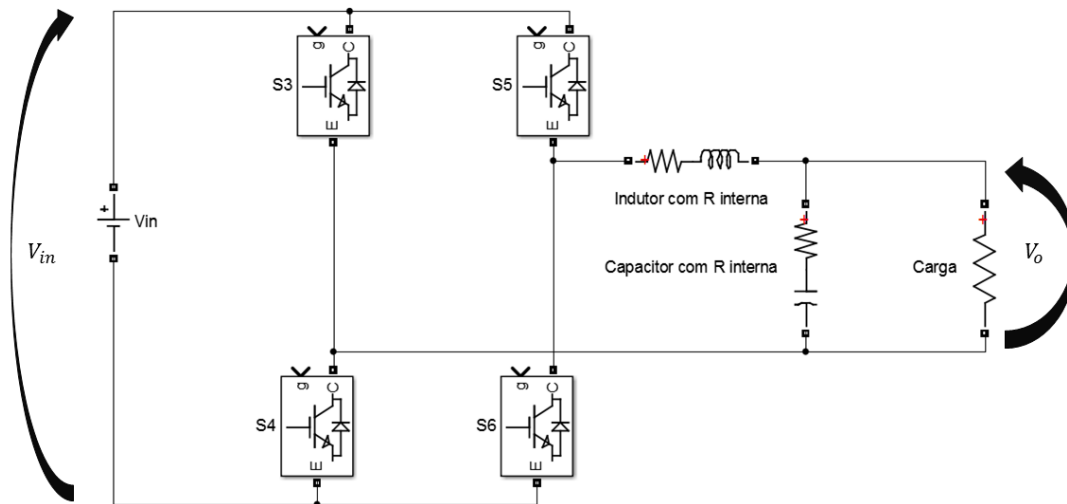


Figura 2 - Esquemático do inversor em ponte completa.

Quando comparado ao inversor monofásico em meia ponte, que possui apenas um braço semicondutor, este inversor consegue processar maior quantidade de energia com o mesmo valor de barramento CC.

### 2.3. ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO

Segundo Holmes (2003), a modulação é o processo de mudança de estado dos componentes eletrônicos em um inversor. O funcionamento do conversor tem total relação com este processo. Existem diversas estratégias de modulação, tais como: modulação por pulso único, por largura de pulsos múltiplos (PWM), por largura de pulsos otimizada (PWM otimizada), por densidade de pulsos (PDM) e por largura de pulso senoidal (SPWM).

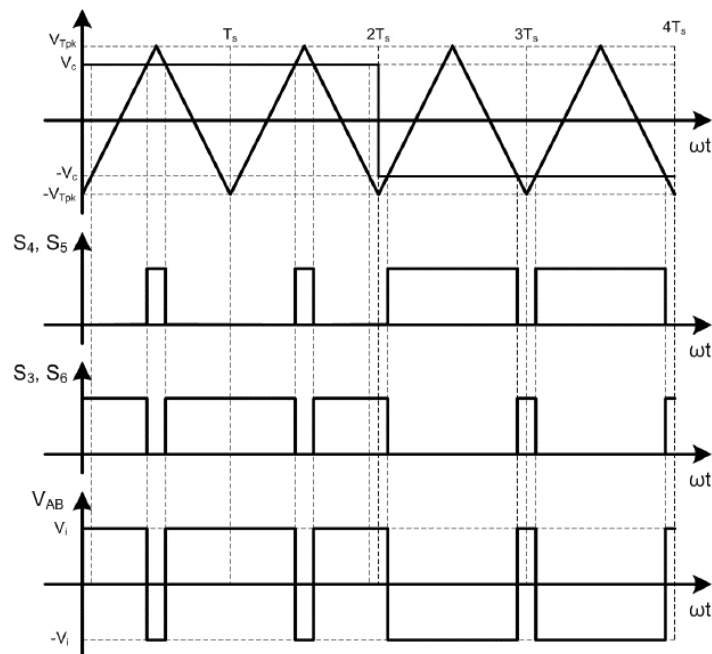
A fim de se obter uma tensão ou corrente desejada na saída do inversor com a fundamental em baixa frequência, emprega-se alguma técnica de modulação por largura de pulso. Esta varia a razão cíclica dos interruptores em alta frequência de chaveamento, com o intuito de gerar sequências de pulsos que devem ter o valor fundamental igual ao de uma referência requerida, no caso, senoidal.

### 2.3.1. Modulação bipolar

A técnica de modulação bipolar baseia-se em acionar os interruptores do mesmo braço de forma complementar entre si e os interruptores de braços diferentes de forma cruzada, sendo, portanto, uma técnica simples.

Analisando a Figura 3, os interruptores são separados por pares, sendo necessário gerar apenas um sinal de comando para um deles; o outro é acionado pelo complemento deste sinal. Os interruptores  $S_4$  e  $S_5$  recebem o mesmo sinal, assim como  $S_3$  e  $S_6$ .

O sinal de comando é gerado através da comparação de uma tensão de controle (modulante) com uma outra onda, triangular ou dente-de-serra (portadora). Logo, o sinal PWM é gerado na frequência da portadora. O complemento deste sinal pode ser feito via porta lógica inversora ou um circuito inversor feito a partir do transistor NPN. A figura abaixo demonstra a modulação discutida neste tópico.



**Figura 3 - Formas de onda da modulação bipolar.**  
**Fonte – Silva (2007, p. 32).**

O nome bipolar é dado a essa técnica tomando em conta que a tensão  $V_{AB}$  assume somente valores  $V_i$  e  $-V_i$  podendo ser obtido tanto no semiciclo positivo como no semiciclo negativo da moduladora. Nota-se que a tensão  $V_{AB}$  tem a componente fundamental que possui a mesma frequência da modulante. O valor eficaz da tensão de saída é controlado a partir da largura de pulso, que por sua vez, pode ser variado conforme a variação da amplitude do sinal de controle.

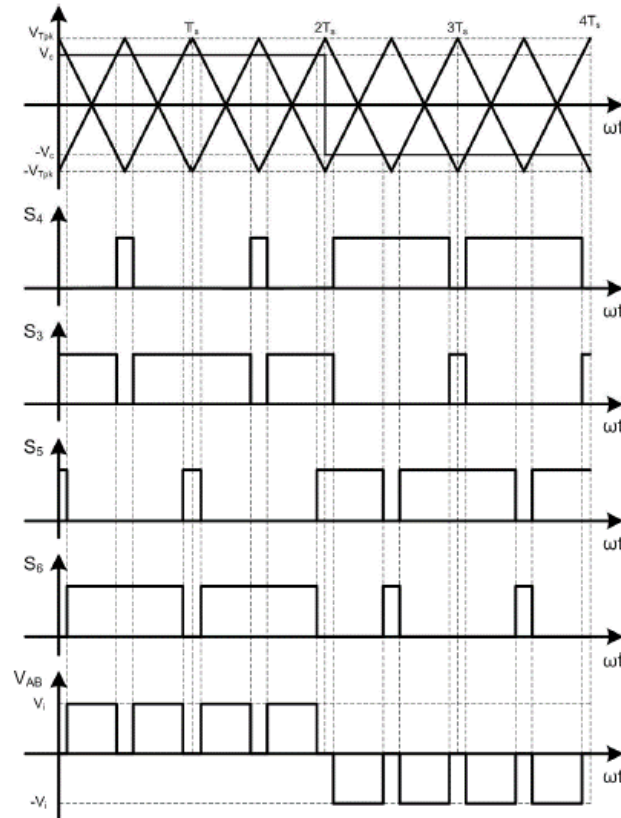
### **2.3.2. Modulação unipolar**

A técnica de modulação unipolar tem um nível de complexidade maior do que a bipolar, a começar pelo comando dos interruptores, na qual devem ser gerados dois sinais, com defasagem de  $180^\circ$  entre si. Essa defasagem pode ser obtida através de uma onda moduladora (sinal de controle) e duas ondas portadoras dente-de-serra defasadas  $180^\circ$  entre si.

Na Figura 4 são mostradas as formas de onda desta modulação. Cada interruptor possui seu próprio sinal, totalizando 4 sinais diferentes empregados no comando. Os sinais prioritários, das chaves superiores, formam os sinais das chaves do mesmo braço via complemento.

Esta modulação consiste em deixar sempre dois interruptores fechados, podendo não ser de forma cruzada assim como na modulação bipolar. O comando para os interruptores de um mesmo braço é de forma complementar e os de braços diferentes são acionados por sinais iguais, mas com defasagem de  $180^\circ$  entre si.





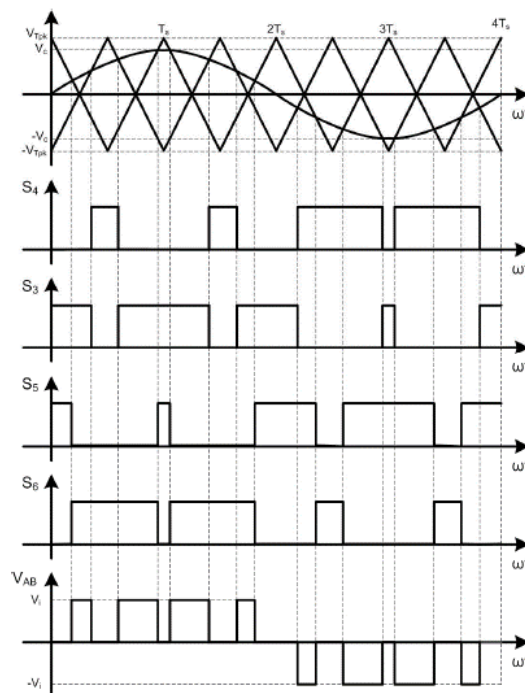
**Figura 4 - Formas de onda da modulação unipolar.**  
**Fonte - Silva (2007, p. 32).**

Observando a figura acima, nota-se que a tensão  $V_{AB}$  neste caso pode assumir três valores de tensão:  $-V_i$ ,  $+V_i$  e 0. Porém esses valores aparecem de acordo com o semiciclo da modulante: quando o semiciclo é positivo, a tensão  $V_{AB}$  apresenta os níveis de tensão  $+V_i$  e 0; quando o semiciclo é negativo, a tensão  $V_{AB}$  apresenta os níveis de tensão  $-V_i$  e 0. Por este motivo, que se é dado o nome unipolar à esta modulação. Nesta modulação, a primeira harmônica aparece no dobro da frequência de comutação, e desta forma, o filtro de saída do inversor pode ser reduzido quando comparado a um inversor utilizando a modulação bipolar, isto para os mesmos requisitos de projeto. A largura de pulso varia conforme a variação da amplitude do sinal de controle, fazendo-se assim o controle do valor eficaz da tensão de saída.

### 2.3.3. Modulação PWM senoidal (SPWM)

A SPWM tem grande difusão na indústria por proporcionar grandes vantagens como: deslocamento do conteúdo harmônico para as altas frequências através do uso da portadora em alta frequência além de operar em frequência fixa. Quando se tem o conteúdo harmônico concentrado nas altas frequências, os componentes do filtro de saída do inversor podem ter redução de peso, dimensão e conseqüentemente custo. Outra vantagem de se operar em frequência fixa está no projeto dos elementos armazenadores de energia.

Esta técnica consiste em utilizar uma onda senoidal como modulante nas técnicas unipolar e bipolar ou PWM a dois níveis (bipolar) e PWM a três níveis (unipolar). Assim  $V_{AB}$  será uma onda senoidal juntamente com componentes de alta-frequência, que é filtrada pelo filtro LC (indutor-capacitor) passa-baixa. Na Figura 5 é mostrada a modulação unipolar com uma modulante senoidal, com duas portadoras triangulares e uma moduladora senoidal. Também é possível empregar uma portadora triangular e duas moduladoras senoidais.



**Figura 5 - Formas de onda da modulação unipolar senoidal.**  
**Fonte - Silva (2007, p. 34).**

A frequência de chaveamento dos semicondutores corresponde exatamente à frequência da forma de onda triangular (amplitude e frequência constantes).

Desta forma, mantendo constantes a frequência e amplitude da portadora, o sinal de controle  $V_{cont}$  senoidal (cujo valor de pico pode ser variado) é o responsável pela variação do tempo de condução de cada chave. A frequência deste sinal é a frequência fundamental que se deseja na saída do inversor. Logo, o sinal de controle pode ser dado da seguinte forma:

$$V_{cont} = \hat{V}_{cont} \text{sen}(\omega_1 t) \quad (1)$$

em que  $V_{cont}$  é o sinal de controle,  $\hat{V}_{cont}$  o valor de pico da forma de onda da tensão de controle e  $\omega_1 = 2\pi f_1$  onde  $f_1$  é a frequência fundamental desejada na saída do inversor.

### 2.3.3.1. Tensão de saída do inversor com modulação por largura de pulsos

A tensão de saída do inversor  $V_o$  pode ser obtido através da amplitude do sinal de controle (modulante senoidal)  $V_{cont}$  e da amplitude da portadora  $V_{tri}$ , dada uma tensão de referência  $V_{in}$ . Sendo descrito por (2.2).

$$V_o = \frac{V_{cont}}{V_{tri}} V_{in}, \quad V_{cont} \leq V_{tri} \quad (2)$$

Assim para se ter o controle da tensão de saída varia-se a amplitude e/ou a frequência do sinal de controle, uma vez que a portadora é mantida constante em amplitude e frequência. Como o inversor é em ponte completa, então  $V_{in}$  é igual a tensão do barramento CC que alimenta o inversor.

Comumente a relação entre o sinal de controle  $V_{cont}$  e  $V_{tri}$  é descrita como índice de modulação, tanto em amplitude ( $m_a$ ) quanto em frequência ( $m_f$ ), logo:

$$m_a = \frac{V_{cont}}{V_{tri}} \quad (3)$$

$$m_f = \frac{f_{triangular}}{f_{senóide}} \quad (4)$$

### 2.3.3.2. Harmônicos

Os harmônicos são vistos em torno da frequência de chaveamento e seus múltiplos em bandas laterais (RODRIGUES, 1998), como descreve a equação (5).

$$h = jM_F \pm k \quad (5)$$

Existem importantes ponderações a serem feitas sobre os harmônicos:

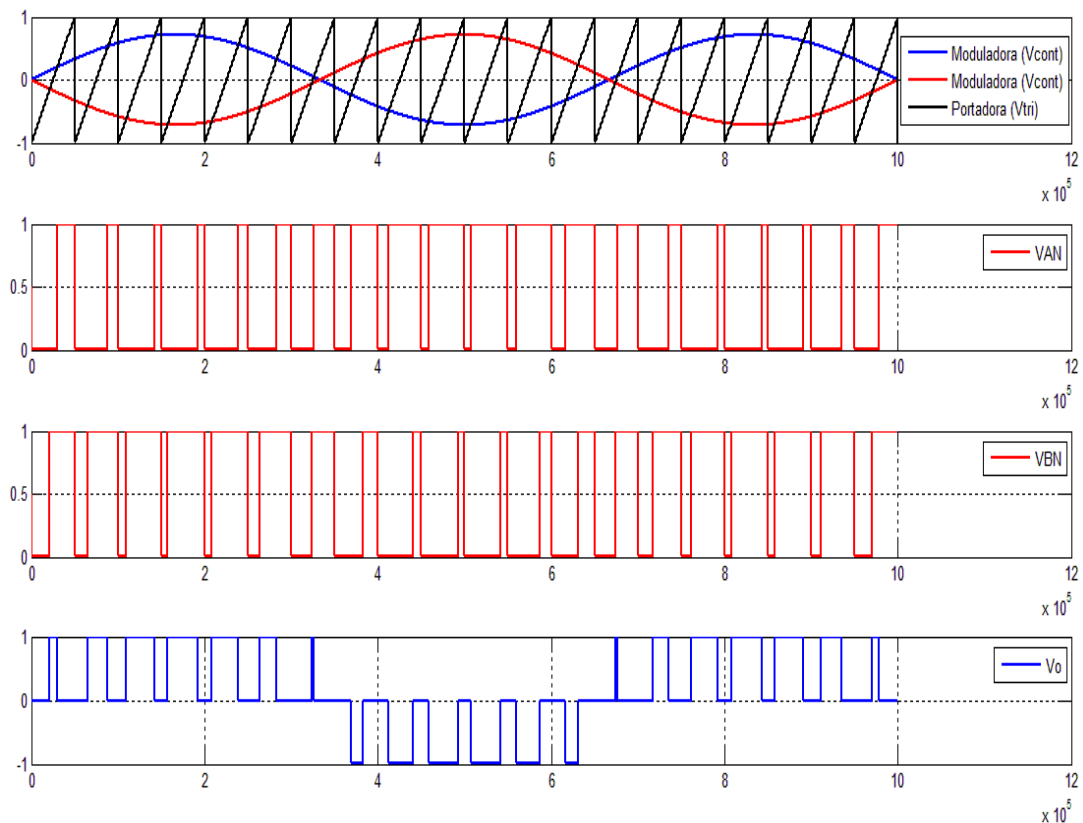
- Quando  $j$  for ímpar, existem harmônicos apenas para valores pares de  $k$ . Quando  $j$  for par, existem harmônicos apenas para valores ímpares de  $k$ ;
- Se  $M_f$  for ímpar, existe uma simetria ímpar dos harmônicos com a origem do tempo;
- Se  $M_f$  (índice de modulação em frequência) for maior do que 21, não é necessário o sincronismo entre a moduladora e a portadora;
- Se  $m_a$  (índice de modulação em amplitude) for maior do que 1, ocorre a sobremodulação, fazendo aparecer no espectro harmônico, harmônicos de alto valor e baixa ordem, fato que deve ser evitado, a menos que se deseje maior tensão eficaz na carga.

O limite imposto da ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) para distorções harmônicas é de até 10% com 1kV de tensão nominal no barramento (ANEEL, 2010).

### 2.3.4. Escolha da modulação

Como se deseja obter uma onda senoidal alternada na saída do inversor, a modulação obrigatoriamente será a PWM senoidal. Basta definir se a moduladora senoidal será aplicada à modulação unipolar ou à bipolar. A modulação unipolar tem o filtro de saída reduzido quando usada no inversor ponte completa; entretanto é mais complexa pois exige duas portadoras, duas comparações e duas complementações. Já a modulação bipolar tem um filtro de saída maior comparada a anterior; porém sua complexidade é menor, uma vez que exige apenas uma portadora, uma comparação e uma complementação.

Logo, foi escolhida a modulação unipolar ou PWM a três níveis com uma portadora triangular e duas moduladoras senoidais, para atender os requisitos dos projetos e devido ao filtro de saída reduzido no qual a modulação permite. A Figura 6 representa o tipo de modulação escolhida como dito acima.



**Figura 6 - Exemplo das formas de onda da modulação PWM a três níveis utilizada no trabalho.**

## 2.4. MODELAGEM MATEMÁTICA DO INVERSOR

Através do esquemático do inversor em ponte completa, mostrado na Figura 2, observa-se que a tensão de referência no filtro LC provém do barramento CC que fornece a tensão  $V_{in}$  acoplada ao índice de modulação das chaves  $m_a$ . Logo, é possível simplificar o circuito, conforme mostrado na Figura 7.

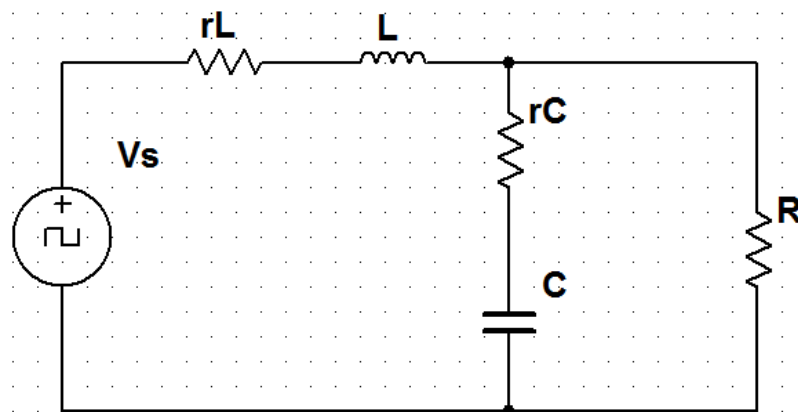


Figura 7 - Modelo simplificado do inversor de tensão.

onde:

$$V_s = V_{in} \cdot m_a \quad (6)$$

Primeiramente, considera-se uma carga R como carga para a obtenção do modelo matemático do inversor, e, utilizando a transformada de Laplace, considerando condições iniciais nulas, obtém-se o circuito da Figura 8:

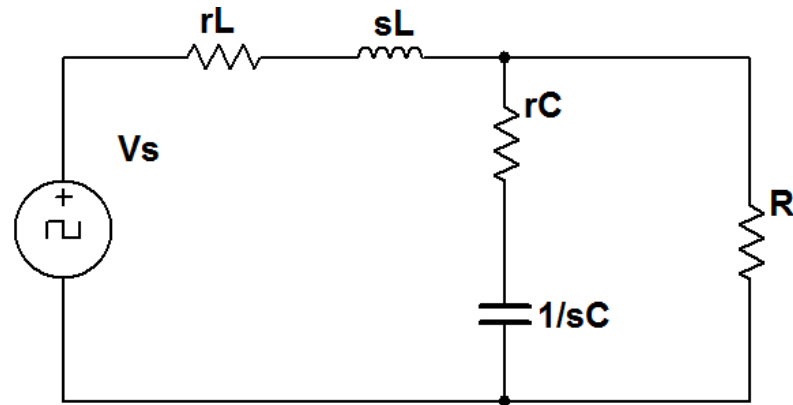


Figura 8 - Modelo simplificado do inversor no domínio "s".

Geralmente, a resistência interna do capacitor é muito pequena (da ordem de  $m\Omega$ ), podendo assim ser desprezada. Então, são feitas as equivalências série e paralelo dos componentes. A Figura 9 mostra o circuito com dois componentes  $z_1$  e  $z_2$ , que são as equivalências realizadas em série e paralelo respectivamente.

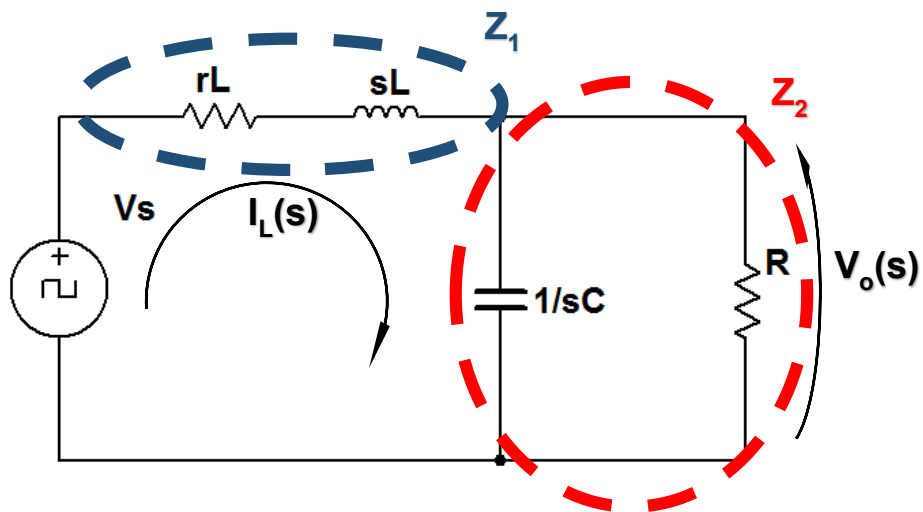


Figura 9 - Equivalências (série/paralelo) a serem feitas no circuito do modelo do inversor.

Dessa forma, tem-se que:

$$Z_1 = r_L + sL \quad (7)$$

$$Z_2 = \frac{R}{sRC + 1} \quad (8)$$

### 2.4.1. Funções de transferência

Segundo Katsuhito Ogata (2003, p.51), é chamada função de transferência a função que relaciona o sinal de entrada com o sinal de saída. Assim, pode-se avaliar a partir do circuito dado e simplificado algumas de suas principais funções de transferência:

- $\frac{V_o(s)}{I_L(s)}$

$$\frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{sRC + 1} \quad (9)$$

- $\frac{I_L(s)}{m_a(s)}$

$$I_L(s) = \frac{V_s(s)}{z_1 + z_2} \leftrightarrow \frac{I_L(s)}{m_a(s)} = \frac{(V_{in}RC)s + V_{in}}{s^2(RLC) + sL + R} \quad (10)$$

A função (2.10) é necessária para efetuar o controle da corrente da saída (corrente no indutor).

- $\frac{V_o(s)}{m_a(s)}$

$$\frac{V_o(s)}{z_2} = \frac{V_s(s)}{z_1 + z_2} \leftrightarrow \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{z_2}{z_1 + z_2} \leftrightarrow$$



$$\leftrightarrow \frac{V_o(s)}{m_a(s)} = \frac{V_{in}R}{(RLC)s^2 + (L + RCr_L)s + (R + r_L)} \quad (11)$$

A função (2.11) é necessária para efetuar o controle da tensão de saída (tensão no capacitor).

Desconsiderando a resistência interna do indutor, a função de transferência da equação 11 se resume:

$$\begin{aligned} \frac{V_o(s)}{m_a(s)} &= \frac{V_{in}R}{(RLC)s^2 + Ls + R} \\ \frac{V_o(s)}{m_a(s)} &= \frac{V_{in}R}{R(LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1)} \\ \frac{V_o(s)}{m_a(s)} &= \frac{V_{in}}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \\ \frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} &= \frac{1}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \end{aligned} \quad (12)$$

### 2.4.2. Projeto do filtro LC

São necessárias algumas equações básicas para o dimensionamento do filtro LC, considerando que a potência ativa drenada pela carga possa ser representada por uma carga resistiva. Sabendo que o filtro LC é um filtro passa-baixas, a sua frequência de corte é fixada uma década abaixo da frequência fundamental, ou seja, da frequência de chaveamento dos semicondutores. Logo:

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (13)$$

Assim, é possível obter a frequência angular de corte, sendo:

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (14)$$

Fazendo a análise da frequência de corte para o filtro LC sem carga acoplada, encontra-se a seguinte fórmula para o cálculo do indutor do filtro:

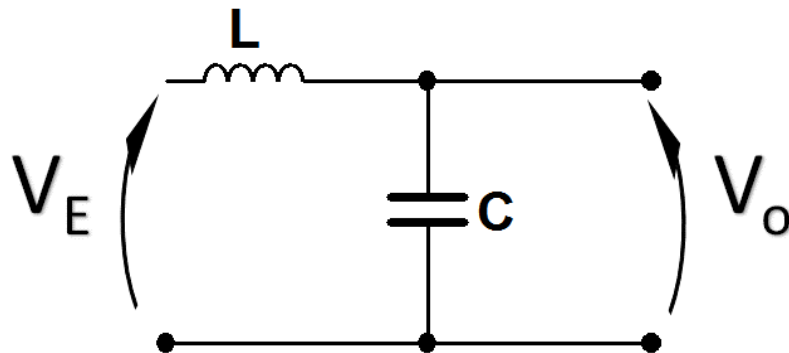


Figura 10 - Circuito para análise da frequência de corte sem carga.

A partir do circuito dado:

$$\frac{V_L}{V_o} = \frac{V_C}{V_o} \leftrightarrow L_{filtro} = \frac{1}{\omega_c^2 C} \quad (15)$$

Logo, desta forma determina-se o valor do indutor e conseqüentemente se torna possível determinar o valor do capacitor. A função de transferência do inversor, que relaciona a tensão de saída  $V_o$  pelo índice de modulação em amplitude ( $m_a$ ), é de segunda ordem. Este tipo de sistema é definido por Katsuhito Ogata (2003, p.185) pela seguinte equação:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (16)$$

onde  $\omega_n$  é a frequência natural de oscilação e  $\zeta$  o coeficiente de amortecimento. Considerando  $\omega_n = \omega_c$  e relacionando os termos de “s” da definição

da equação de um sistema de segunda ordem, com a função de transferência sem resistência interna em L (12). Observar-se que a Equação 12 tem que ser reescrita para prover o formato de (16), após algebrismo, obtém-se:

$$L_{filtro} = 2\zeta\omega_c \leftrightarrow C_{filtro} = \frac{1}{2R\zeta\omega_c} \quad (17)$$

Quando for solicitado a potência que a carga resistiva consumirá, então a equação para o cálculo da resistência é dado por:

$$R = \frac{V_{RMS}^2}{P_o} \quad (20)$$

em que  $V_{RMS}$  é a tensão (V) eficaz da onda senoidal;  $P_o$  a potência (W) dissipada na carga e R a resistência ( $\Omega$ ) da carga.

## 2.5. CARGAS NÃO-LINEARES

A característica principal das cargas não-lineares mais comuns é que estas possuem pontes retificadoras com elevado filtro capacitivo de entrada que drenam da fonte de alimentação correntes com elevado conteúdo harmônico (Figura 11).

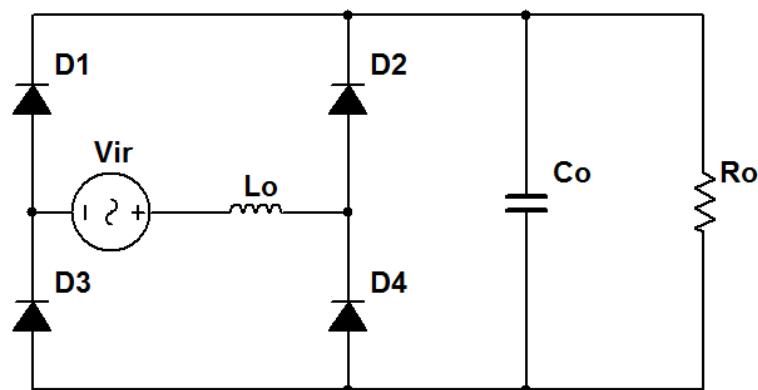


Figura 11 - Carga não linear.

A justificativa do indutor na entrada do retificador, é para a diminuição da derivada da corrente de entrada. Mesmo que a indutância de entrada de alguns retificadores seja desprezível, apesar de haver indutâncias parasitas, a derivada de corrente no período de carregamento do capacitor de saída é muito grande (BARBI, 2006).

O retificador possui a função de transformar a tensão senoidal de entrada em tensão contínua retificada na saída, seguidamente sendo filtrada pelo capacitor, afim de aumentar o valor médio desta tensão. Os semicondutores são não controlados e unidirecionais em corrente, de forma que não existe possibilidade de regeneração de energia.

As consequências que as cargas não-lineares causam quando drenam elevados conteúdos harmônicos de corrente são: o aumento do aquecimento de equipamentos de distribuidoras de energia e dos consumidores, deterioração da vida útil do sistema, redução da capacidade do sistema em fornecer energia, possibilidade de ressonância do sistema, entre outras causas (KNESCHKE, 1999).

Estes conteúdos harmônicos de corrente, e os conteúdos harmônicos de tensão, resultantes da circulação destas correntes nas impedâncias de linha, são denominados de Distorções Harmônicas Totais (DHT<sub>v</sub>, distorção harmônica total de tensão e DHT<sub>i</sub>, distorção harmônica total de corrente).

Os distúrbios de qualidade de energia encontrados no sistema de distribuição de energia elétrica, além das próprias cargas não-lineares, podem ser causados por descargas atmosféricas, transitórios devido ao chaveamento de fusíveis ou disjuntores, entre outros fatores. Geralmente são sobre tensões, sub tensões, afundamento e elevação de tensão (*voltage sags* e *voltage swells*) (GALASSI, 2006).

## 3. OS CONTROLADORES

### 3.1. INTRODUÇÃO

No capítulo anterior, apresentou-se qual a topologia e a estratégia de comando das chaves a serem utilizadas no projeto. Agora neste capítulo, dissertar-se-á sobre os controladores para o inversor. O objetivo é mostrar os procedimentos para o projeto e para a compensação do inversor monofásico em ponte completa com tensão de saída senoidal.

A ideia de se controlar um processo ou sistema vem de longa data na história da humanidade, cerca de 2000 anos A.C. na antiga Mesopotâmia, segundo alguns pesquisadores, já era praticado a arte do controle de um sistema de irrigação (FERNÁNDEZ-CARA, 2009). As primeiras formas de controle eram manuais, através do conhecimento básico do operador, habilidade e experiência razoável do sistema. Todavia, com o avanço científico e tecnológico, surgiu o interesse de se fazer a automatização de processos e logo apareceram as teorias de controle.

A primeira máquina com controle automático que teve relevância, foi uma criação de James Watt, no século XVII, que nada mais era que um regulador centrífugo com a função de controlar a velocidade da máquina a vapor. A partir de então surgiram nomes importantes no início do desenvolvimento da teoria de controle como Minorsky, o qual criou um controlador automatizado para pilotagem de embarcações (1922); Nyquist, no ano de 1932, publicou um método para a determinação da estabilidade de sistemas em malha fechada; por fim Hazen, em 1934 inseriu o conceito de servomecanismo para o controle de posição (OGATA, 2003).

Segundo Unbehauen (1996), os controladores são divididos em clássicos (controle em cascata, PID (Proporcional, Integral e Derivativo) e *feedforward*) e adaptativos (óticos, preditivos, inteligentes e não-lineares). Já Bennett (1996) divide a história do controle automático em quatro períodos de tempo sendo:

- Antes do Controle: até o ano de 1900;
- O período Pré-Clássico: entre os anos de 1900 a 1940;

- O período Clássico: de 1935 a 1960;
- Controle Moderno: Posterior ao ano de 1960.

A teoria de controle clássico atendeu bem as especificações para modelagens de sistemas de 1940 à 1960, com os métodos de resposta em frequência (método fundamentado no diagrama de Bode) e o lugar das raízes (*root locus*), este último tendo como mentor Evans (OGATA, 2003).

Porém esta teoria possui certas limitações quanto ao tipo de sistema e suas variações paramétricas. Preferencialmente, para a teoria clássica, atende satisfatoriamente sistemas SISO (*Single Input Single Output*), de uma entrada e uma saída, pois no caso de sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), múltiplas entradas e múltiplas saídas, a modelagem matemática se tornaria extremamente complexa e trabalhosa (OGATA, 2003).

Assim a partir de 1960, com o advento do computador, foi possível fazer a análise de sistemas MIMO no domínio do tempo. Até a década de 80 foram muito estudados os controles ótimo, adaptativo e estocásticos. Após esse período a teoria de controle moderno caminhou para a pesquisa de controle robusto. Essas teorias ajudaram e muito a engenharia a progredir em seus avanços tecnológicos com sistemas de alta complexidade e exigência minuciosa de precisão (OGATA, 2003).

Apesar da teoria de controle clássica ter sido proposta até a década de 60, ela ainda atende de forma satisfatória o projeto para conversores eletrônicos de potência. O que se deve frisar é que os requisitos exigidos destes conversores têm aumentado, como melhor desempenho dos sistemas de controle face às variações de carga, variações paramétricas e também em aplicações envolvendo cargas não lineares, fato que corrobora para o estudo comparativo entre diferentes topologias de compensadores, que por exemplo, melhor se enquadrem para variações nos parâmetros da planta.

## 3.2. DESCRIÇÃO DOS CONTROLADORES UTILIZADOS

### 3.2.1. Controlador PI

O compensador PI (Proporcional-Integral) é um controlador clássico e muito adotado em aplicações industriais (MARTINZ, 2007). Sua função de transferência é dada por (SILVA, 2000):

$$C_{PI} = k_{PI} \frac{(s + z_{PI})}{s} \quad (21)$$

$$z_{PI} = 1/T_i \quad (22)$$

O ganho proporcional  $k_{PI}$  é utilizado para garantir um comportamento transitório apropriado e o seu ganho é proporcional ao sinal de erro, entretanto, na maioria das aplicações, pode ainda existir erros em regime permanente. Isto ocorre porque não é possível aumentar o ganho indefinidamente para reduzir o erro sem levar o sistema à instabilidade. O integrador ( $1/s$ ) do controlador tenta justamente evitar ou até mesmo anular os erros em regime permanente. O zero  $z_i$  do sistema tende a compensar o efeito desestabilizador do polo na origem.

### 3.2.2. Controlador PID implementável

O controlador PID implementável possui a seguinte função de transferência (GERENT, 2005):

$$C_{PID} = k_{PID} \frac{(s + z_{PID}) \cdot (s + z_{PID})}{s(s + p_{PID})} \quad (23)$$

Como observado na função de transferência do controlador, este possui um ganho  $k_{PID}$ , um integrador, um polo ( $p_{PID}$ ) e um zero ( $z_{PID}$ ).

Para evitar o efeito do duplo pólo na planta, considerando a aplicação do inversor VSI com o filtro LC, é inserido o zero sobre a frequência de ressonância do filtro. O polo  $p_{PID}$  evita a amplificação de sinais em alta frequência que passam pelo controlador. Sua alocação geralmente está restrita para a frequência de chaveamento ou algum múltiplo desta, tendo como resultado a não interferência na dinâmica do sistema e nem na margem de fase deste (GERENT, 2005).

$$z_{PID} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (24)$$

$$p_{PID} \cong \frac{40}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (25)$$

Agora é necessário definir qual a frequência de cruzamento ( $f_{cru}$ ) do sistema em malha aberta. Segundo (GERENT, 2005), esta frequência é colocada normalmente em um quarto da frequência de chaveamento para a modulação unipolar (Equação 26) e um oitavo para a modulação bipolar (Equação 27). A frequência de cruzamento tem ligação direta com a velocidade do controlador e quanto maior sua frequência, melhor a dinâmica do controlador. No entanto, esta frequência não deve ultrapassar a metade da frequência de chaveamento (BARBI, 2006).

$$f_{cru} \cong \frac{f_s}{4} \quad (26)$$

$$f_{cru} \cong \frac{f_s}{8} \quad (27)$$



### 3.2.3. Compensador tipo II

$$C_{II} = k_{II} \frac{(s + z_{II})}{s(s + p_{II})} \quad (28)$$

Possui um zero e dois polos, sendo um polo na origem (integrador) [7]. A alocação do zero e de seus polos assemelha-se com a forma de alocação do controlador PID implementável.

### 3.2.4. Compensador tipo III

O compensador tipo III apresenta dois zeros e três polos, sendo um deles na origem (POMILIO, 2014). Geralmente os dois zeros são dispostos de forma a serem coincidentes assim como os dois polos restantes (CAO, 2011). Isso faz com que haja uma região em que o ganho aumenta, melhorando a resposta dinâmica com avanço de fase adequado. A função de transferência é descrita abaixo:

$$C_{III} = k_{III} \frac{(s + z_{III}) \cdot (s + z_{III})}{s(s + p_{III})(s + p_{III})} \quad (29)$$

### 3.2.5. Controlador P+Ressonante

O controlador P+Ressonante retira a parcela integral do controlador PI e a substitui por uma parcela ressonante, podendo sua função de transferência ser expressa pela Equação 30 e 31 (ZMOOD; HOLMES, 2003):

Na forma ideal:

$$C_{Res} = k_P + \frac{2 \cdot k_r \cdot s}{s^2 + \omega^2} \quad (30)$$

E implementável:

$$C_{Res} = k_P + \frac{2 \cdot k_r \cdot \omega_{cut} \cdot s}{s^2 + 2 \cdot \omega_{cut} \cdot s + \omega_o^2} \quad (31)$$

Em que  $k_P$  e  $k_r$  são os ganhos proporcionais e ressonante do controlador P+Ressonante respectivamente.  $\omega_{cut}$  corresponde a faixa de frequência em torno da frequência angular da componente fundamental  $\omega_o$ , na qual se permite um alto ganho finito para o controlador. Assim, a sua largura de banda minimiza a sensibilidade das variações de  $\omega_o$ .

Em outros termos este leva a uma rejeição de perturbações periódicas em regime permanente na mesma frequência. Logo, no caso de cargas não-lineares, o controlador ressonante é sintonizado nas componentes harmônicas principais das perturbações periódicas, rejeitando-as em regime permanente (MANO, 2010). Neste caso, ter-se-á algumas parcelas ressonantes sintonizadas em múltiplos das componentes harmônicas da carga.

A figura abaixo representa o controlador P+Ressonante na forma de diagrama de blocos (VIEIRA, 2008):

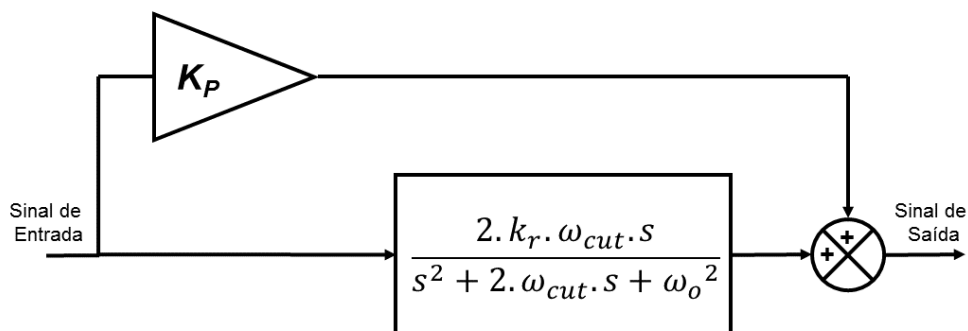


Figura 12 - Diagrama de Blocos do Controlador P+Ressonante.

### 3.3. CONTROLE MODO TENSÃO

Neste modo de controle deseja-se controlar a tensão de saída do inversor  $V_o$  que é a mesma tensão aferida em cima do capacitor do filtro passa-baixa  $V_c$ . O controlador recebe o sinal de erro, proveniente da subtração do sinal de entrada (tensão requerida  $V_{ref}$ ) com o sinal da saída (tensão no capacitor  $V_o$ ); e produz o sinal de controle (sinal da saída do controlador). A saída deste controlador resulta no índice de modulação em amplitude ( $m_a$ ) que multiplicado pela função tensão de saída em função do índice de modulação resulta na tensão de saída  $V_o$ .

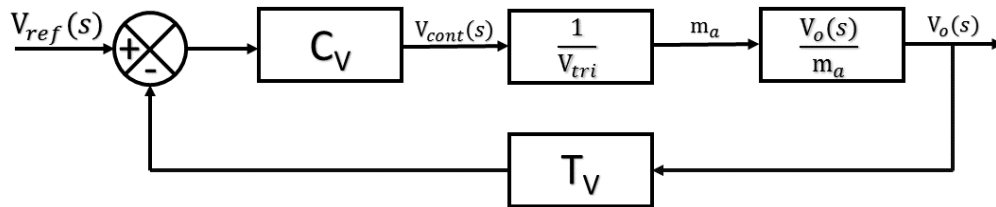


Figura 13 - Diagrama de blocos do controle modo tensão.

Em que:

- $C_V$  é o controlador de tensão;
- $V_{cont}(s)$  o sinal de controle;
- $V_{tri}$  o tensão de pico da portadora triangular;
- $V_o(s)$  tensão de saída do inversor;
- $V_{ref}(s)$  tensão de referência;
- $T_V$  transdutor de tensão;

### 3.4. CONTROLE MODO CORRENTE

Neste modo de controle deseja-se controlar a tensão de saída do inversor com auxílio do controle da corrente do indutor do filtro passa-baixa  $i_L$ . Logo este modo de controle possui duas malhas: a primeira, o controlador de tensão  $C_V$  recebe o sinal de erro, proveniente da subtração do sinal de entrada (tensão requerida  $V_{ref}(s)$ ) com o sinal da saída (tensão no capacitor  $V_o$ ); produzindo o sinal de controle (saída do controlador) que é a corrente de referência  $i_{Lref}(s)$  que deve ser subtraída da corrente lida sobre o indutor do filtro  $i_L(s)$ . A segunda malha tem como entrada o resultado desta operação e após ação do compensador produz o sinal de controle  $V_{cont}(s)$ ; que ao passar pelo modulador resulta em  $m_a$ . A interação com a função  $i_L(s)/m_a$  resulta na saída  $i_L(s)$ , que é lida pelo transdutor de corrente  $T_i$ . A corrente  $i_L(s)$  é entrada para o último bloco do diagrama  $V_o(s)/i_L(s)$  que resulta em  $V_o(s)$ , tensão lida pelo transdutor  $T_v$ . A Figura 14 representa o diagrama de blocos deste modo, utilizando-se das funções de transferências encontradas nas Equações 9 e 10.

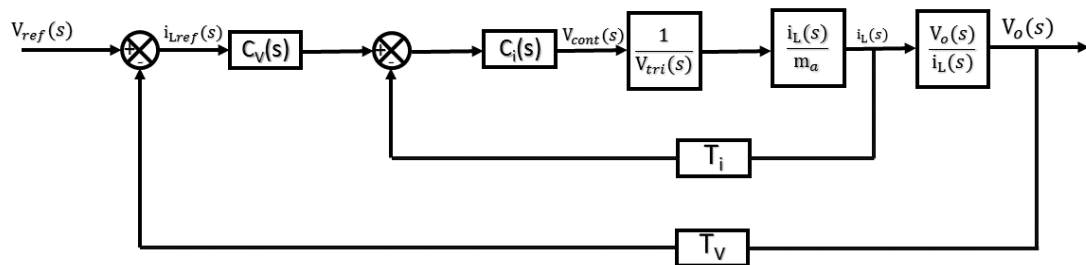


Figura 14 - Diagrama de blocos do controle modo corrente.

## 4. METODOLOGIA DE PROJETO E RESULTADOS

### 4.1. INTRODUÇÃO

Nesta seção, serão apresentados a metodologia de projeto do inversor de tensão em ponte completa alimentando a priori uma carga resistiva. Da mesma forma, mostrar-se-á a metodologia de projeto dos controladores discutidos na seção 3.2, tanto no modo tensão como no modo corrente. Ao final, os resultados serão apresentados afim de possibilitar a análise comparativa entre os controladores.

As respostas e análises serão feitas através de simulações utilizando as ferramentas do *software MATLAB®*.

### 4.2. PROJETO DO INVERSOR ALIMENTANDO UMA CARGA RESISTIVA NO MODO TENSÃO

Primeiramente, é necessário especificar os parâmetros desejados de operação do inversor:  $V_{in}$ , tensão de referência do barramento CC;  $V_o$ , tensão de saída do inversor;  $f_s$ , frequência de chaveamento dos semicondutores;  $f_r$ , frequência fundamental da tensão de saída do inversor;  $P_o$ , potência ativa da carga. Desta forma, a tabela 1 mostra os parâmetros utilizados para o projeto do inversor de tensão.

**Tabela 1 - Parâmetros para o projeto do inversor com carga resistiva.**

<b>Parâmetros</b>	<b>Valor</b>
$V_{in}$	250V
$V_o$	127 V(rms)
$f_s$	20000Hz
$f_r$	60Hz
$P_o$	2500W

A princípio, foi desenvolvido um código no *MATLAB®*, exposto no Apêndice A, para o cálculo dos componentes passivos do filtro (indutor e capacitor), o valor da

resistência da carga e a frequência de corte, com base nas equações 2.15, 2.17 e 2.20. Ao final do código é feita uma chamada da ferramenta *rltool*, a qual permite sintonizar um controlador e averiguar alguns aspectos do sistema como: estabilidade, margem de fase, margem de ganho e frequência de cruzamento de ganho. Critérios estes importantes para o projeto de controladores para conversores de potência via diagrama de bode.

Os parâmetros necessários para o uso dessa ferramenta estão contidos na Função de Transferência de Malha Aberta (FTMA), ou ganho de laço, e a função mais importante é a função de transferência da planta, ou seja, neste caso como se trata do controle modo tensão (Figura 13), a função  $V_o(s)/m_a(s)$ , dada na Equação 11.

Utilizando as equações da seção 2 e convencionando  $\zeta = 1$ , a fim de se evitar oscilações em baixa frequência, encontrou-se o valor dos componentes do filtro LC e da carga R, conforme tabela 2:

**Tabela 2 – Valores dos componentes do filtro de saída e o índice de modulação em amplitude.**

<b>Parâmetros</b>	<b>Valor</b>
C	6,1673 $\mu$ F
L	1,028mH
$r_L$	640,52m $\Omega$
R	6,45 $\Omega$
$m_a$	0,7184

Sendo  $r_l$  calculado conforme Apêndice B.

A sintonização dos controladores terá que garantir que todos os polos da função de transferência de malha fechada estejam no semi-plano esquerdo do plano-s, para que o sistema seja estável (OGATA, 2003). Para conversores de potência é desejável que a margem de fase seja maior do que 45° e a frequência de cruzamento ( $f_{cru}$ ) fique entre 1kHz e 4kHz. Esta frequência é sempre um múltiplo inferior da frequência de chaveamento, não maior do que 1/4 de  $f_s$  (GERENT, 2005).

Com os compensadores projetados, eles são dispostos no bloco  $C_V$  do diagrama de blocos no modo tensão, mostrado na Figura 14. Para a simulação, foi esquematizado o circuito na ferramenta *Simulink* do *MATLAB®*, com as devidas configurações da Tabela 2. A carga resistiva foi dividida em duas, postas em paralelo com metade da potência requerida em cada uma. A primeira (R1) já está acoplada ao

inversor e a segunda (R2) é inserida no pico do terceiro semi-ciclo para fins de verificação da atuação do controlador e de seu desempenho. Ambas possuem o valor de  $12,9\Omega$  que em paralelo equivalem a  $6,45\Omega$ .

Para a simplificação do projeto, adotou-se como unitário os ganhos dos sensores (transdutores) e a tensão de pico da dente de serra (modulador) também como unitária. A função de transferência com os valores dos componentes do filtro fica da seguinte forma:

$$\frac{V_o(s)}{m_a(s)} = \frac{1613}{4,086 \cdot 10^{-8} s^2 + 1,029 \cdot 10^{-3} s + 6,515} \quad (32)$$

#### 4.2.1. Simulação do sistema em malha aberta

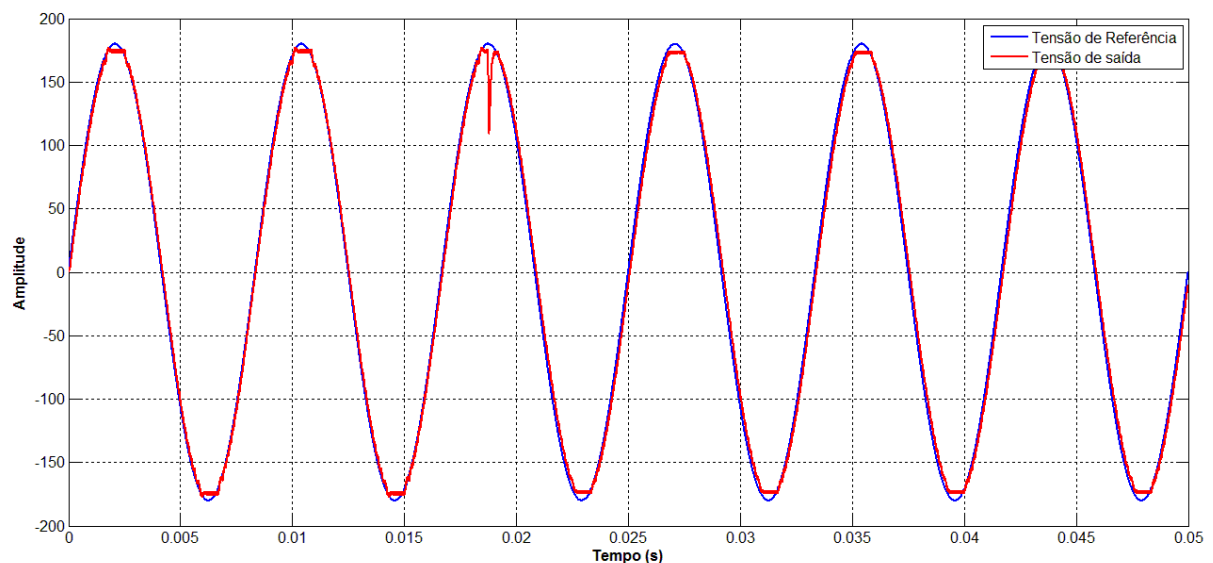
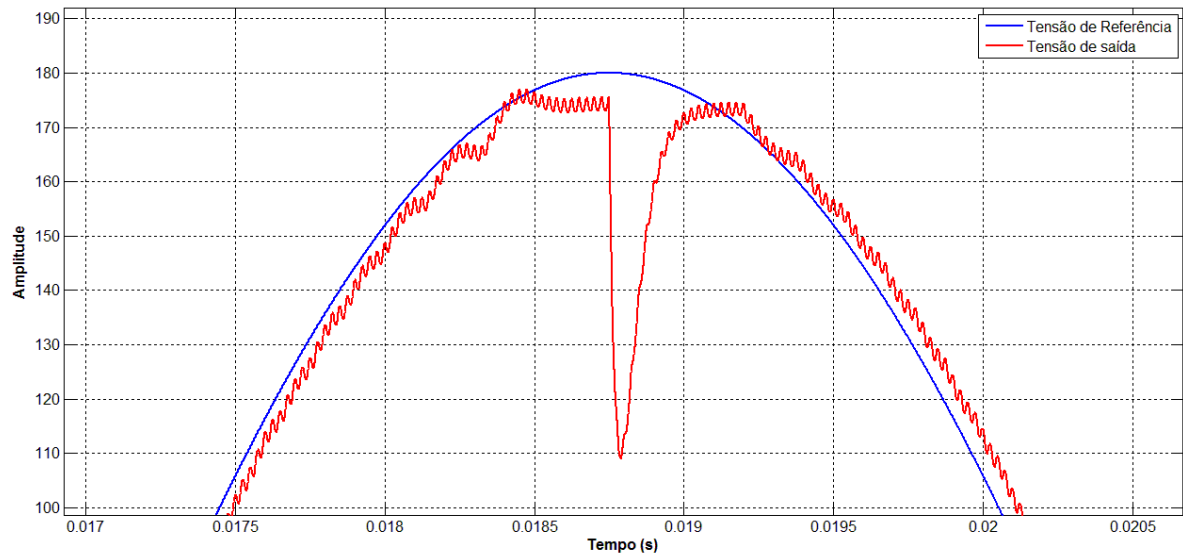
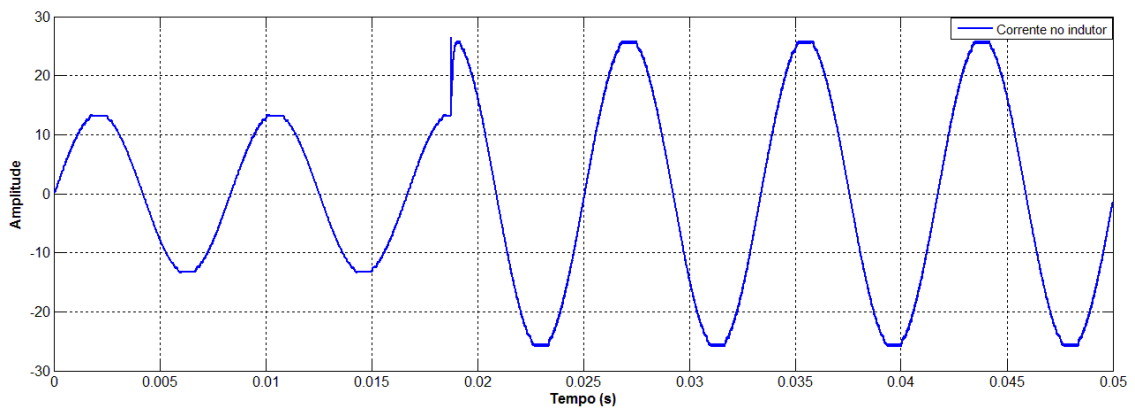


Figura 15 - Tensão de referência e a tensão de saída do sistema em malha aberta.



**Figura 16 – Tensão na saída do inversor em malha aberta durante a inserção da segunda carga.**



**Figura 17 - Corrente no indutor do inversor em malha aberta.**

A Tabela 3 mostra os resultados do sistema simulado em malha aberta, em que o *Overshoot*, *Undershoot* e o tempo de estabelecimento e a DHT foram retiradas através do *Simulink*.  $V_{TV}$ ,  $V_{TP}$  e  $i_{TP}$ , representam respectivamente a tensão de vale, tensão de pico e a corrente de pico, no momento da inserção da segunda metade da carga no sistema (degrau).



Tabela 3 – Resultados do sistema em malha aberta.

Parâmetros	Valor
<i>Overshoot</i>	0%
<i>Undershoot</i>	39,25%
Tempo de estabelecimento	4,1ms
$V_{TV}$	109,1V
$V_{TP}$	0V
$i_{TP}$	27,06A
DHT	1,257%

O ponto mais importante a se destacar é o achatamento do pico da onda senoidal (Fig. 15) demonstrando que o índice de modulação teórico deve ser ajustado por algum controlador a fim de que ambas formas de onda (referência e real) sejam casadas.

#### 4.2.2. Resultados do Controlador PI

A partir dos parâmetros de entrada apresentados na Tabela 1 e do código desenvolvido no *MATLAB*® exposto no Apêndice A, é possível fazer a sintonização do Controlador PI na ferramenta *rltool* do próprio *MATLAB*®.

No ambiente desta ferramenta são inseridos um integrador, para tentar coibir ou mesmo zerar os erros em regime permanente e um zero para compensar o efeito desestabilizador do polo na origem, conforme sua função de transferência (Equação 21). E para conseguir a frequência de cruzamento de ganho apropriada altera-se o ganho  $k$  do controlador.

Assim sintonizou-se este controlador a partir da teoria (tópico 3.2.1) e os critérios citados na seção anterior (tópico 4.2). A função de transferência obtida foi:

$$C_{PI} = 6,8273 \cdot 10^{-3} \frac{(s + 7,64 \cdot 10^3)}{s} \quad (33)$$

O *root locus* do sistema pode ser observado na figura a seguir:

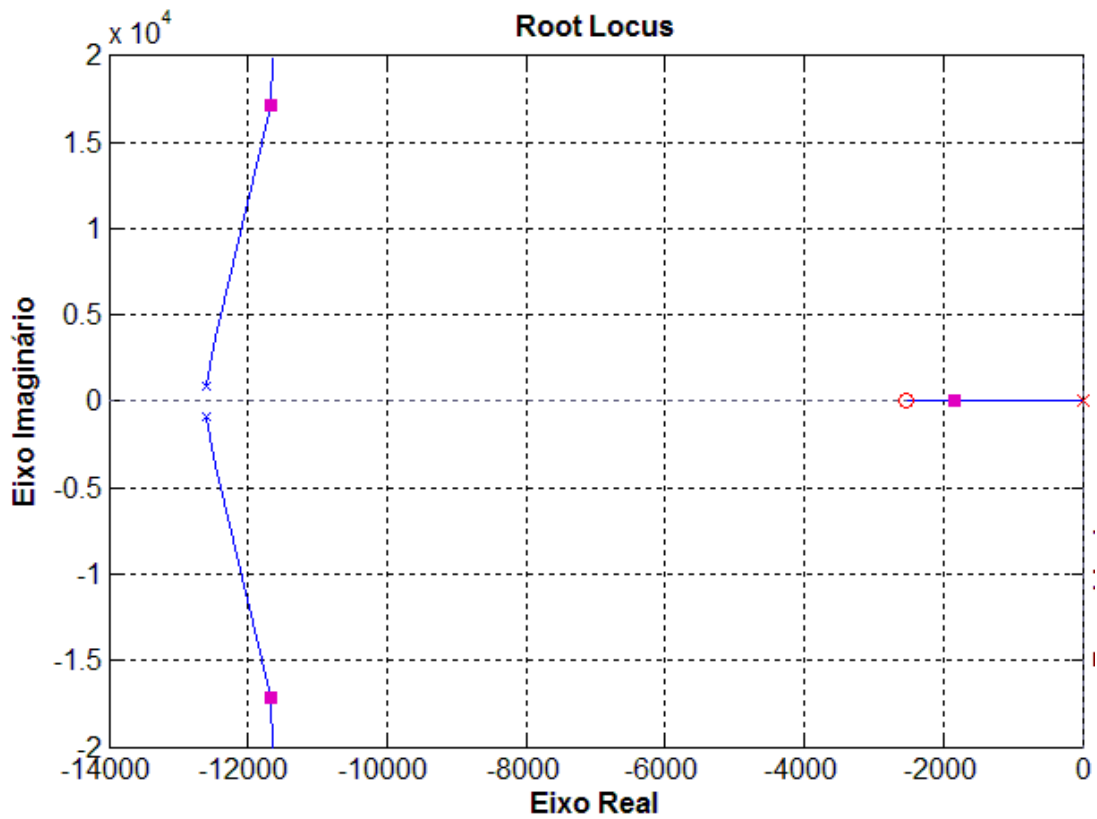


Figura 18 - Root Locus do sistema com o Controlador PI no modo tensão.

Observa-se que todos os polos estão no semi-plano esquerdo do plano-s, o que permite dizer que o sistema é estável. A seguir é mostrado o diagrama de *Bode*, onde se verifica que o controlador possui frequência de cruzamento de ganho de 2,02kHz e margem de fase de 78,4.

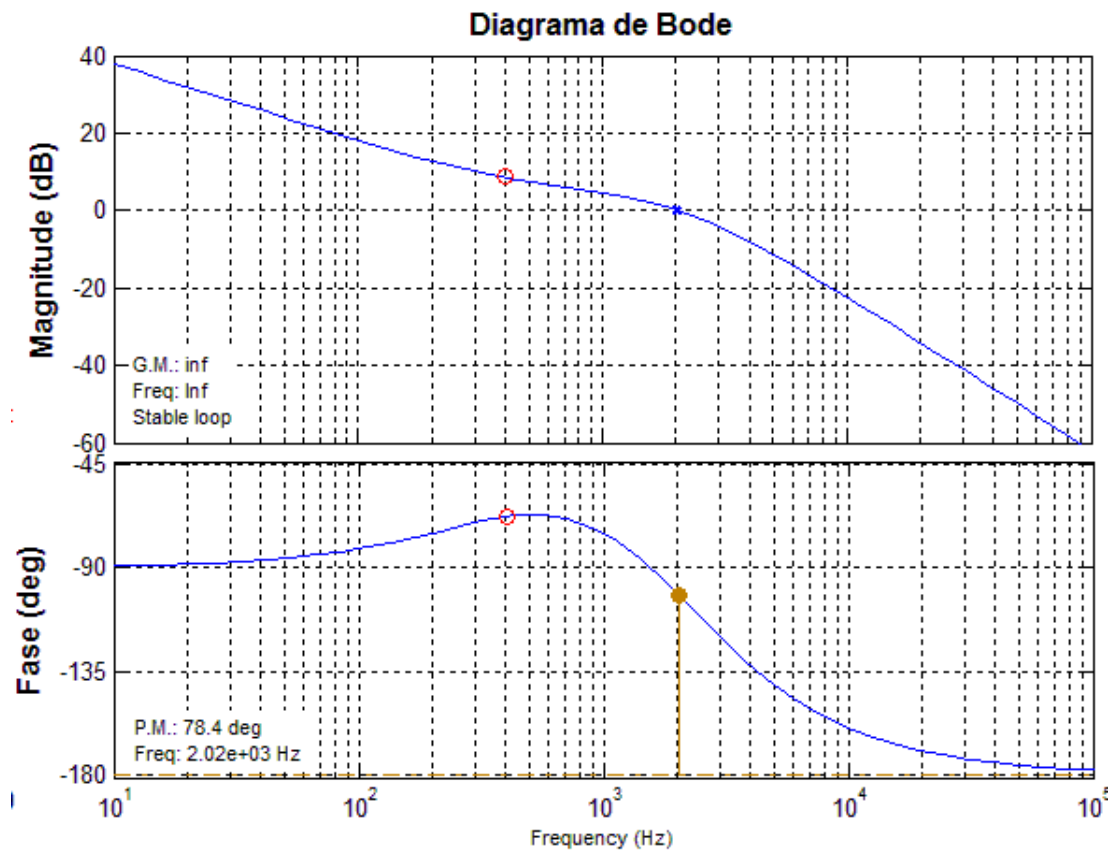
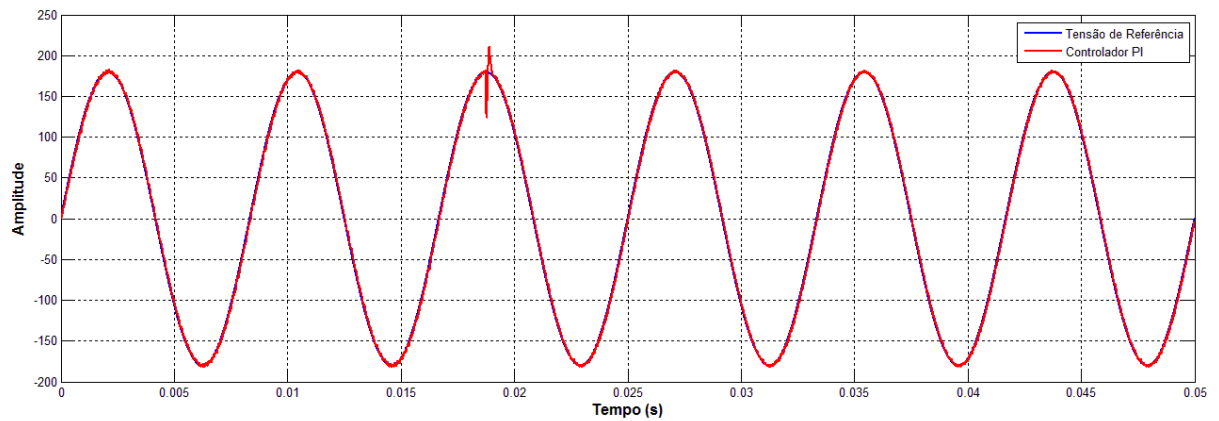


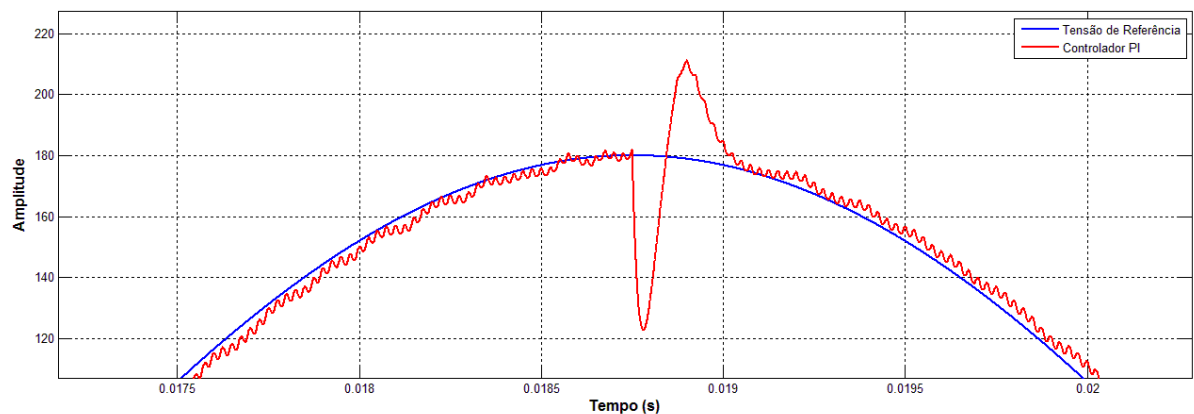
Figura 19 - Diagrama de Bode do sistema com o Controlador PI no modo tensão.

O Apêndice C mostra o circuito no *Simulink* com o controlador sintonizado (Equação 21) inserido, o qual serve de base para as outras simulações no modo tensão de controle. Depois de realizada a simulação, foram coletadas a tensão de referência do inversor, a tensão de saída e a corrente no indutor. Também é retirado da simulação a distorção harmônica total (DHT), *Overshoot*, *Undershoot*, a tensão e corrente de pico e a tensão de vale durante o transitório da inserção da segunda metade da carga e por fim o tempo de estabelecimento. As figuras 20 e 21 mostram a tensão de referência e a tensão de saída e logo após, na figura 22 é mostrada a corrente no indutor.

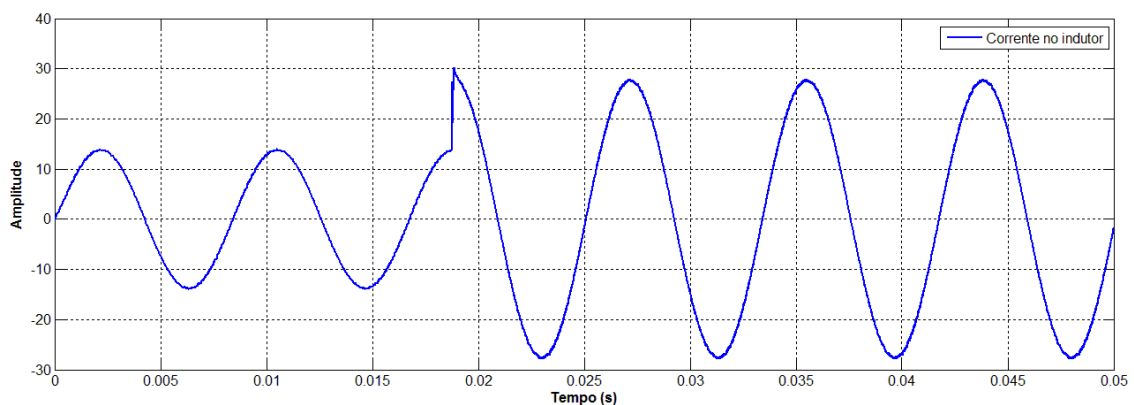


**Figura 20 - Tensão de referência e tensão de saída do inversor com o Controlador PI.**

Nota-se que no terceiro semi-ciclo ocorre a inserção da segunda carga resistiva que causa efeitos de variações no comportamento do sistema, exigindo a atuação do controlador. Esse transitório é detalhado a seguir:



**Figura 21 - Tensão na saída do inversor com o Controlador PI durante a inserção da segunda carga.**



**Figura 22 - Corrente no indutor do inversor com o Controlador PI no modo tensão.**

A inserção da segunda carga no sistema, causou durante seu transitório um vale de tensão ( $V_{TV} = 119,8V$ ) e um pico de tensão ( $V_{TP} = 194,5V$ ), quando seu estado estável deveria ser de 179,6V; a corrente, nesse mesmo transitório, deu um pico ( $i_{TP} = 30,15A$ ), quando seu estado estável deveria ser de 28,09A.

De forma a sintetizar todas as informações dos resultados obtidos, foi disposta a Tabela 4.

**Tabela 4 – Resultados do sistema com o Controlador PI.**

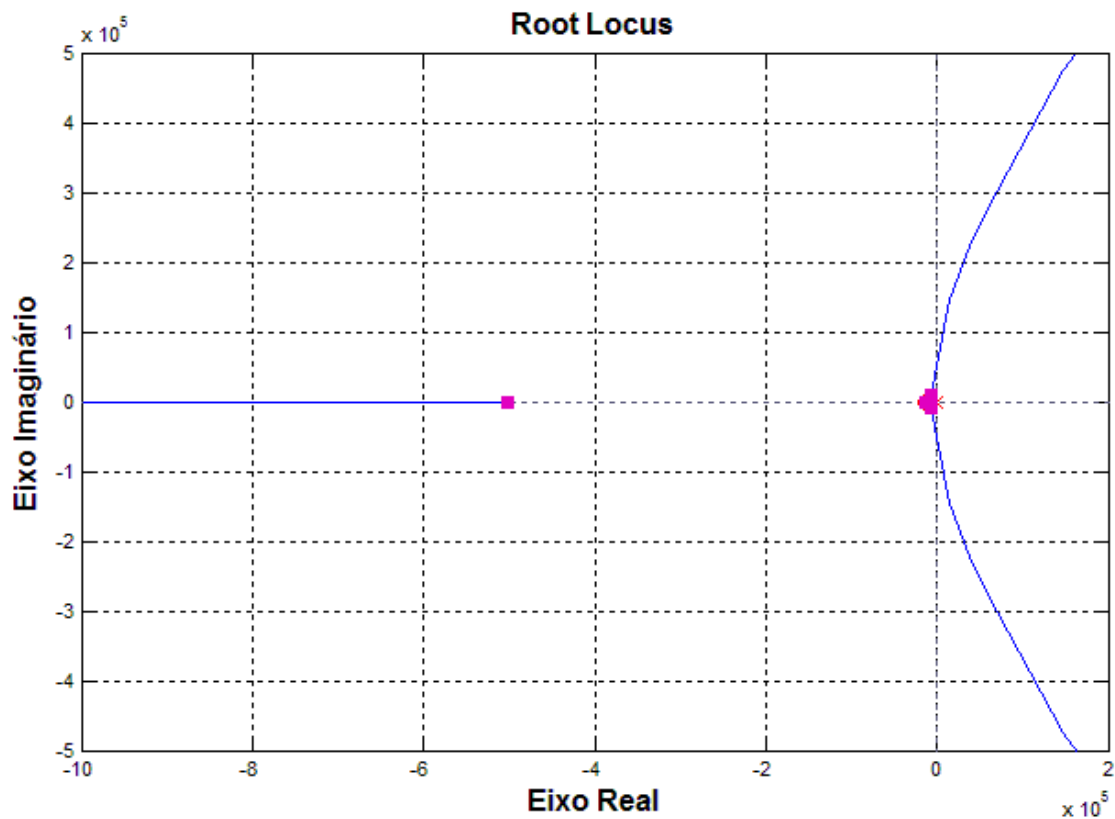
<b>Parâmetros</b>	<b>Valor</b>
<i>Overshoot</i>	17,20%
<i>Undershoot</i>	31,57%
Tempo de estabelecimento	0,31ms
$V_{TV}$	122,9V
$V_{TP}$	210,5V
$i_{TP}$	30,15A
DHT	0,8708%

### 4.2.3. Resultados do Compensador tipo II

Conforme os dados de entrada apresentados na Tabela 1 e do código desenvolvido no *MATLAB*® exposto no Apêndice A, efetuou-se a sintonização do Compensador tipo II com auxílio da ferramenta *rltool* do *MATLAB*®. No ambiente desta ferramenta são inseridos um zero e dois polos, com um dos polos na origem (integrador). Assim sintonizou-se este compensador a partir da teoria (tópico 3.2.3) e os critérios citados na seção anterior (tópico 4.2). A função de transferência obtida foi:

$$C_{II} = 7,9473 \cdot 10^{-3} \frac{(s + 2,53 \cdot 10^3)}{s(s + 5,02 \cdot 10^5)} \quad (34)$$

A seguir está a figura com o *root locus* do sistema com o compensador descrito acima:



**Figura 23- Root Locus do sistema com o Compensador Tipo II no modo tensão.**

Nota-se que todos os polos estão no semi-plano esquerdo do plano-s, o que permite dizer que o sistema é estável. Na figura a seguir é mostrado o diagrama de *Bode* do sistema, onde se verifica que o controlador possui frequência de cruzamento de ganho de 1,39kHz, para manter a margem de fase em um valor adequado de 54,5°.

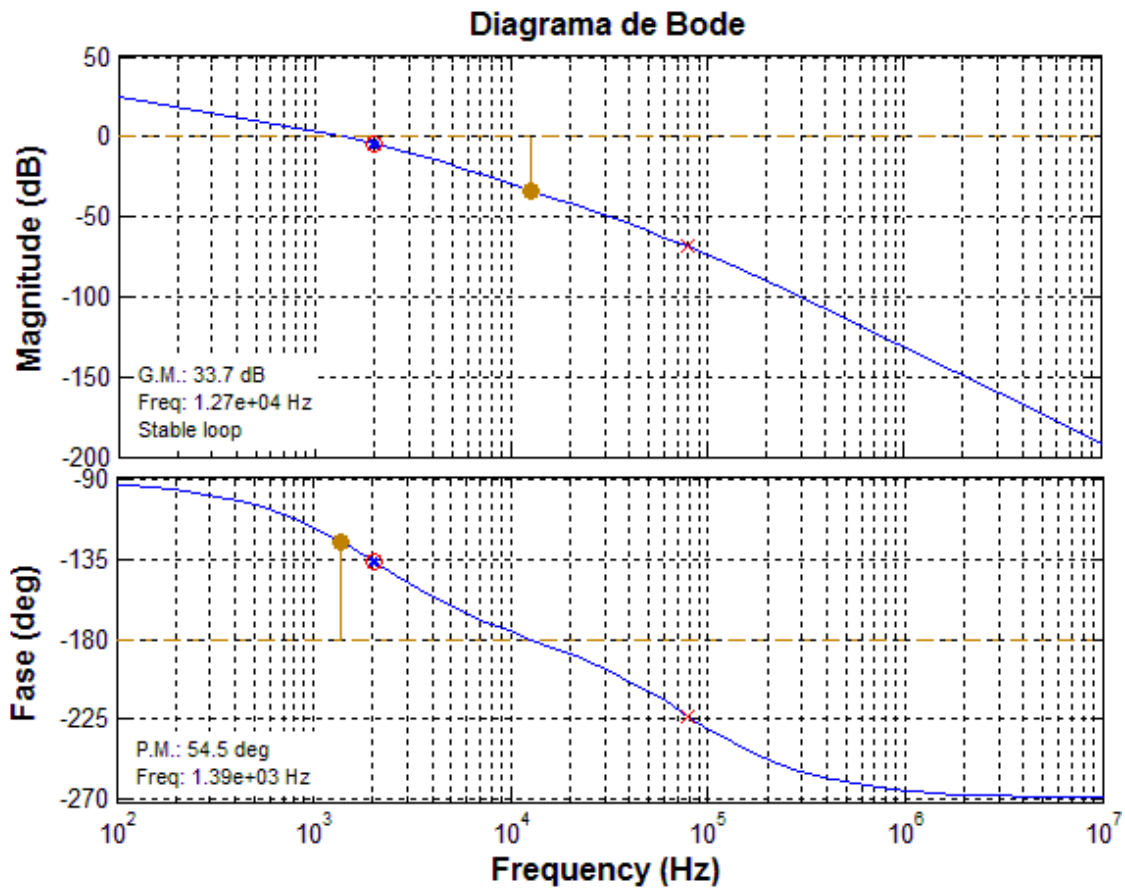
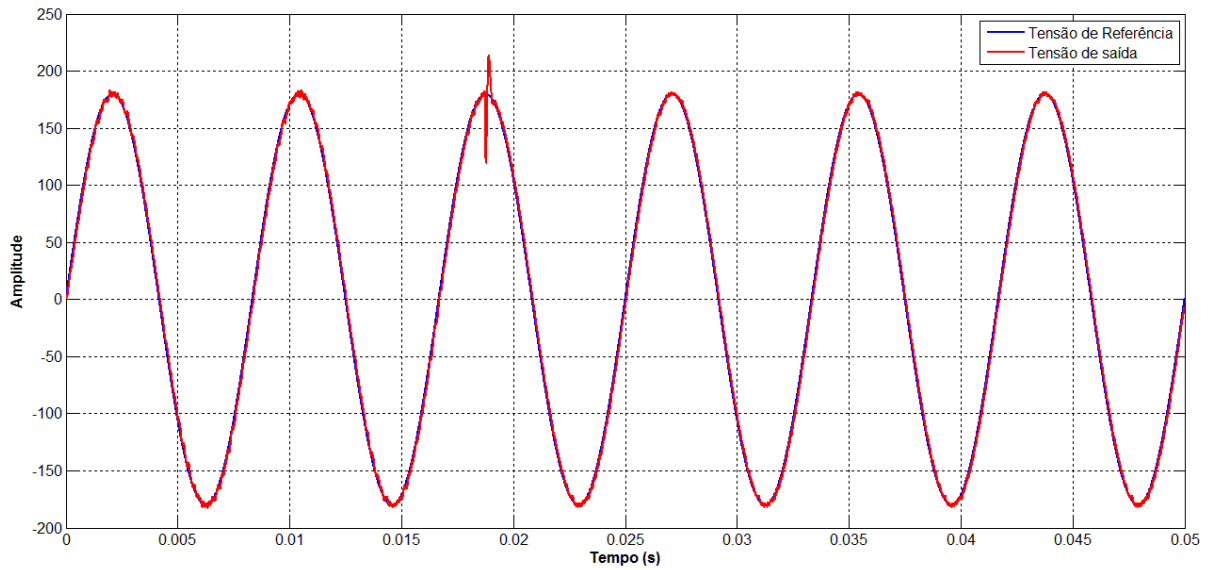


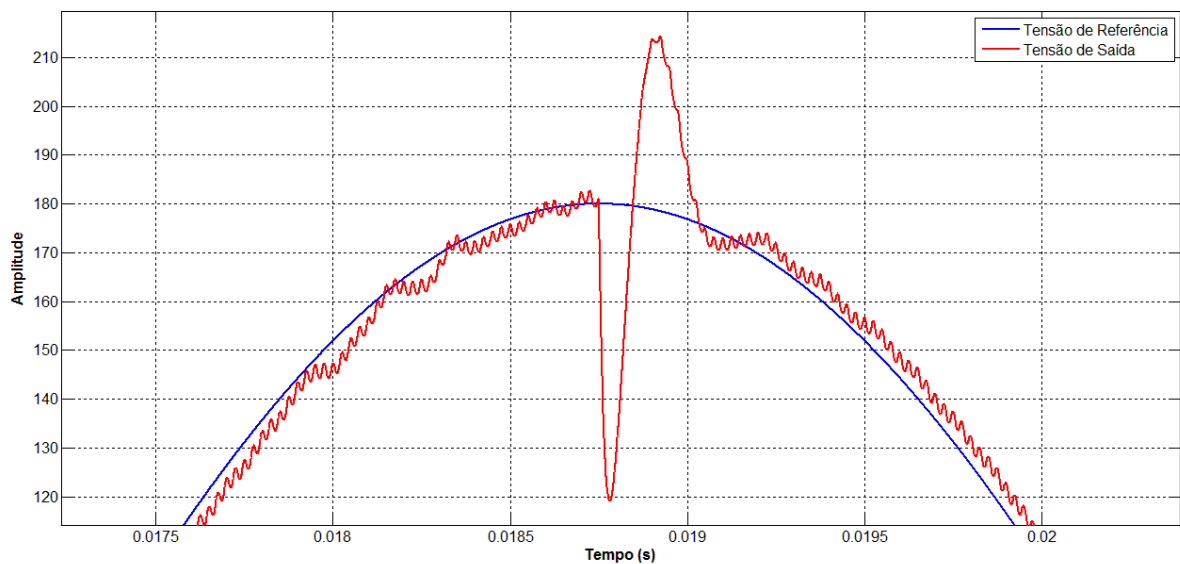
Figura 24- Diagrama de Bode do sistema com o Compensador Tipo II no modo tensão.

Assim como o controlador PI mostrado no Apêndice C, esquematizou-se a simulação da mesma forma, mudando apenas a parte do controlador no qual foi colocado conforme a Equação 28. Depois de realizada a simulação, foram coletadas a tensão de referência (referência) do inversor, a tensão de saída e a corrente no indutor. Também é retirada da simulação a distorção harmônica total (DHT), *Overshoot*, *Undershoot*, a tensão e corrente de pico e a tensão de vale durante o transitório da inserção da segunda metade da e por fim o tempo de estabelecimento. As figuras 25 e 26 mostram a tensão de referência e a tensão de saída e logo após, na figura 27 é mostrada a corrente no indutor.



**Figura 25 - Tensão de referência e tensão de saída do inversor com o Compensador Tipo II.**

No terceiro semi-ciclo ocorre a inserção da segunda carga resistiva que causa efeitos de variações no comportamento do sistema, exigindo a atuação do compensador. Esse transitório é detalhado a seguir:



**Figura 26 - Tensão na saída do inversor com o Compensador Tipo II durante a inserção da segunda carga.**



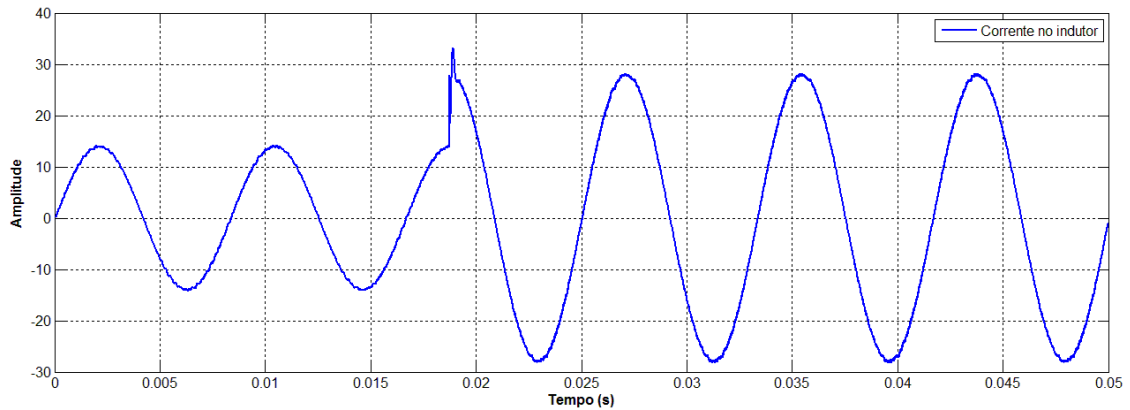


Figura 27 - Corrente no indutor do inversor com o Compensador Tipo II no modo tensão.

A inserção da segunda carga no sistema, causou durante seu transitório um vale de tensão ( $V_{TV} = 119,1V$ ) e um pico de tensão ( $V_{TP} = 214,3V$ ), quando seu estado estável deveria ser de  $179,6V$ ; a corrente, nesse mesmo transitório, deu um pico ( $i_{TP} = 33,23A$ ), quando seu estado estável deveria ser de  $28,09A$ .

De forma a sintetizar todas as informações dos resultados obtidos, foi disposta a Tabela 5.

Tabela 5 – Resultados do sistema com o Compensador Tipo II

Parâmetros	Valor
<i>Overshoot</i>	19,32%
<i>Undershoot</i>	33,68%
Tempo de estabelecimento	0,29ms
$V_{TV}$	119,1V
$V_{TP}$	214,3V
$i_{TP}$	33,23A
DHT	0,9018%

#### 4.2.4. Resultados do Controlador PID implementável

Com as informações da Tabela 1 e o código desenvolvido no *MATLAB*® exposto no Apêndice A, realizou-se a sintonização do Controlador PID implementável na ferramenta *rltool* do próprio *MATLAB*®.

No ambiente da ferramenta *rltool* são inseridos um integrador, para tentar coibir ou mesmo zerar os erros em regime permanente, um polo (de acordo com a

Equação 24) para que haja a possibilidade de uma implementação física deste controlador e um zero (de acordo com a Equação 25) para evitar o efeito do duplo polo na planta.

Assim sintonizou-se este compensador a partir da teoria (seção 3.2.2) e os critérios citados na seção anterior (seção 4.2). A função de transferência obtida foi:

$$C_{PID} = 0,16342 \cdot 10^{-3} \frac{(s + 1,26 \cdot 10^4)(s + 1,26 \cdot 10^4)}{s(s + 5,02 \cdot 10^5)} \quad (35)$$

O *root locus* do sistema pode ser observado na figura a seguir:

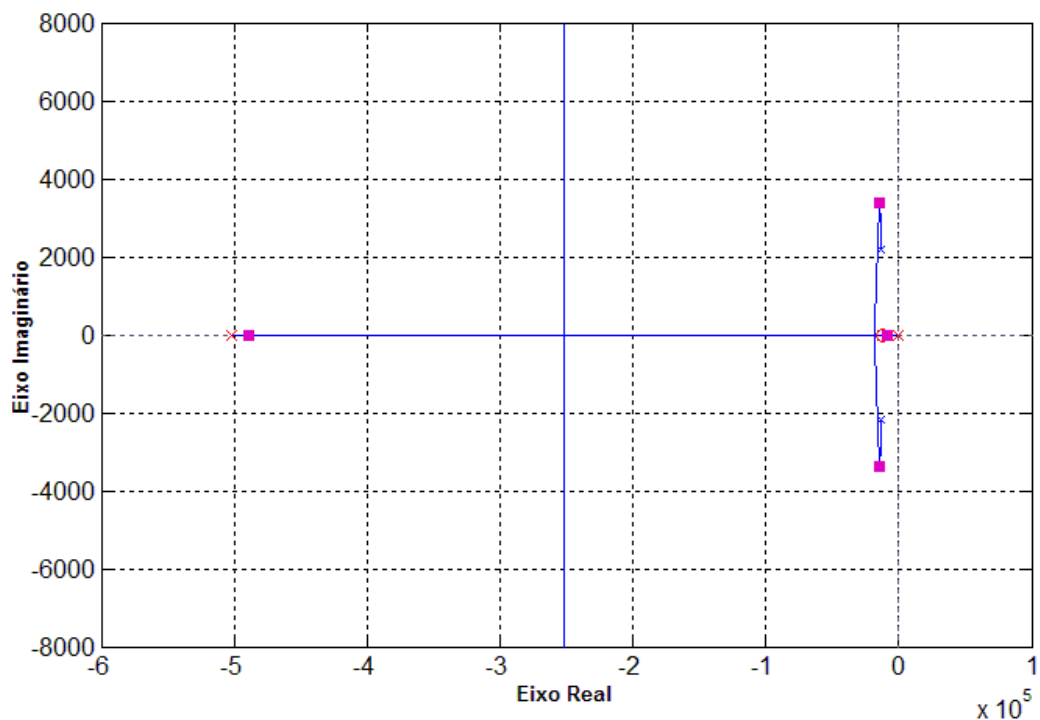


Figura 28 - *Root Locus* do sistema com o Controlador PID implementável.

Observa-se que todos os polos estão no semi-plano esquerdo do plano-s, o que permite dizer que o sistema é estável. A seguir é mostrado o diagrama de *Bode*, onde se verifica que o controlador possui frequência de cruzamento de ganho de 2,01kHz e a margem de fase de 90,3.

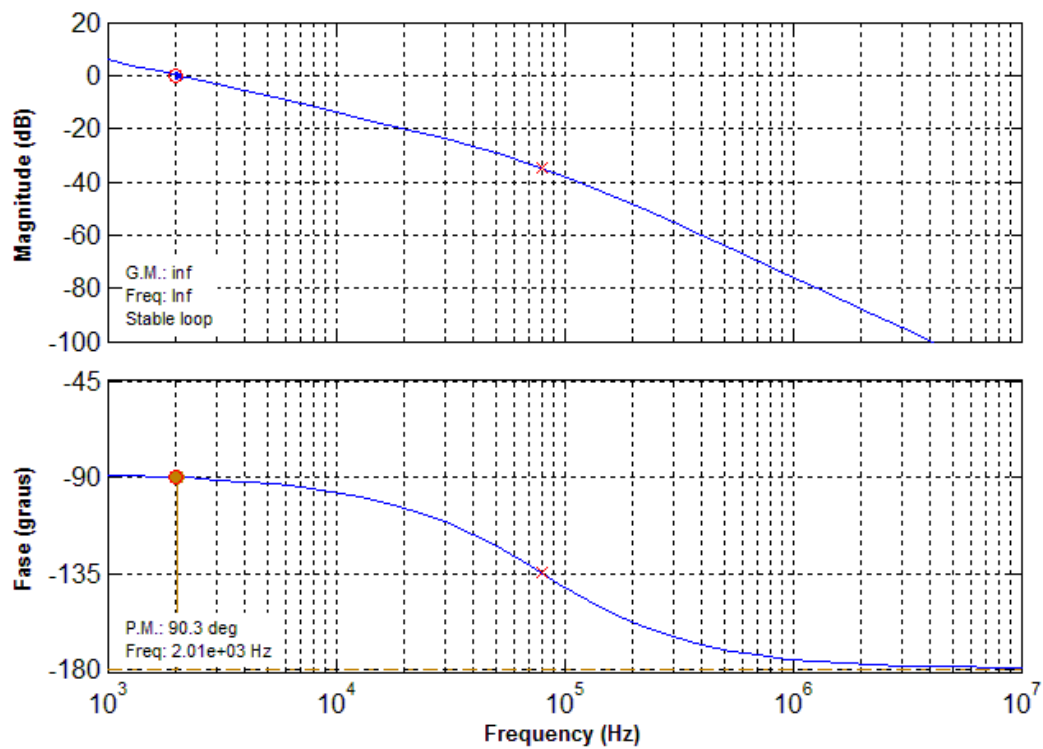


Figura 29 - Diagrama de Bode do sistema com o Controlador PID implementável.

Depois de realizada a simulação, foram coletadas a tensão de referência do inversor, a tensão de saída e a corrente no indutor. Também é retirado da simulação a distorção harmônica total (DHT). A Figura 30 e 31 mostra a tensão de referência e a tensão de saída e logo após, na Figura 32 é mostrada a corrente no indutor.

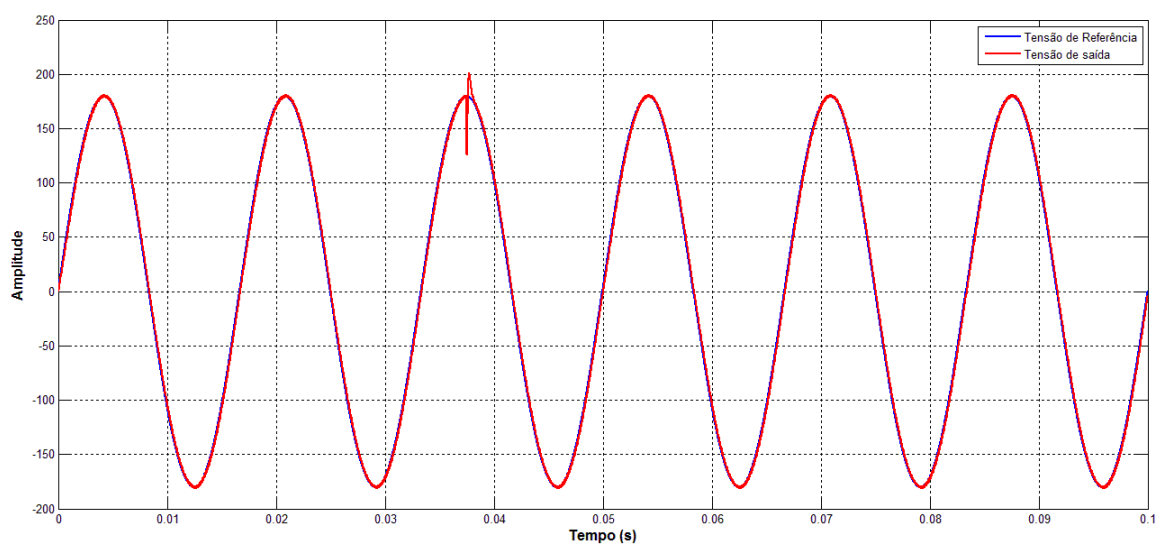
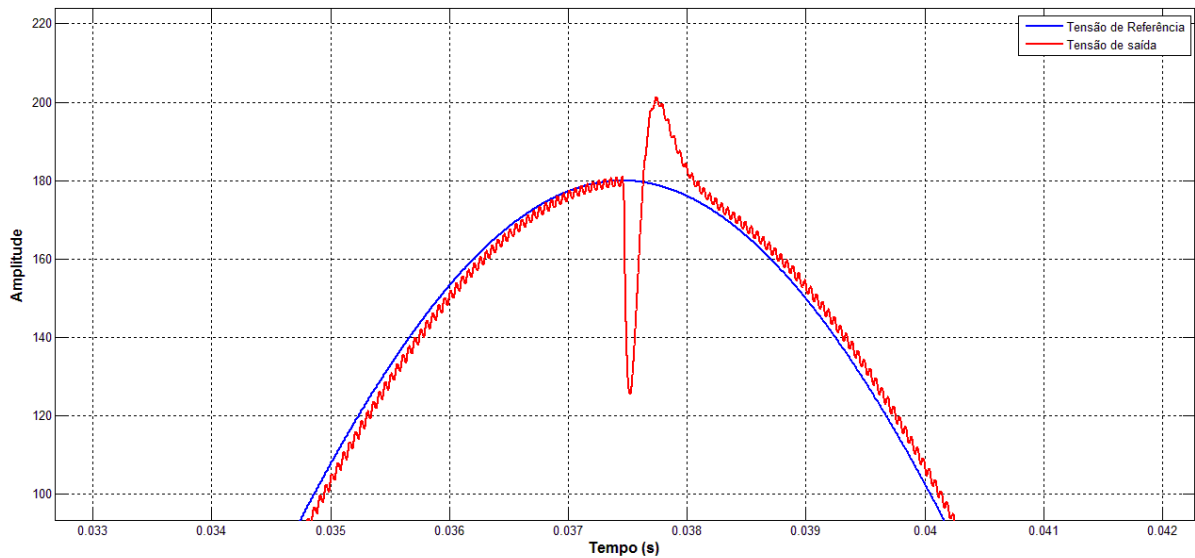
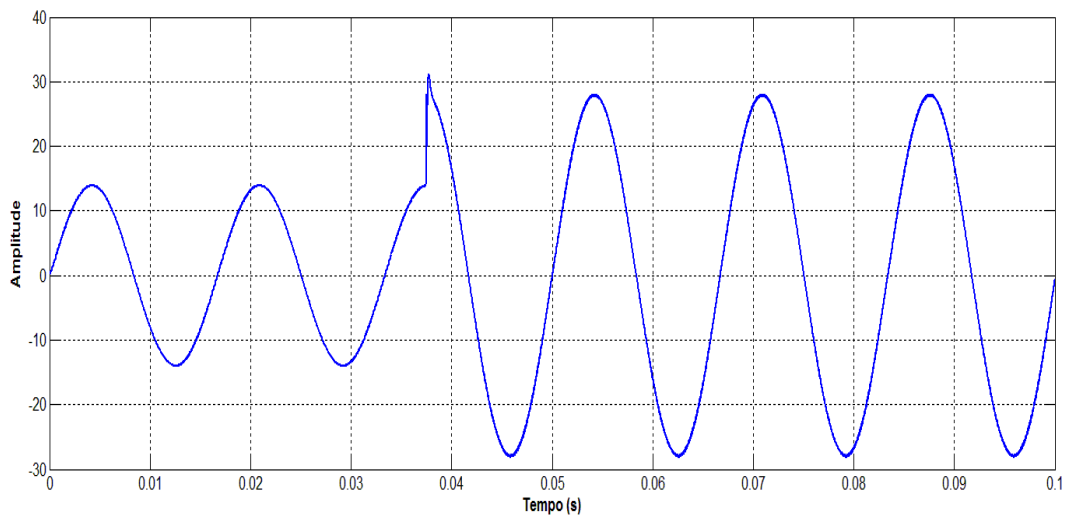


Figura 30 - Tensão de referência e tensão de saída do inversor com o Controlador PID implementável.

Observa-se que no terceiro semi-ciclo ocorre a inserção da segunda carga resistiva que causam efeitos de variações no comportamento do sistema, exigindo a atuação do compensador. Esse transitório é detalhado a seguir:



**Figura 31 - Tensão na saída do inversor com o Controlador PID implementável durante a inserção da segunda carga.**



**Figura 32 - Corrente no indutor do inversor com o Controlador PID implementável no modo tensão.**

A inserção da segunda carga no sistema, causou durante seu transitório um vale de tensão ( $V_{TV} = 125,5V$ ) e um pico de tensão ( $V_{TP} = 201,5V$ ), quando seu estado estável deveria ser de 179,6V; a corrente, nesse mesmo transitório, deu um pico ( $i_{TP} = 31,24A$ ), quando seu estado estável deveria ser de 28,09A.

De forma a sintetizar todas as informações dos resultados obtidos, foi disposta a Tabela 6.

**Tabela 6 – Resultados do sistema com o Controlador PID implementável.**

<b>Parâmetros</b>	<b>Valor</b>
<i>Overshoot</i>	12,19%
<i>Undershoot</i>	30,12%
Tempo de estabelecimento	0,34ms
$V_{TV}$	125,5V
$V_{TP}$	201,5V
$i_{TP}$	31,24A
DHT	0,7087%

#### 4.2.5. Resultados do Compensador tipo III

Assim como nos projetos anteriores, os parâmetros de entrada foram retirados da Tabela 1 e do código desenvolvido no *MATLAB*® exposto no Apêndice A. Então, efetuou-se a sintonização do Compensador tipo III com auxílio da ferramenta *rltool* do próprio *MATLAB*®.

Na ferramenta *rltool*, são inseridos dois zeros e três polos, sendo um polo na origem (integrador), conforme sua função de transferência (Equação 29). O intuito é que haja dois zeros e dois polos (exceto o da origem), os zeros são coincidentes bem como os polos, para que exista uma região onde ocorre aumento do ganho, implicando no melhoramento da resposta dinâmica e avanço de fase.

Assim sintonizou-se este compensador a partir da teoria (tópico 3.2.4) e os critérios citados na seção anterior (tópico 4.2). A função de transferência obtida foi:

$$C_{III} = 82096 \frac{(s + 1,26 \cdot 10^4)(s + 1,26 \cdot 10^4)}{s(s + 5,02 \cdot 10^5)(s + 5,02 \cdot 10^5)} \quad (36)$$

O *root locus* do sistema pode ser observado na figura a seguir:

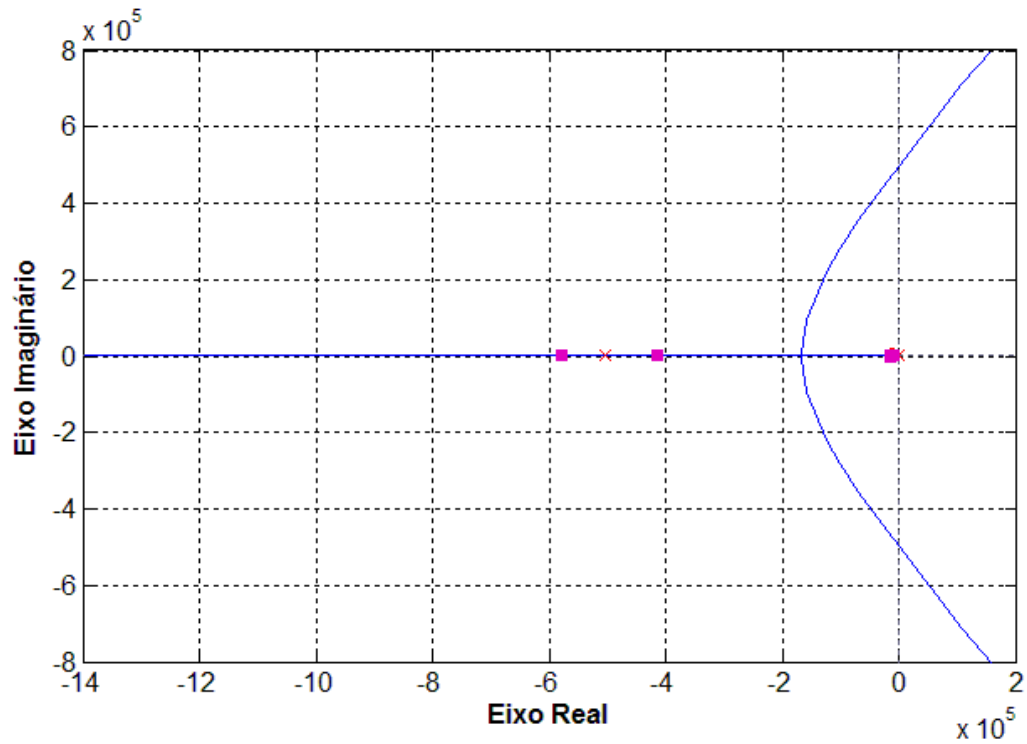


Figura 33 - Root Locus do sistema com o Compensador tipo III.

Como pode se ver, todos os polos estão no semi-plano esquerdo do plano-s, o que permite dizer que o sistema é estável. Abaixo é mostrado o diagrama de Bode, onde se verifica que o controlador possui frequência de cruzamento de ganho de 2,01kHz e margem de fase de 88,8°.

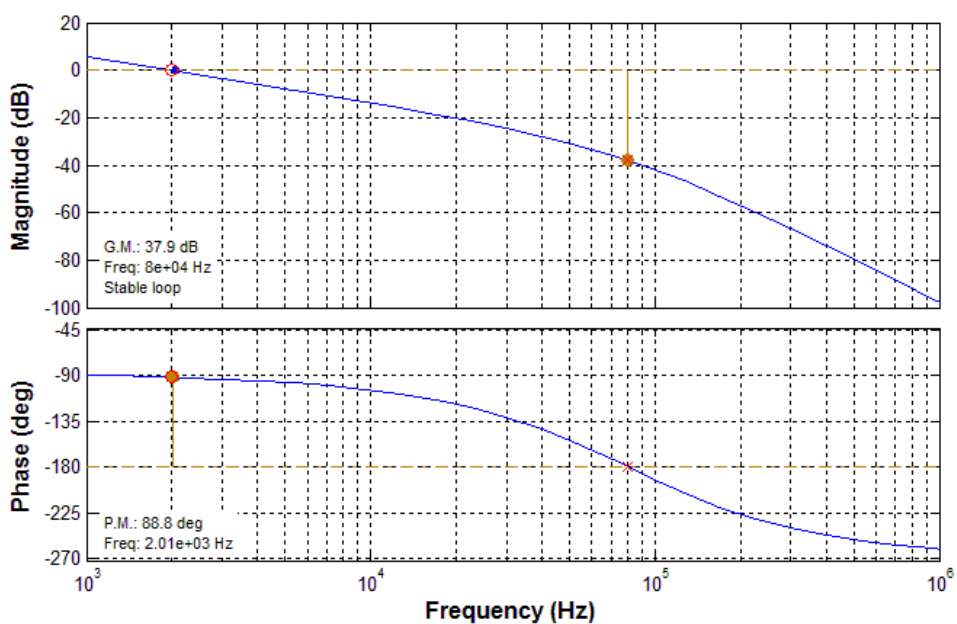
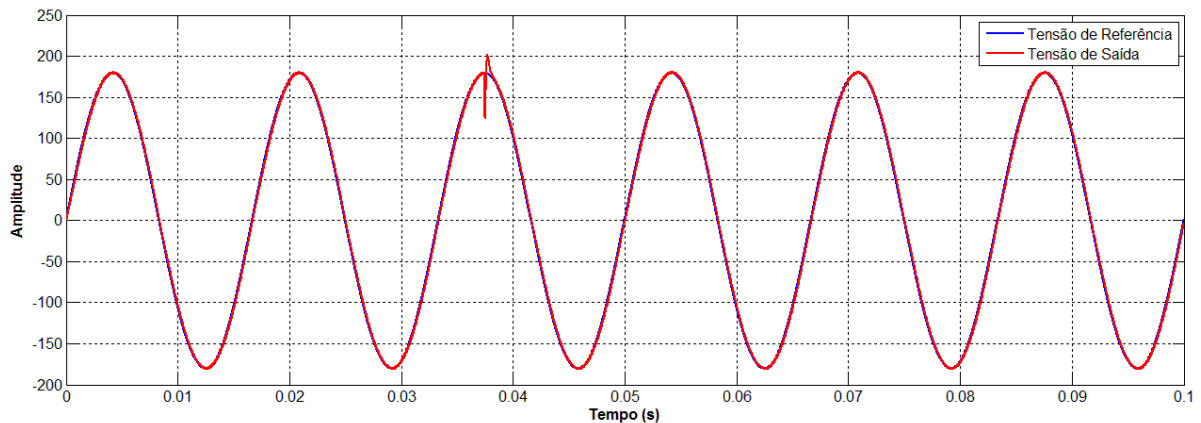


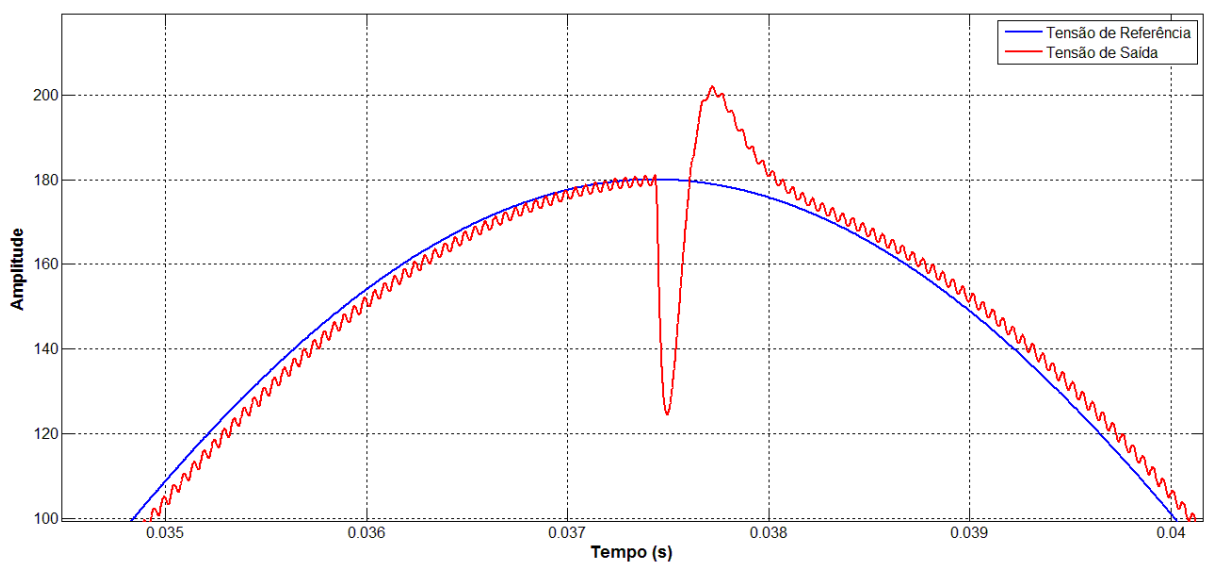
Figura 34 - Diagrama de Bode do sistema com o Compensador tipo III.

Depois de realizada a simulação, foram coletadas a tensão de referência (referência) do inversor, a tensão de saída e a corrente no indutor. Também é retirado da simulação a distorção harmônica total (DHT). A Figura 35 e 36 mostra a tensão de referência e a tensão de saída e logo após, na Figura 37 é mostrada a corrente no indutor.

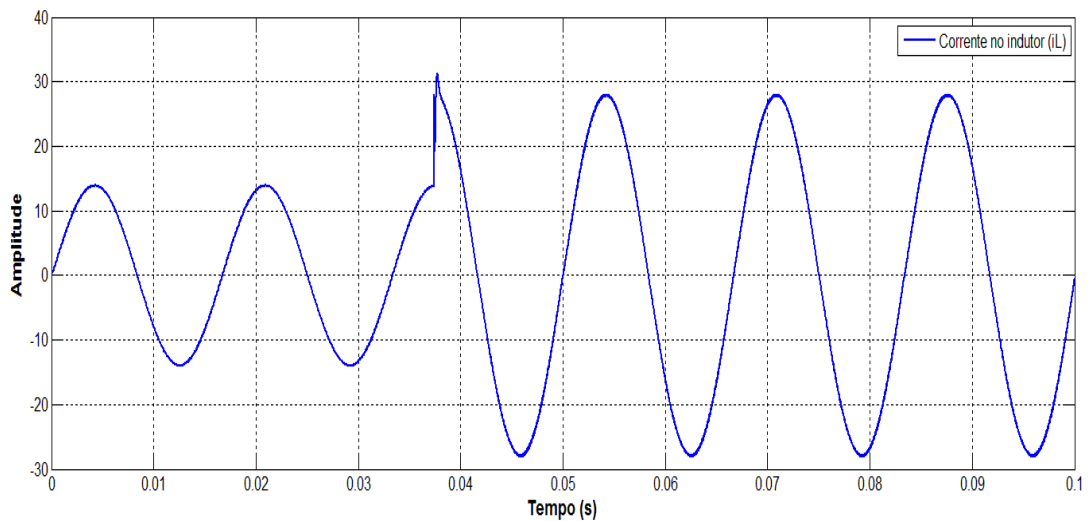


**Figura 35 - Tensão de referência e tensão de saída do inversor com o Compensador tipo III no modo tensão.**

No terceiro semi-ciclo ocorre a inserção da segunda carga resistiva que causa efeitos de variações no comportamento do sistema, exigindo a atuação do compensador. Esse transitório é detalhado a seguir:



**Figura 36 - A Tensão na saída do inversor com o Compensador Tipo III durante a inserção da segunda carga.**



**Figura 37 - Corrente no indutor do inversor com o Compensador tipo III no modo tensão.**

A inserção da segunda carga no sistema, causou durante seu transitório um vale de tensão ( $V_{TV} = 124,5V$ ) e um pico de tensão ( $V_{TP} = 202,1V$ ), quando seu estado estável deveria ser de  $179,6V$ ; a corrente, nesse mesmo transitório, deu um pico ( $i_{TP} = 31,32A$ ), quando seu estado estável deveria ser de  $28,09A$ .

De forma a sintetizar todas as informações dos resultados obtidos, foi disposta a Tabela 7.

**Tabela 7 – Resultados do sistema com o Compensador tipo III.**

<b>Parâmetros</b>	<b>Valor</b>
<i>Overshoot</i>	12,52%
<i>Undershoot</i>	30,67%
Tempo de estabelecimento	0,34ms
$V_{TV}$	124,5V
$V_{TP}$	202,1V
$i_{TP}$	31,32A
DHT	0,7326%



#### 4.2.6. Resultados do Controlador P+Ressonante

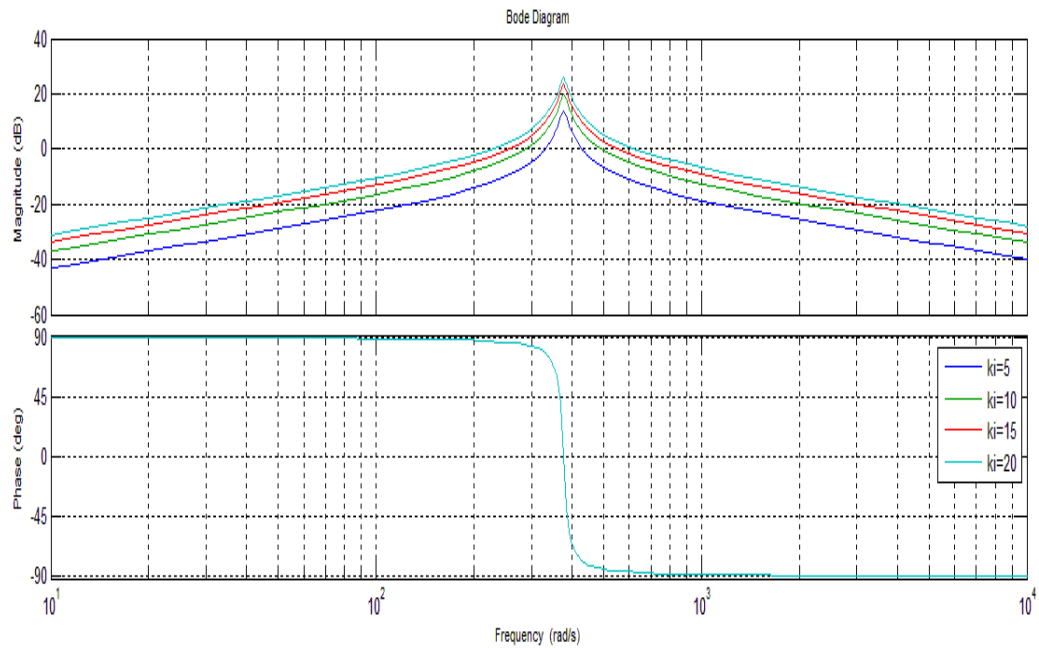
Assim como nos projetos anteriores, os parâmetros de entrada foram retirados da Tabela 1. Inicia-se então o projeto através da inserção dos valores da função de transferência do controlador P+Ressonante na sua forma implementável, conforme equação 31.

Segundo (AWAD et al, 2005) a norma *EN50160 (European Standart)* a maioria das cargas funcionam corretamente se o desvio da frequência da rede está entre a faixa de  $\pm 1\text{Hz}$ . Neste trabalho adotou-se uma faixa de  $\pm 0,8\text{Hz}$ , que implica em uma largura de banda de  $1,6\text{Hz}$  condizendo em velocidade angular  $\omega_{cut} \cong 10\text{rad/s}$ .

Como dito nas especificações de projeto, deseja-se obter como saída uma onda senoidal com uma frequência de  $60\text{Hz}$  (componente fundamental). Logo é possível obter o valor de  $\omega_o$  apenas transformando a componente da frequência fundamental em velocidade angular, resultando em  $\omega_o \cong 377 \text{ rad/s}$ .

Quanto aos ganhos, primeiramente escolhe-se o valor de  $k_p$ , afim de obter boa resposta dinâmica e estabilidade para o inversor. Utilizando o *rltool*, com o compensador unitário, incrementou-se o ganho  $k_p$  e verificou-se que para ganhos acima de 2 o sistema apresentou tendência à oscilação.

Para o valor de  $k_r$ , desenvolveu-se uma rotina no *MATLAB®* com a parte ressonante do sistema e com os dados aferidos acima:  $\omega_o = 377 \text{ rad/s}$  e  $\omega_{cut} = 10\text{rad/s}$ . Foram feitas 4 iterações com a parte ressonante do controlador, sendo cada uma delas com o valor do ganho  $k_r$  diferente, iniciando-o no valor 5, com incremento de 5, até o valor final 20. Esta rotina é apresentada no apêndice D.



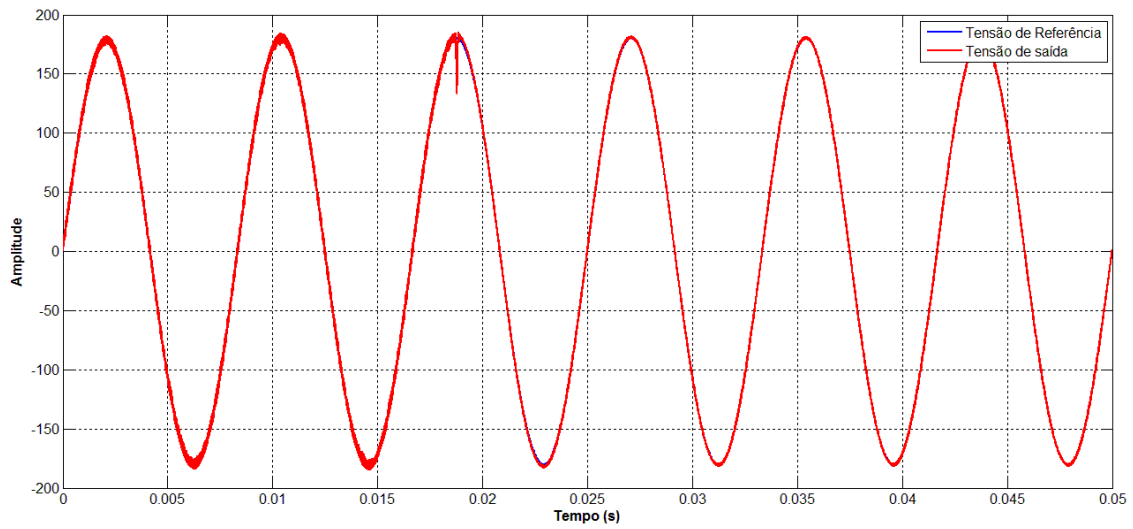
**Figura 38 - Diagrama de Bode da Parte Ressonante do Controlador P+Ressonante.**

Com o critério de que o ganho deve ser maior do que 20db na frequência :  $\omega_o = 377$  rad/s, apresentaram-se dois valores:  $k_r = 15$  ( $1/\Omega$ ) e  $k_r = 20$  ( $1/\Omega$ ). Por se desejar o maior ganho possível nesta frequência, mas limitando-se nestas iterações, adotou-se  $k_r = 20$  ( $1/\Omega$ ).

Assim, a função de transferência encontrada para tal controlador é:

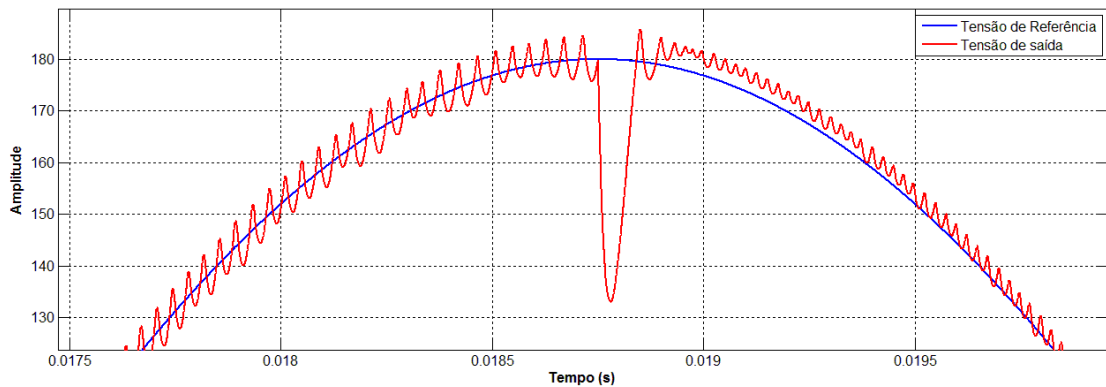
$$C_{Res} = 2 + \frac{400 \cdot s}{s^2 + 20 \cdot s + 142129} \quad (37)$$

Depois de realizada a simulação, foram coletadas a tensão de referência do inversor, a tensão de saída e a corrente no indutor. Também é retirado da simulação a distorção harmônica total (DHT). As figuras 39 e 40 mostra a tensão de referência e a tensão de saída e na figura 41 é mostrada a corrente no indutor.

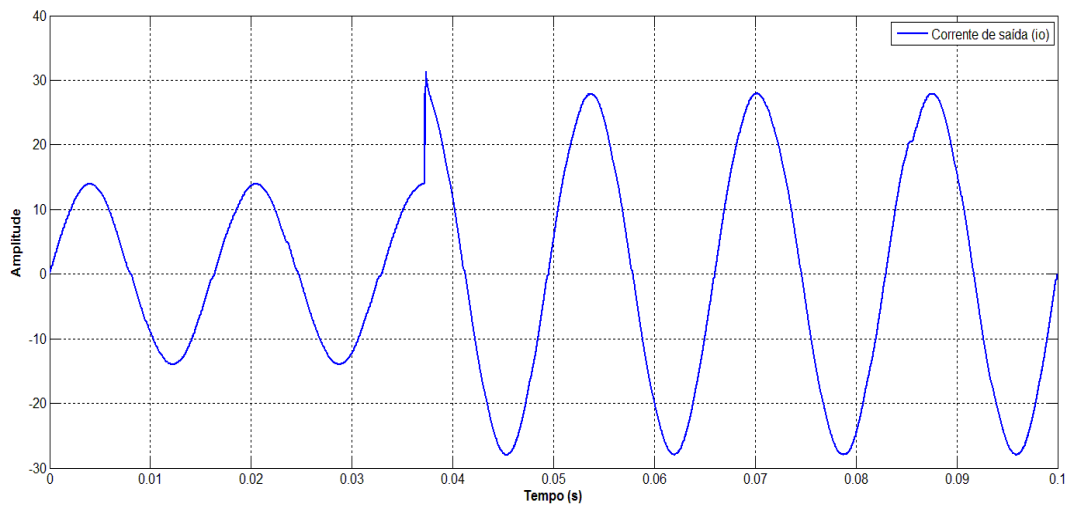


**Figura 39 - Tensão de referência e tensão de saída do inversor com o controlador P+Ressonante.**

Nota-se que no terceiro semi-ciclo ocorre a inserção da segunda carga resistiva que causa efeitos de variações no comportamento do sistema, exigindo a atuação do compensador. Esse transitório é detalhado a seguir:



**Figura 40 - Tensão na saída do inversor durante a inserção da segunda carga.**



**Figura 41 - Corrente no indutor do inversor com o controlador P+Ressonante.**

A inserção da segunda carga no sistema, causou durante seu transitório um vale de tensão ( $V_{TV} = 133V$ ) e um pico de tensão ( $V_{TP} = 185,6V$ ), quando seu estado estável deveria ser de  $179,6V$ ; a corrente, nesse mesmo transitório, deu um pico ( $i_{TP} = 31,32A$ ), quando seu estado estável deveria ser de  $28,09A$ .

De forma a sintetizar todas as informações dos resultados obtidos, foi disposta a Tabela 8.

**Tabela 8 – Resultados do sistema com o controlador P+Ressonante.**

<b>Parâmetros</b>	<b>Valor</b>
<i>Overshoot</i>	3,34%
<i>Undershoot</i>	25,94%
Tempo de estabelecimento	9 $\mu$ s
$V_{TV}$	133V
$V_{TP}$	185,6 V
$i_{TP}$	31,32A
DHT	1,12%

### 4.2.7. Análise comparativa dos controladores em modo tensão com carga resistiva

Para sintetizar os resultados dos controladores desenvolvidos em modo tensão com carga resistiva, foram feitas as figuras 42 e 43 contendo todos os projetos para este modo de controle, com inserção da segunda carga (referente a metade da potência de projeto) no segundo semi-ciclo da simulação em degrau.

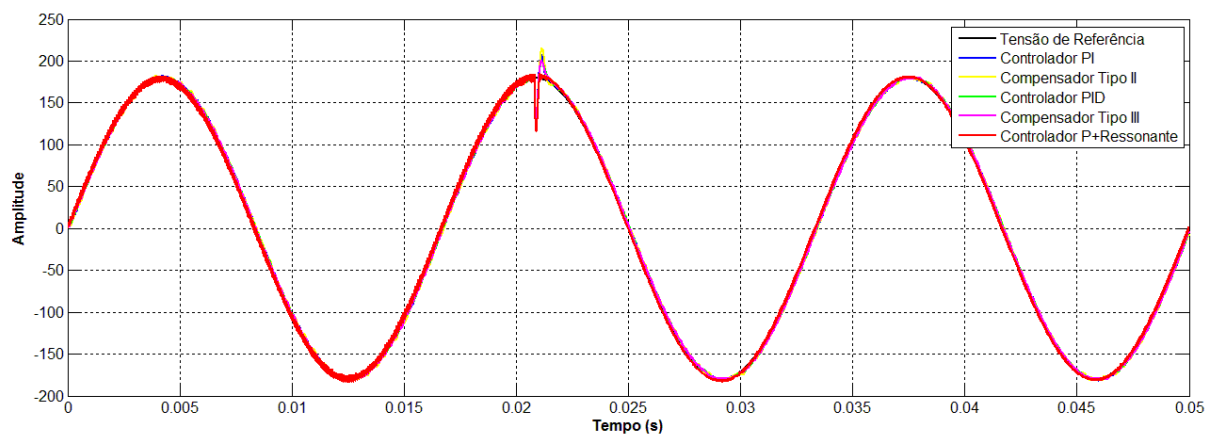


Figura 42 - Resposta dos projetos dos controladores para o modo tensão de controle.

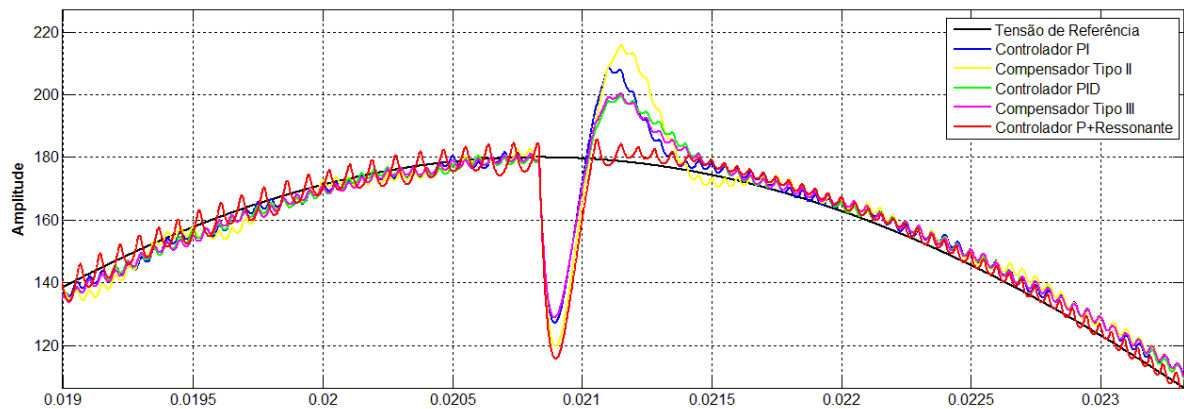


Figura 43 - Momento da inserção da segunda carga no sistema.

Para comparar os dados dos resultados dos projetos, foi feita a tabela 9.

**Tabela 9 - Comparativo dos resultados dos controladores para o modo tensão de controle com carga resistiva.**

Controlador	Undershoot/Tensão	Overshoot/Tensão	Tempo de estabelecimento	DHT		
PI	31,57%	122,9V	17,20%	210,5V	0,31ms	0,8708%
PID implementável	30,12%	125,5V	12,19%	201,5V	0,34ms	0,7087%
Compensador Tipo II	33,68%	119,1V	19,32%	214,3V	0,29ms	0,9018%
Compensador Tipo III	30,67%	124,5V	12,52%	202,1V	0,34ms	0,7326%
P+Ressonante	25,94%	133V	3,34%	182,4V	9 $\mu$ s	1,12%

Apesar de ter apresentado a maior DHT dentre todos os controladores para o modo tensão de controle, porém um índice muito bom (1,12%), o controlador P+Ressonante foi o que obteve melhores resultados, superando-os em todos os outros quesitos (*overshoot*, *undershoot* e tempo de estabelecimento). Vale ressaltar um *overshoot* quase nulo neste projeto de controlador e o tempo muito baixo de estabelecimento.

O controlador PI apresentou desempenho ruim tanto no *overshoot* quanto no *undershoot* (31,57%), implicando a não ser uma boa opção. O controlador PID implementável e o Compensador Tipo III mostraram resultados muito semelhantes, estando em uma escala intermediária de classificação entre os controladores. Por fim, o Compensador Tipo II demonstrou os piores resultados perante todos os projetos desenvolvidos para este modo de controle.

### 4.3. CONTROLE MODO CORRENTE

Para o projeto dos controladores deste modo de controle, utilizou-se dos mesmos parâmetros de entrada dispostos na tabela 1. Logo, os valores encontrados para o filtro passa-baixa LC foram os mesmos da tabela 2.

Com os controladores projetados, eles são inseridos no bloco  $C_i$  do diagrama de blocos no modo corrente, mostrado na figura 14. Para a simulação, foi esquematizado o circuito na ferramenta *Simulink* do *MATLAB®*, com as devidas configurações da tabela 2. A carga resistiva foi dividida em duas, postas em paralelo com metade da potência requerida em cada uma. A primeira (R1) já está acoplada ao inversor e a segunda (R2) é inserida no pico do terceiro semi-ciclo para fins de verificação da atuação do controlador e de seu desempenho. Ambas possuem o valor de  $12,9\Omega$  que em paralelo equivalem a  $6,45\Omega$ .

As funções de transferências com os valores dos componentes do filtro apresentado acima ficam da seguinte forma:

$$\frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{6,452}{3,979 \cdot 10^{-5}s + 1} \quad (38)$$

$$\frac{I_L(s)}{m_a(s)} = \frac{9,947 \cdot 10^{-3}s + 250}{4,086 \cdot 10^{-8}s^2 + 1,027 \cdot 10^{-3}s + 6,452} \quad (39)$$

Estes cálculos foram feitos com o código exposto no Apêndice E.

Através da análise comparativa feita entre os controladores para o modo tensão, averiguou-se que o melhor controlador é o P+Ressonante. Logo, para a análise no modo corrente escolheu-se o controlador P+Ressonante para a malha de tensão e os controladores PI, PID implementável e o P+Ressonante para a malha de corrente. Os controladores PI e PID implementável foram sintonizados com auxílio da ferramenta *rltool* do *MATLAB®*, com uma frequência de cruzamento da ordem de 3kHz.

### 4.3.1. Resultados do controlador P+Ressonante e o controlador PI

O *root locus* e o diagrama de Bode do controlador PI da malha de corrente ficou da seguinte forma:

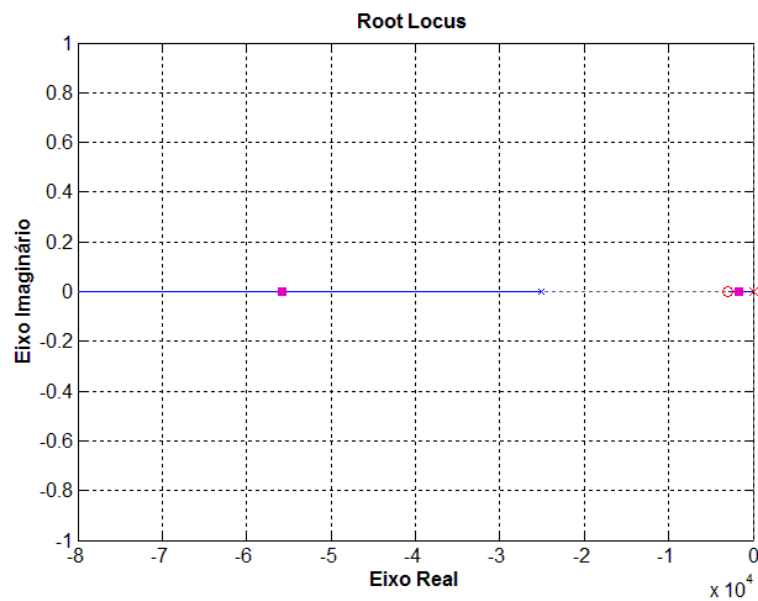


Figura 44 - *Root Locus* do controlador PI da malha de corrente no modo corrente de controle.

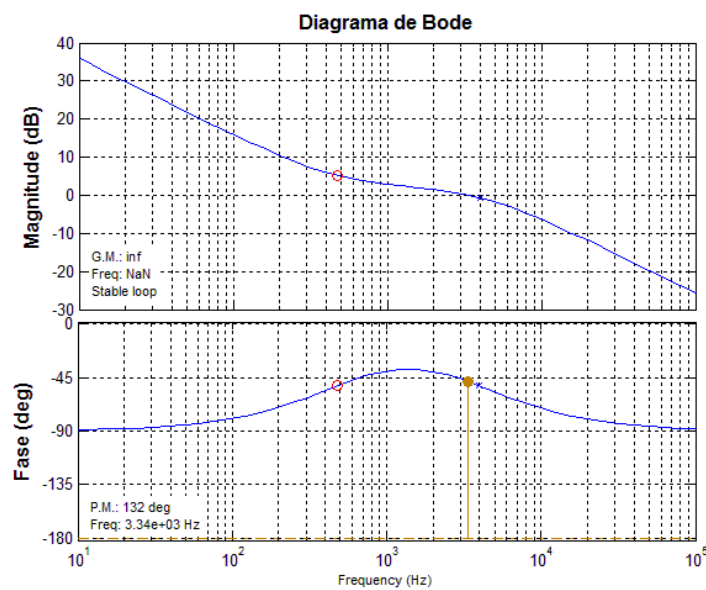


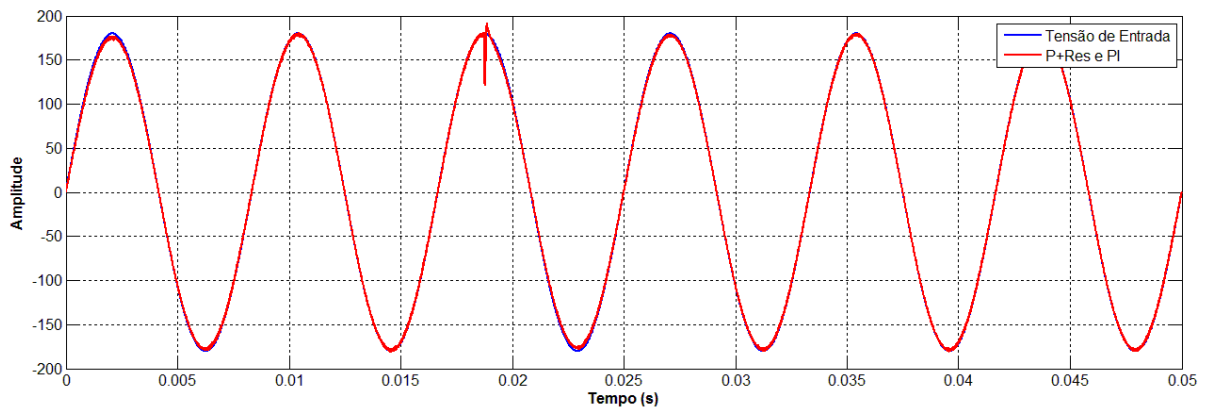
Figura 45 - Diagrama de Bode do controlador PI da malha de corrente no modo corrente de controle.



Nota-se que os polos estão no semi-plano esquerdo, logo o sistema é estável. Observando o diagrama de bode obtém-se a frequência de cruzamento de ganho de 3,34kHz e margem de fase de 132 graus. Assim sua função de transferência fica:

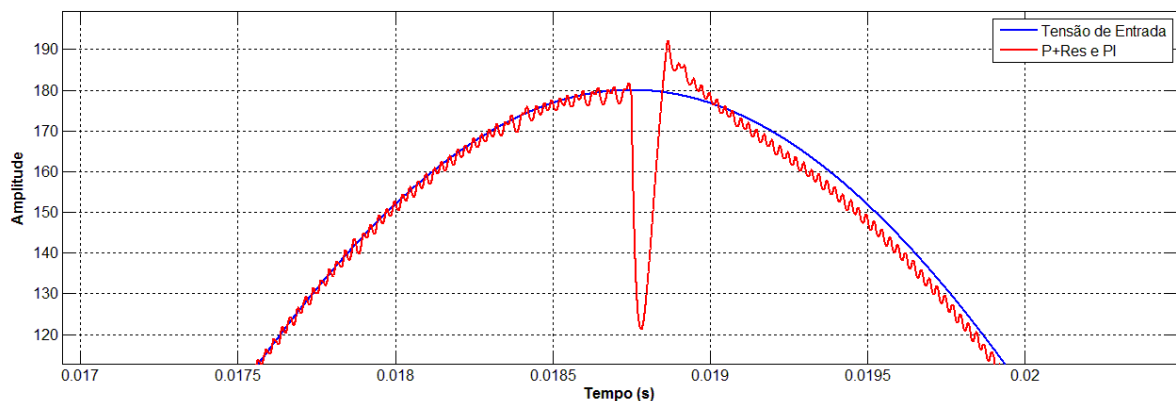
$$C_{PIi} = 0,2 \frac{(s + 3 \cdot 10^3)}{s} \quad (40)$$

Logo, a tensão de saída com o controlador P+Ressonante na malha de tensão e o controlador PI na malha de corrente estão nas figuras 46 e 47.



**Figura 46 - Tensão de referência e tensão de saída do inversor com os controladores P+Ressonante e PI.**

Na figura abaixo observa-se o momento da inserção da segunda carga.



**Figura 47- Momento da inserção da segunda carga no sistema com os controladores P+Ressonante e PI.**

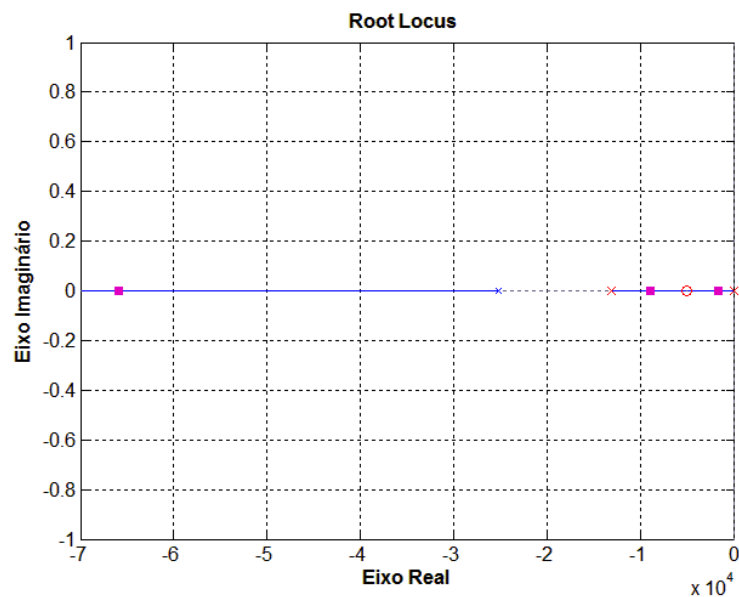
A tabela 10 contém os resultados deste modo de controle como: *overshoot*, *undershoot*, tensão de vale  $V_{TV}$ , tensão de pico  $V_{TP}$ , tempo de estabelecimento e distorção harmônica total (DHT).

**Tabela 10 – Resultados do sistema com o controlador P+Ressonante na malha de tensão e o controlador PI na malha de corrente.**

<b>Parâmetros</b>	<b>Valor</b>
<i>Overshoot</i>	7,07%
<i>Undershoot</i>	32,51%
Tempo de estabelecimento	0,3ms
$V_{TV}$	121,2V
$V_{TP}$	192,3V
DHT	1,01%

#### 4.3.2. Resultados do controlador P+Ressonante e o controlador PID implementável

O *root locus* e o diagrama de Bode do controlador PID da malha de corrente estão apresentados nas figuras 48 e 49.



**Figura 48 - Root Locus do controlador PID implementável da malha de corrente no modo corrente de controle.**

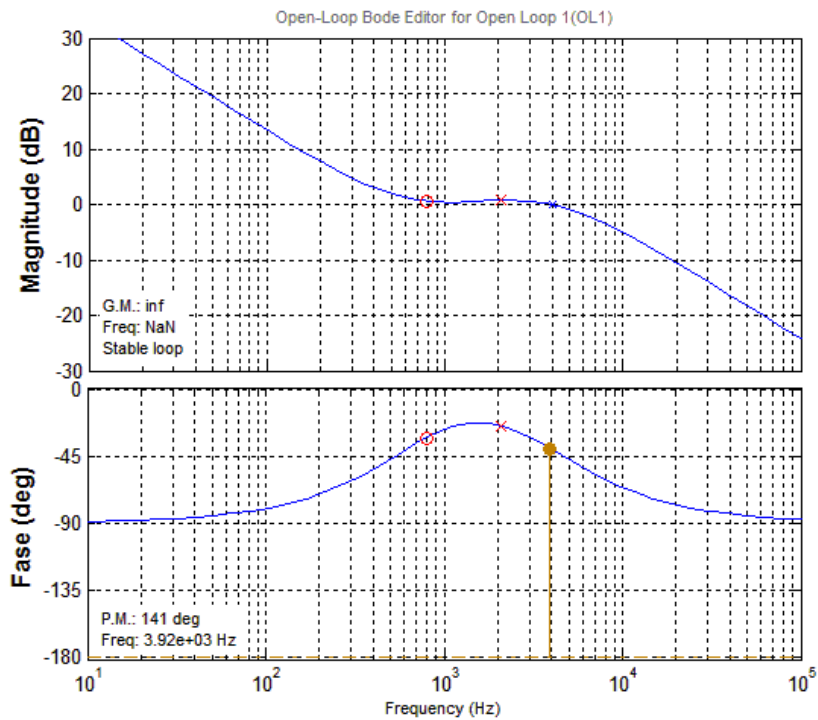
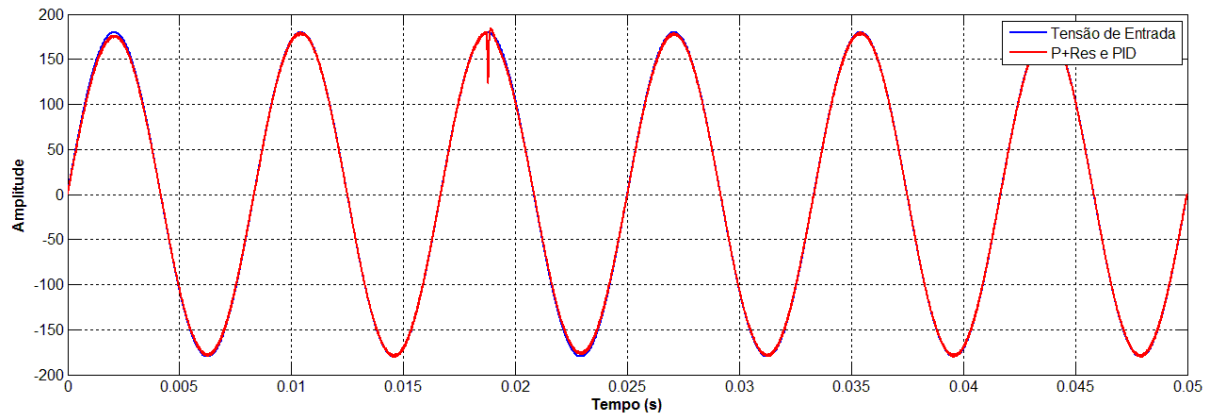


Figura 49- Diagrama de Bode do controlador PID implementável da malha de corrente do modo corrente de controle.

Nota-se que os polos estão no semi-plano esquerdo, logo o sistema é estável. Observando o diagrama de bode obtém-se a frequência de cruzamento de ganho de 3,92kHz e margem de fase de 141 graus. Assim sua função de transferência fica:

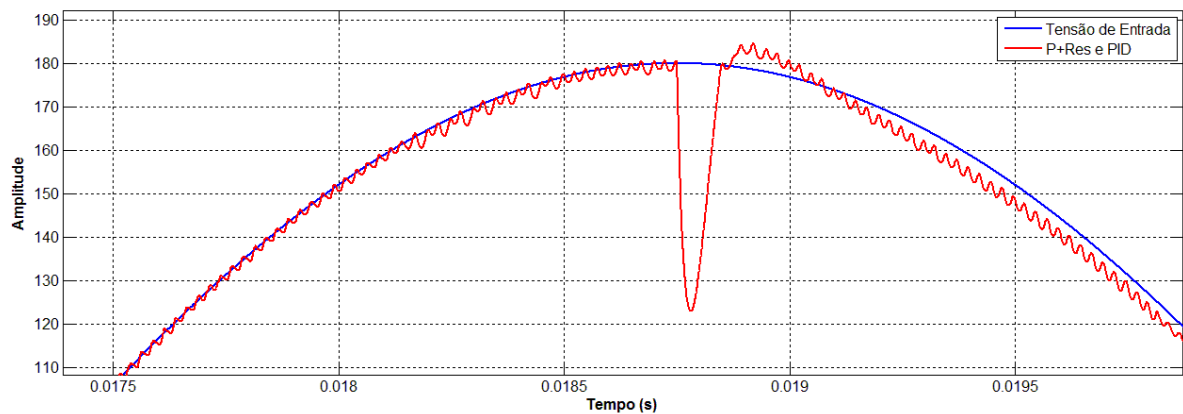
$$C_{PIDi} = 0,2361 \frac{(s + 5 \cdot 10^3)(s + 5 \cdot 10^3)}{s(s + 1,31 \cdot 10^4)} \quad (41)$$

Logo, a tensão de saída com o controlador P+Ressonante na malha de tensão e este controlador na malha de corrente estão nas figuras 50 e 51.



**Figura 50 - Tensão de referência e tensão de saída do inversor com os controladores P+Ressonante e PID implementável.**

Na figura abaixo observa-se o momento da inserção da segunda carga.



**Figura 51 - Momento da inserção da segunda carga no sistema com os controladores P+Ressonante e PID implementável.**

A tabela 4.11 contém os resultados deste modo de controle como: *overshoot*, *undershoot*, tensão de vale  $V_{TV}$ , tensão de pico  $V_{TP}$ , tempo de estabelecimento e distorção harmônica total (DHT).

**Tabela 11 – Resultados do sistema com o controlador P+Ressonante na malha de tensão e o controlador PID implementável na malha de corrente.**

Parâmetros	Valor
<i>Overshoot</i>	2,72%
<i>Undershoot</i>	31,57%
Tempo de estabelecimento	0,28ms
$V_{TV}$	122,9V
$V_{TP}$	184,5V
DHT	0,6671%

### 4.3.3. Resultados do controlador P+Ressonante e P+Ressonante

A tensão de saída com o controlador P+Ressonante na malha de tensão e também na malha de corrente estão nas figuras 52 e 53.

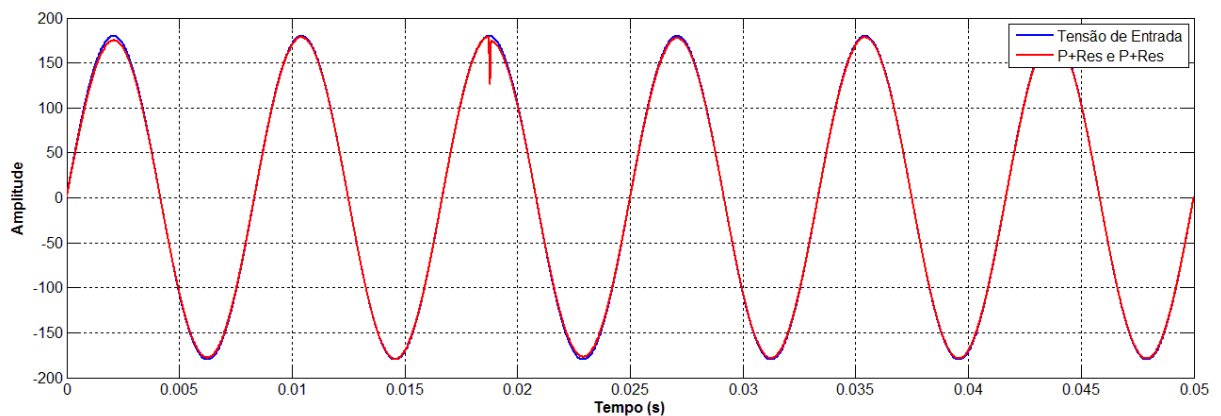


Figura 52 - Tensão de referência e tensão de saída do inversor com os controladores P+Ressonante e P+Ressonante.

Na figura a seguir observa-se o momento da inserção da segunda carga.

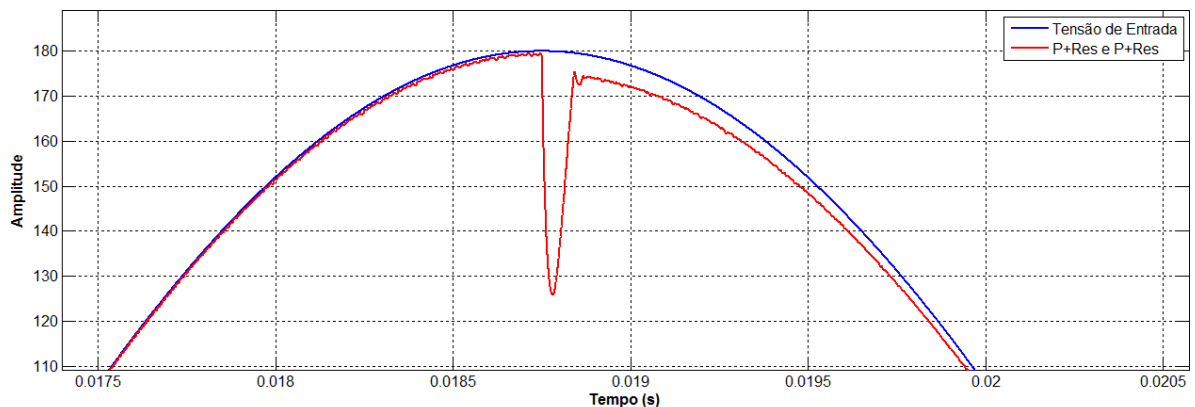


Figura 53- Momento da inserção da segunda carga no sistema com os controladores P+Ressonante e P+Ressonante.

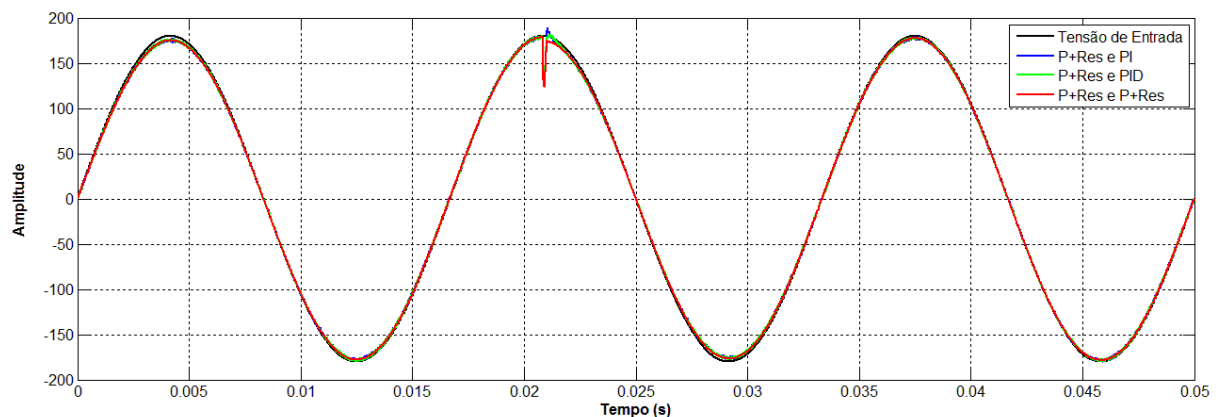
A tabela 12 contém os resultados deste modo de controle como: *overshoot*, *undershoot*, tensão de vale  $V_{TV}$ , tensão de pico  $V_{TP}$ , tempo de estabelecimento e distorção harmônica total (DHT).

**Tabela 12 – Resultados do sistema com o controlador P+Ressonante na malha de tensão e na malha de corrente.**

<b>Parâmetros</b>	<b>Valor</b>
<i>Overshoot</i>	0%
<i>Undershoot</i>	29,95%
Tempo de estabelecimento	2,93ms
$V_{TV}$	125,8V
$V_{TP}$	-
DHT	0,1143%

#### 4.3.4. Análise comparativa dos controladores em modo corrente com carga resistiva

Para sintetizar os resultados dos controladores desenvolvidos, em modo corrente com carga resistiva, foram plotadas as figuras 54 e 55 contendo todos os projetos para este modo de controle, com inserção da segunda carga em degrau (referente a metade da potência de projeto) no segundo semi-ciclo da simulação.



**Figura 54 - Resposta dos projetos dos controladores para o modo corrente de controle.**

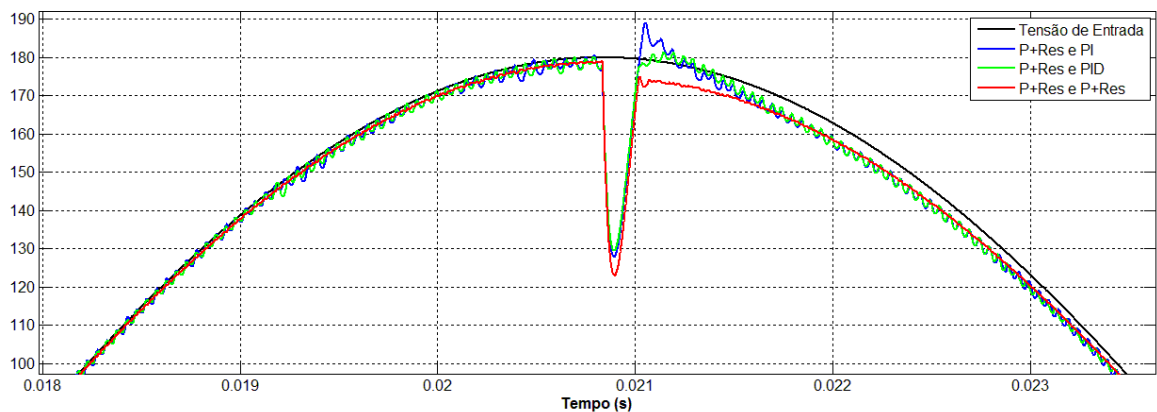


Figura 55 - Momento da inserção da segunda carga no sistema (modo corrente).

A tabela 13 mostra a comparação entre o controle com o P+Ressonante e PI e P+Ressonante e PID implementável.

Tabela 13 - Comparativo dos resultados dos controladores para o modo corrente de controle com carga resistiva.

Controlador	Undershoot/Tensão	Overshoot/Tensão	Tempo de estabelecimento	DHT		
P+Res/PI	32,51%	121,2V	7,07%	192,3V	0,3ms	0,7564%
P+Res/PID implementável	31,57%	122,9V	2,72%%	184,5V	0,28s	0,6671%
P+Res/ P+Res	29,95%	125,8	0%	-	2,93ms	0,1143%

A diferença entre os dois primeiros modos de controle é praticamente mínima, com ligeira vantagem para o P+Ressonante e PID. É evidente que a grande característica positiva neste modo de controle comparado ao anterior, é o *overshoot*, sendo quase nulo nos dois primeiros modos e nulo no último. As distorções harmônicas ficaram baixos com valores (abaixo de 1%), apresentando resultado superior ao modo tensão de controle. O tempo de estabelecimento também demonstrou grande vantagem comparado aos controles no modo tensão, com exceção do controlador P+Ressonante nas duas malhas que teve o maior tempo, porém melhor em todos os outros quesitos.

#### 4.4. CONTROLE PARA CARGA NÃO-LINEAR

Para a realização do controle do inversor com uma carga não-linear, escolheu-se o modo que se obteve os melhores resultados nas simulações efetuadas até o momento: controle modo corrente com o controlador P+Ressonante na malha de tensão e o controlador PID implementável na malha de corrente. No primeiro instante da simulação, a carga acoplada ao inversor é de 1,25kW e depois insere-se a carga não-linear com uma potência de 1,25kW.

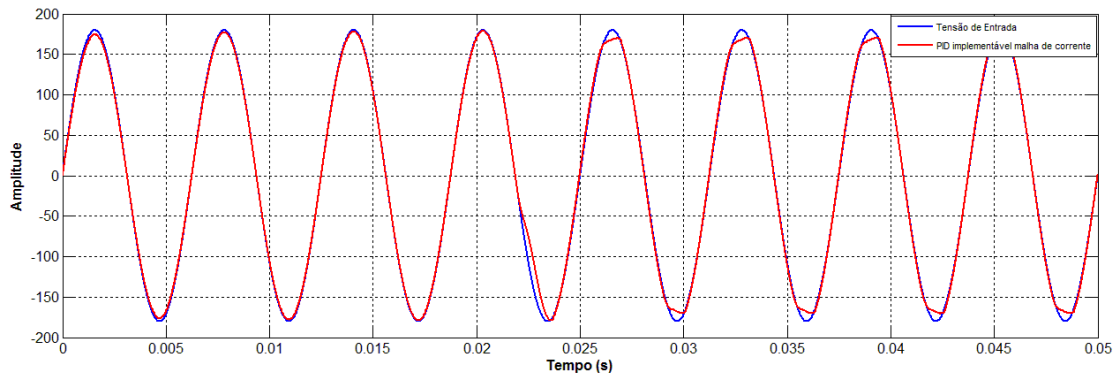
Os dados do projeto do inversor são os mesmos apresentados nas tabelas 1 e 2. Na carga não-linear, considerou-se uma indutância da rede de 400μH e o capacitor de filtro de 1000μF/180V.

Primeiramente sintonizou-se a malha de corrente com o controlador PID implementável sem ter um controlador na malha de tensão. Assim a função de transferência do controlador PID implementável para a malha de corrente encontrado foi:

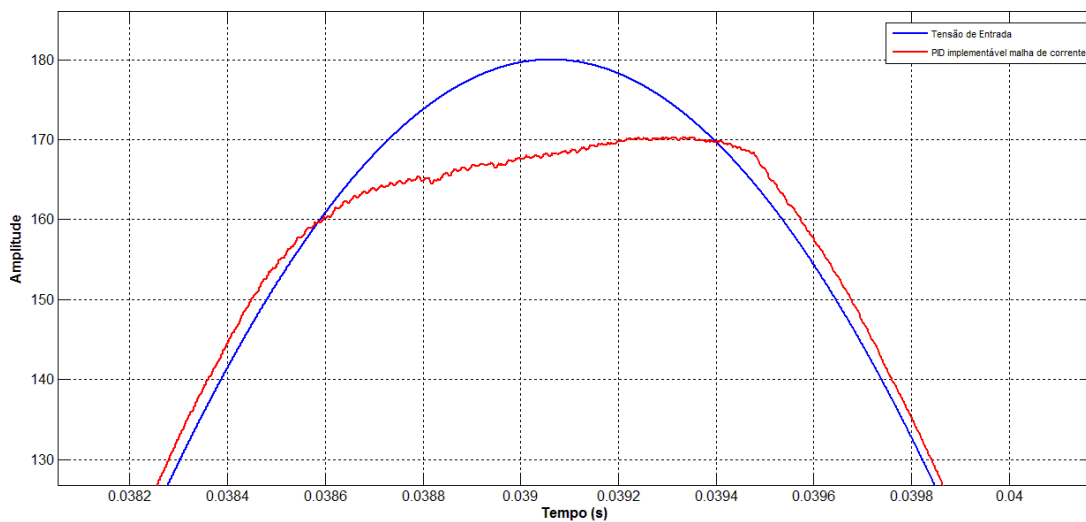
$$C_{PIDinãolinear} = 3,39 \frac{(s + 1,26 \cdot 10^4)(s + 1,26 \cdot 10^4)}{s(s + 5,02 \cdot 10^5)} \quad (42)$$

Os zeros e os polos foram dispostos conforme a regra de projeto deste controlador para o inversor de tensão (seção 3.2.2). O ganho foi ajustado até que se obtivesse a estabilidade do sistema. Este controlador possui frequência de cruzamento de ganho de 3,92kHz e margem de fase de 141 graus. Logo, a tensão de saída do inversor com este controlador e com apenas 1 controlador P+ressonante na malha de tensão (sintonizado na fundamental), fica:





**Figura 56 - Resultado da tensão de saída do inversor com carga não linear e o controlador PID na malha de corrente.**

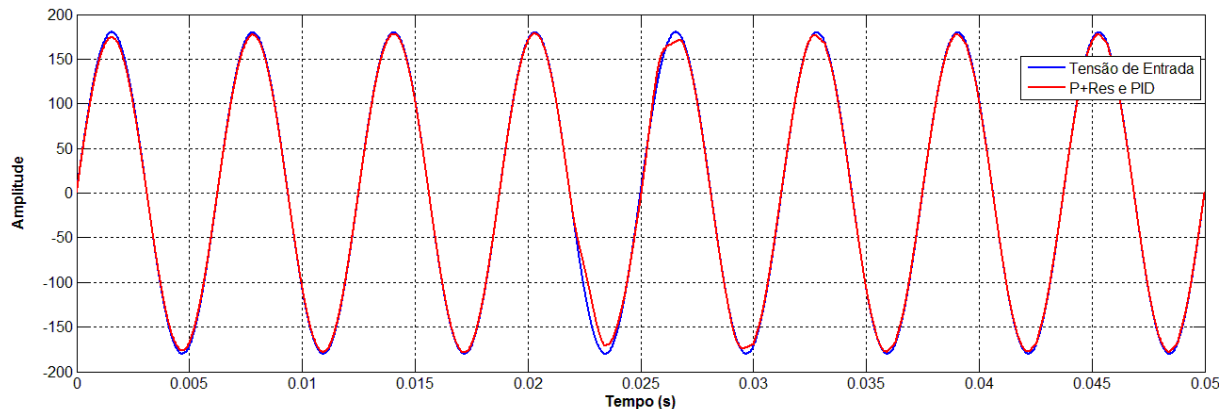


**Figura 57 – Detalhe do Pico da onda de tensão.**

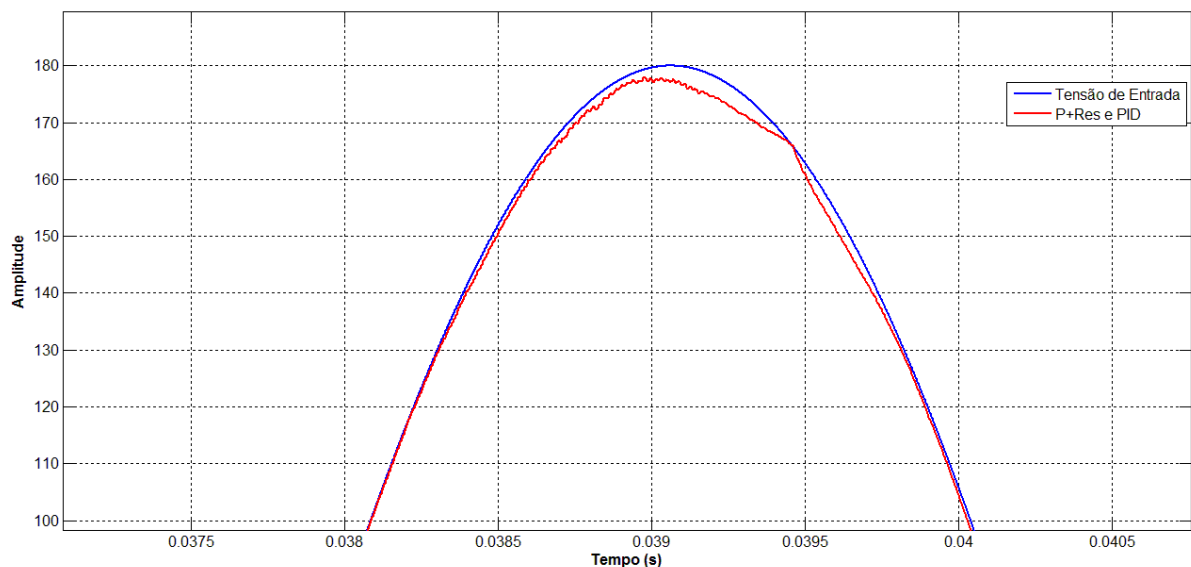
Observa-se que a partir do quarto semi-ciclo, quando a carga não-linear é acoplada ao sistema, a onda sofre um achatamento nos picos. Isto acarreta em grande distorção harmônica e perda de valor eficaz de tensão, mostrando a necessidade de melhorias no controle da malha de tensão.

O projeto do controlador P+Ressonante permite colocar um alto ganho em uma determinada frequência. Através da Equação 4, encontra-se o valor de  $M_F$  de 333,33. Conforme a teoria de componentes harmônicas apresentada no tópico 2.3.3.2, se  $M_F$  for ímpar, existe uma simetria ímpar dos harmônicos em relação a origem do tempo (RODRIGUES, 1998). Assim sintonizou-se cinco controladores P+Ressonante dispostos paralelamente, com os valores da frequência de  $\omega_o$  em 60Hz, 180Hz, 300Hz, 420Hz e 540Hz que correspondem respectivamente a 1<sup>a</sup>, 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup>,

7ª e 9ª harmônicas. Logo, os controladores P+Ressonante oferecem alto ganho nas frequências nos harmônicos de ordem ímpar. Assim, o resultado obtido com os controladores P+Ressonante na malha de tensão, sintonizados nas harmônicas ímpares, desde a primeira até a nona e com o controlador PID implementável na malha de corrente estão dispostos na figura 58.



**Figura 58 - Resultado da tensão de saída do inversor com carga não-linear controlado no modo corrente pelo controlador P+Ressonante e PID implementável.**



**Figura 59 - Pico da onda com o inversor controlado pelas duas malhas.**

Nota-se agora que com a ação dos controladores na malha de tensão juntamente com o controlador na malha de corrente, não há mais o achatamento da onda de tensão da saída nos picos como mostrado anteriormente. Também observa-

se que não há *overshoot* e a DHT menor que 1% (0,4672%), o que demonstra uma ótima performance deste modo de controle para cargas não-lineares.

## 5. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou projetos de controladores para inversores de tensão monofásicos em ponte completa (*VSI Full-Bridge*). Primeiramente os projetos foram voltados para cargas puramente resistivas, para então detectar o de melhor desempenho e utilizá-lo para controlar o inversor alimentando uma carga não-linear.

Nos primeiros capítulos realizou-se a modelagem matemática do inversor, mostrando o passo-a-passo de forma sucinta e direta, para se obter a função de transferência do inversor. Um código foi desenvolvido para auxiliar no projeto do inversor.

Através das simulações, notou-se as características e o efeito de cada controlador no desempenho do sistema e também para degraus de carga (desempenho dinâmico). É de suma importância conhecer os efeitos de cada controlador, para que se faça uma escolha adequada para uma possível implementação em um microcontrolador ou *DSP*. Através das figuras e tabelas do capítulo 4, ficou clara a observação e análise da resposta de cada controlador. Notoriamente o modo corrente de controle se sobrepôs ao modo tensão de controle, implicando que o controle somente da tensão não produz resultado otimizado e é necessário controlar a corrente do indutor do inversor, além de possibilitar proteção de sobrecorrente.

No caso individual de desempenho dos controladores, os que obtiveram melhor desempenho foram os controladores P+Ressonante e PID implementável. O P+ressonante para a malha de tensão e o PID implementável para a malha de corrente. Neste sentido, estes controladores foram escolhidos para a aplicação do inversor de tensão alimentando uma carga não-linear de potência considerável, tendo que na malha de tensão ser adicionados controladores P+Ressonantes sintonizados também na 3, 5, 7 e 9 harmônicas. O sistema de forma geral não apresentou sobressinal transitório e mínima distorção harmônica total.

De maneira geral, todas as metodologias de projetos apresentadas são relativamente fáceis de serem testadas, isto devido ao projeto no domínio da frequência. Outro fator a ressaltar é que o projeto de controladores para o inversor depende dos parâmetros: tensão no barramento CC, frequência de chaveamento, tensão na saída e substancialmente da carga a ser alimentada.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 6ª Edição. Edição do autor: Florianópolis, 2006. 327 p.
- [2] BARBI, Ivo. **Projeto de Fontes Chaveadas**. 2ª Edição. Edição do autor: Florianópolis, 2006.
- [3] OGATA, Katsuhito. **Engenharia de Controle Moderno**. 4 ed.: Editora Pren Hall, 2003, 800 p.
- [4] POMILIO, Antenor J. **Projeto de sistemas de controle linear para fontes chaveadas**. FEEC 13/95, 2014.
- [5] HOLMES, D. Grahame; LIPO, Thomas A.; 2003. **Pulse Width Modulation for Power Converters**. USA; John Wiley & Sons.
- [6] BENNETT, S. **A History of Control Engineering, 1800-1930**. [S.l.]: Peregrinus, 1986. (IEE Control Engineering Series).
- [7] FERNÁNDEZ-CARA, E.; ZUAZUA, E. **Control Theory: History, Mathematical Achievements and Perspectives**. Bol. Soc. Esp. Mat. Apl., 2009.
- [8] ZHANG, H. J. **Modeling and Loop Compensation Design of Switching Mode Power Supplies**. Power Electronics Technology 2015.
- [9] CAO, L. **Type 3 Compensator Design for Power Converters**. Power Electronics Technology, 2011.
- [10] RODRIGUES, Cristiano L. C. **Técnicas de controle de inversores monofásicos de tensão**. 1998. 115 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 1998.
- [11] SEGALA, José J. C. **Estudo e Modelagem de um Inversor Modulado por Valores Instantâneos de Tensão**. 1993. 87 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1993.
- [12] GERENT, Fernando H. **Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares**. 2005. 165 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- [13] SILVA, Carlos E. A. **Inversor monofásico isolado em alta frequência com ampla faixa de tensão de referência**. 2007. 178 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2007.

- [14] MARTINZ, Fernando O. **Estudo de estratégias de rastreamento da corrente da tensão de saída CA de um conversor do tipo fonte de tensão**. 2007. 161 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2007.
- [15] BEZERRA, Luiz D. S. **Conversor CC-CA para aplicações em sistemas autônomos de energia elétrica**. 2010. 265 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2010.
- [16] MANO, Otávio S. **Projeto de Controladores ressonantes para sistemas ininterruptos de energia para segmento assintótico de sinais de referência senoidais e rejeição de harmônicos**. 2010. 265 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica, Porto Alegre, 2010.
- [17] VIEIRA, Joana O. **Algoritmos de controle para conversores eletrônicos de potência empregados em sistemas de geração distribuída**. 2008. 79 f. Projeto de Fim de Curso – Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2008.
- [18] UNBENHAUEN, L. (1996). **Distributed Supervisory Industrial Control Systems and their Problems for Embedding Advanced Control Strategies**, 7º Congresso Latinoamericano de Control Automático e XV Simposio Nacional de Control Automático, vol. 1, Buenos Aires, Argentina, pp. I-VIII.
- [19] ZOPE, P. H., BHANGALE, P. G., SONARE, P., SURALKAR, S. R. **Design and Implementation of carrier based Sinusoidal PWM Inverter**, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, vol. 1, Issue 4, p. 230-236, out. 2012.
- [20] KNESCHKE, Tristan A.; 1999. **Distortion and Power Factor of Nonlinear Loads**. Pág. 47 – 54.
- [21] PERIN, Arnaldo J; 2000. **Curso - Modulação PWM**. Florianópolis.
- [22] FUENTES, Rodrigo C.; **Estratégias de Controle**. Disponível em: <[http://coral.ufsm.br/beltrame/arquivos/disciplinas/medio\\_automacao\\_industrial/Aula\\_06\\_Estrategias\\_Control.pdf](http://coral.ufsm.br/beltrame/arquivos/disciplinas/medio_automacao_industrial/Aula_06_Estrategias_Control.pdf)>. Acesso em: 25 de maio de 2015.
- [23] SILVA, João E.; **O Controlador Proporcional Integral**. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2000. Disponível em: <<http://www.ece.ufrgs.br/~jmgomes/pid/Apostila/apostila/node28.html>>. Acesso em: 26 de maio de 2015.
- [24] ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G. **Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady-State Error**. IEEE Transactions Power Electronics, Maio 2003, vol. 18, no. 3, pp. 814-822.

[25] AWAD,H., SVENSSON, J. & BOLLEN, M.J. **Tuning Software Phase-Locked Loop for Series-Connected Converters**. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, Vol. 20(1), pp. 300-308.

[26] ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica). **Procedimentos de distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST**. Disponível em: <[http://www.aneel.gov.br/arquivos/pdf/modulo8\\_revisao\\_1\\_retificacao\\_1.pdf](http://www.aneel.gov.br/arquivos/pdf/modulo8_revisao_1_retificacao_1.pdf)>. Acesso em: 15 de nov. de 2015.

## APÊNDICE A – Programa em *Matlab* para cálculos e chamada da ferramenta *rltool*

Esse apêndice contém o programa em linguagem *MATLAB* utilizado para cálculo dos componentes do inversor de tensão, armazenar a função de transferência  $V_o(s)/m_a(s)$ , que será o parâmetro enviado para a ferramenta *rltool* para desenvolvimentos posteriores.

```

%-----
% Código que calcula o filtro de saída LC do inversor
% de frequência com resistência interna ao L.
% Os parâmetros de entrada são: Vin, Vo, fs e Po.
% Os parâmetros de saída são: C, L, rl e R.
%-----
Vin = 250;
Vo = 127;
fs = 20000;
Po = 2500;
%-----
% Cálculo da tensão de pico
%-----
Vp = Vo*sqrt(2);
%-----
% Cálculo da carga (R)
%-----
R = ((Vo.^2)/Po);
%-----
% Cálculo da frequência de corte (fc)
%-----
fc = fs/10;
%-----
% Cálculo do wc
%-----
wc = 2*pi*fc;
%-----
% Coeficiente de amortecimento
%-----
amo = 1;
%-----
% Cálculo do capacitor do filtro (C)
%-----
C = (1/(2*R*amo*wc));
%-----
% Cálculo do indutor do filtro (L)
%-----
L = (1/((wc.^2)*C));
%-----
% Função de Transferência
%-----
num = [Vin*R];
den = [R*L*C L+R*C R];
%-----
% Mostrando os resultados na tela
%-----
mostranatelawc = ['-> wc: ', num2str(wc)];

```



```
mostranatelaVp = ['-> Vp: ', num2str(Vp)];
mostranatelaC = ['-> C: ', num2str(C)];
mostranatelaL = ['-> L: ', num2str(L)];
mostranatelarl = ['-> rl: ', num2str(rl)];
mostranatelaR = ['-> R: ', num2str(R)];
fprintf('\n')
disp(mostranatelawc)
disp(mostranatelaVp)
fprintf('\n')
disp(mostranatelaC)
disp(mostranatelaL)
disp(mostranatelarl)
disp(mostranatelaR)
fprintf('\n')
%-----
% Mostrando a função de transferência na tela
%-----
FT = tf(num,den);
%-----
% rltool - Construção do Controlador
%-----
rltool(FT)
```

## APÊNDICE B – Cálculo da resistência interna do indutor

Para calcular a resistência  $r_l$  do indutor, utilizou-se a metodologia apresentada por Ivo Barbi em “Projetos de fontes chaveadas” (2006). O projeto do indutor é com núcleo de ferrite e possui os seguintes dados de entrada:

- $L = 1,0268mH$  – indutância do indutor;
- $I_{LOP} = 53,74A$  – corrente de pico;
- $I_{LOEf} = 38A$  – corrente eficaz;
- $B = 0,3T$  – densidade de fluxo máximo;
- $k = 0,7$  – fator de enrolamento;
- $J = 450A/cm^2$  – densidade de corrente;

Desta forma é possível iniciar os cálculos com a escolha do núcleo:

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{LOP} \cdot I_{LOEf} \cdot 10^4}{k \cdot B \cdot J} \leftrightarrow A_e A_w = 222,15cm^4$$

Com esse dado, observa-se na tabela 14 (BARBI, 2006) qual o núcleo a ser utilizado:

Tabela 14 - Dimensões dos núcleos.

Núcleo	$A_e$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$l_e$ (cm)	$l_t$ (cm)	$v_e$ (cm <sup>3</sup> )	$A_e A_w$ (cm <sup>4</sup> )
E-20	0,312	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08
E-30/7	0,60	0,80	6,7	5,6	4,00	0,48
E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02
E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84
E-42/20	2,40	1,57	9,7	10,5	23,30	3,77
E-55	3,54	2,50	1,2	11,6	42,50	8,85

Fonte - (BARBI, 2006)

Portanto, o núcleo do indutor é o E-55, que possui  $A_e.A_w = 8,85$ . Logo o número de espiras:

$$N = \frac{L \cdot I_{LOP} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \leftrightarrow N \cong 521 \text{ espiras}$$

Adotou-se o fio 22 AWG que possui as seguintes características:

- $A_{cu22} = 0,003255cm^2$ ;
- $\rho_{22} = 0,00053\Omega/cm$ ;
- $S_{22} = 0,004013cm^2$ ;

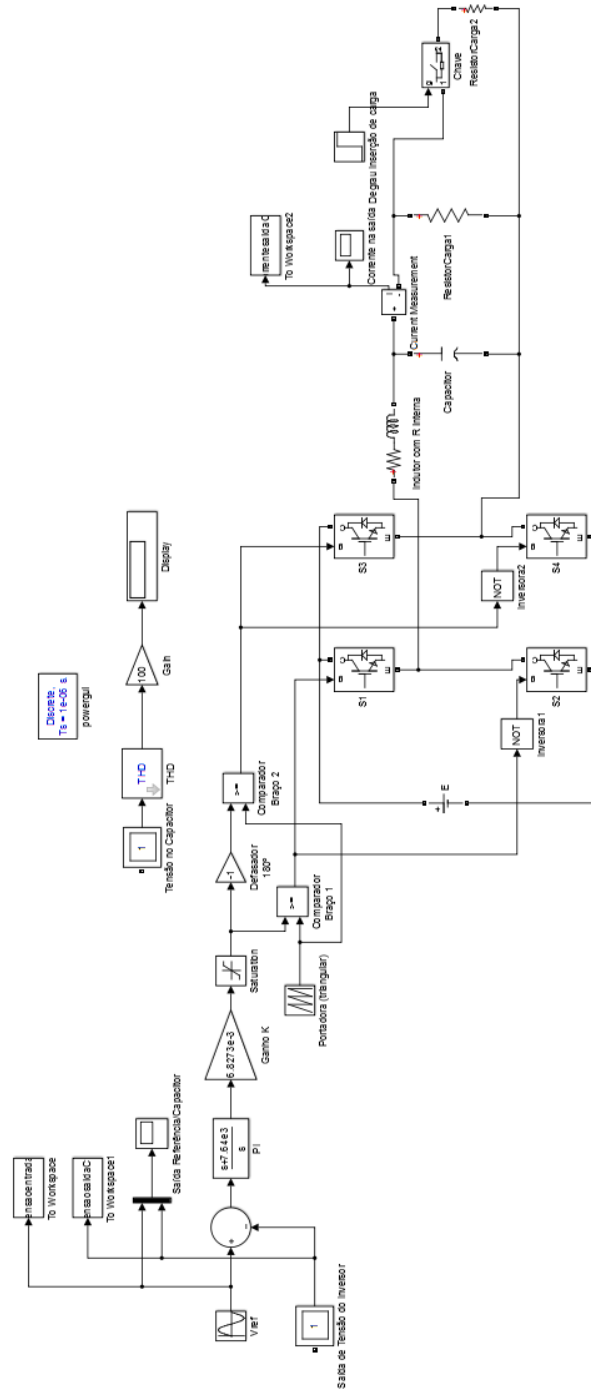
$$N_{fios} = \frac{S}{A_{cu22}} = 5 \text{ fios}$$

Desta forma encontra-se a resistência  $r_l$ :

$$r_l = N \cdot \frac{\rho_{22}}{N_{fios}} \cdot lt \leftrightarrow r_l = 640,62m\Omega$$

## APÊNDICE C – Inversor de tensão no *Simulink* no modo tensão de controle com o Controlador PI.

Este apêndice contém o circuito do inversor de tensão no modo tensão de controle usando o Controlador PI. As outras simulações são realizadas alterando este controlador.



**APÊNDICE D – Rotina do *MATLAB* para determinar o ganho  $k_r$  do controlador P+Ressonante.**

```
%-----  
% Rotina para averiguar o diagrama de Bode da parte  
% ressonante do controlador P+Ressonante.  
%-----  
clear all  
close all  
clc  
%-----  
wo = 377; % velocidade angular da componente fundamental  
(60Hz);  
wcut = 10; % velocidade angular  
%-----  
figure(1);  
for ki=5:5:20  
    num=[2*wcut*ki 0];  
    den=[1 2*wcut wo^2];  
    g=tf(num,den);  
    bode(g);  
    hold on;  
end  
legend('ki=5','ki=10','ki=15','ki=20');  
grid on;
```

## APÊNDICE E – Rotina do *MATLAB* para calcular as funções de transferência do modo corrente.

```

% ||-----||
% ||           UTFPR - Câmpus Campo Mourão           ||
% ||           Trabalho de Conclusão de Curso         ||
% ||           14 de abril de 2015                  ||
% ||           Elizeu Silva Takiuti                   ||
% ||-----||
%-----
% Código que calcula o filtro de saída LC do inversor
% de frequência com resistência interna ao L.
% Os parâmetros de entrada são: Vin, Vo, fs e Po.
% Os parâmetros de saída são: C, L, rl e R.
%-----
Vin = 250;
Vo = 127;
fs = 20000;
Po = 2500;
%-----
% Cálculo da tensão de pico
%-----
Vp = Vo*sqrt(2);
%-----
% Cálculo da carga (R)
%-----
R = ((Vo.^2)/Po);
%-----
% Cálculo da frequência de corte (fc)
%-----
fc = fs/10;
%-----
% Cálculo do wc
%-----
wc = 2*pi*fc;
%-----
% Coeficiente de amortecimento
%-----
amo = 1;
%-----
% Cálculo do capacitor do filtro (C)
%-----
C = (1/(2*R*amo*wc));
%-----
% Cálculo do indutor do filtro (L)
%-----
L = (1/((wc.^2)*C));
%-----
% Função de Transferência da (Vo/iL)
%-----
num = [R];
den = [R*C 1];
%-----
% Mostrando os resultados na tela
%-----
mostranatelawc = ['-> wc: ', num2str(wc)];
mostranatelaVp = ['-> Vp: ', num2str(Vp)];
mostranatelaC = ['-> C: ', num2str(C)];
mostranatelaL = ['-> L: ', num2str(L)];
mostranatelarl = ['-> rl: ', num2str(rl)];

```

```
mostranatelaR = ['-> R: ', num2str(R)];  
fprintf('\n')  
disp(mostranatelawc)  
disp(mostranatelaVp)  
fprintf('\n')  
disp(mostranatelaC)  
disp(mostranatelaL)  
disp(mostranatelarl)  
disp(mostranatelaR)  
fprintf('\n')  
%-----  
% Mostrando a função de transferência na tela  
%-----  
FT = tf(num,den);  
%-----  
% Ferramenta rltool  
%-----  
rltool(FT);
```