

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

HENAJER LUIS STELLA

**DIMENSIONAMENTO E CONTROLE DE UM RETIFICADOR
PWM MONOFÁSICO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2017

HENAJER LUIS STELLA

**DIMENSIONAMENTO E CONTROLE DE UM RETIFICADOR
PWM MONOFÁSICO**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica da Coordenação de Engenharia Elétrica – COELT – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Campus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Cardoso

PATO BRANCO

2017

TERMO DE APROVAÇÃO

O trabalho de Conclusão de Curso intitulado **Dimensionamento e Controle de um Retificador PWM Monofásico**, do aluno **Henajer Luis Stella** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° **129** de 2017.

Fizeram parte da banca os professores:

Rafael cardoso

Cesar Rafael Torrico

Carlos Marcelo de Oliveira Stein

A Ata de Defesa assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica

DEDICATÓRIA

À minha família que sempre foi o meu apoio para qualquer escolha em minha vida.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a Deus que me guiou nesse caminho.

À minha família em que sempre esteve ao meu lado me apoiando.

À minha namorada que fez parte dessa etapa muito importante em minha vida.

Ao meu orientador Rafael Cardoso, o qual sempre me auxiliou nesse trabalho.

Aos colegas de faculdade que estiveram presentes como parceiros, companheiros, amigos, que irei levar muitas recordações e experiências para a minha vida.

RESUMO

STELLA, Henajer Luis, Dimensionamento e Controle de um Retificador PWM monofásico. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2017.

Este estudo apresenta o projeto e controle de um retificador monofásico, que tem como objetivo controlar a tensão no barramento com um fator de potência unitário, para que possa atender um inversor futuramente. O retificador utilizado será um boost de onda completa, tendo como objetivo o controle por meio dos gatilhos dos dispositivos interruptores através da modulação PWM. Será utilizada a técnica para desacoplamento das variáveis, sendo elas a corrente no indutor e tensão no capacitor, assim diminuindo o grau de complexidade do sistema. Para realizar a simulação e concluir o projeto, adota-se um controlador ressonante para o controle rápido da corrente e um controle PI lento para a tensão no capacitor.

Palavras-chave: Retificador Monofásico, Controle, Modulação PWM, desacoplamento.

ABSTRACT

STELLA, Henajer Luis, Dimensionamento e Controle de um Retificador PWM monofásico. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2017.

This study presents the project and the control of a single-phase rectifier, which has the purpose of control the bus voltage with an unit power factor to use for a future inverter. The rectifier used will be a boost of a complete wave to aim the control by way of the switches gadgets through the 'PWM' modulation. It will be used the decoupling technique of variables, the Current in the inductor and the capacitor voltage, decreasing the degree of complexity to the system. Then, accomplishing the simulation and conclusion the project are necessary to use the resonant regulatory to a quick control of the current and a slow "PI" control for the capacitor voltage.

Keyword: Single-phase rectifier, Control, PWM modulation. decoupling

LISTA DE FIGURA

Figura 1 – Conversor CA-CC.	16
Figura 2 - Topologia do retificador <i>Boost</i>	18
Figura 3 - Primeira etapa de operação.	19
Figura 4 - Segunda etapa de operação.	20
Figura 5 – Quarta etapa de operação.	20
Figura 6 - Comando dos interruptores e tensão V_{ab}	21
Figura 7 - Tensão V_{ab} na entrada do retificador.	22
Figura 8 - Diagramas de blocos da planta no domínio da frequência.	26
Figura 9 - Diagrama de blocos do controle.	29
Figura 10 - PWM simulado.	30
Figura 11 - Tensão no terminal do conversor.	30
Figura 12 - Diagramas de blocos da etapa PLL no software <i>Simulink</i>	31
Figura 13 - Sinais envolvidos no PLL: a) Tensão; b) Fase instantânea detectada; c) Seno da fase.	32
Figura 14 - Método para o controle de corrente.	33
Figura 15 - Diagrama de bloco do controle de corrente.	34
Figura 16 - Lugar das raízes com vários valores de Kr	35
Figura 17 - Lugar das raízes do controle de corrente para $Kr=1250$	36
Figura 18 - Controle de corrente.	37
Figura 19 - Resposta do controle de corrente.	37
Figura 20 - Erro do rastreamento da referência de corrente.	38
Figura 21- Método para o controle de tensão.	38
Figura 22 - Diagrama de blocos do controle de tensão.	40
Figura 23 - Resposta ao degrau unitário.	41
Figura 24 - Polos e zeros: a) Sistema controlado em malha fechada; b) Polos dominantes do sistema.	42
Figura 25 - Diagrama de blocos do controle do conversor.	43
Figura 26 - Resposta a referência de tensão adotada.	43
Figura 27 - Retificador <i>boost</i> bidirecional simulado.	45
Figura 28 - Controle do conversor.	45
Figura 29 - Controle de tensão.	46

Figura 30 - Comparação entre a corrente no conversor modelado e simulado.....	47
Figura 31 - Variáveis controladas, tensão no barramento e corrente no indutor.....	48
Figura 32 - Corrente em fase com a tensão.....	49
Figura 33 - Variação da carga no barramento.....	50
Figura 34 - Tensão e corrente com perturbação.	50

LISTA DE TABELA

Tabela 1 : Especificação do conversor.....	27
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS

IGBTs	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (Malha de Captura de Fase)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
MCC	Modo de condução contínua
CC	Tensão Contínua
V _{pwm}	Tensão a ser modulada pelo PWM

LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta i(t)$	Variação da corrente no tempo
Δt	Variação no tempo
$V_o(t)$	Tensão de saída CC
$V_{in}(t)$	Tensão de entrada AC
L_{boost}	Indutor <i>Boost</i>
V_{ab}	Tensão na entrada da ponte retificadora
D	Variação da largura do pulso aplicado ao IBTGs
T_s	Tempo de chaveamento
$V_{inp}(t)$	Tensão de pico de entrada
$sen(\theta)$	Função senoidal
IL_{Boost}	Corrente no indutor <i>Boost</i>
ΔIL_{Boost}	Variação da corrente no indutor <i>Boost</i>
ΔI_L	Variação da corrente
P_o	Potência de saída
I_{in}	Corrente de entrada
I_{inp}	Corrente de pico da entrada
C	Capacitor
L	Indutor
R_o	Carga atendida pelo conversor
I_o	Corrente na carga
$\overline{u_1}$	Ação de controle de corrente
$\overline{u_2}$	Ação de controle de tensão
$VI(s)$	Tensão no indutor para a planta de corrente
$Ic(s)$	Corrente no capacitor para a planta de tensão
$V_{r,ref}$	Tensão de referência para modulação
V_{trig}	Tensão triangular modulante

$S1, S2, S3, S4$	Sinal para cada dispositivo interruptor
Kp	Ganho proporcional
kr	Ganho ressonante
ω_{pll}	Frequência em radianos do sinal PLL
P_{cap}	Potência do capacitor
P_{carga}	Potência na carga
P_{in}	Potência de entrada
P_{out}	Potência de saída
G_m	Malha de tensão
M_{cor}	Malha de corrente
G_i	Controlador PI
ΔP_{carga}	Potência do distúrbio
V	Tensão
A	Corrente
f_s	Frequência de chaveamento dos IGBTs

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	15
1.1 Considerações Iniciais	15
1.2 Objetivo geral	16
1.3 Objetivos específicos	16
2. APRESENTAÇÃO DO SISTEMA	18
2.1 Diagrama do conversor	18
2.2 Etapas de operação	18
2.3 Característica estática.....	21
2.4 Indutor <i>boost</i>	22
2.5 Capacitor de saída	25
2.6 Modelo do conversor.....	25
2.7 Especificações do projeto	26
2.8 Considerações finais	27
3. PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	29
3.1 Modulação PWM	29
3.2 <i>Phase Locked Loop (PLL)</i>	31
3.3 Controle de corrente.....	32
3.4 Controle de tensão	38
3.5 Considerações finais	44
4. RESULTADOS E DISCUSSÃO	45
4.1 Simulações.....	45
4.2 Considerações finais	51
5. CONCLUSÃO.....	52

1. INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A principal produção de energia atualmente no Brasil provém de recursos hídricos. Todavia, devido ao aumento da demanda e pelas crises hídricas que já foram vivenciadas, o país se viu dependente de uma única fonte de produção de energia, onde isso resultou na vulnerabilidade do sistema (BOLZON, 2014). Uma nova política de incentivo para adesão de outras formas de energia, que utilizem fontes renováveis em sua geração, foi oferecida pelo governo para a diversificação do sistema, trazendo benefícios para o sistema elétrico, tanto para a transmissão quanto para a confiabilidade do sistema (BERTONCELLO, 2011).

Com o advento das redes interligadas de microgeração e novas fontes de energias renováveis, o fluxo de energia no Brasil tem a possibilidade de passar de unidirecional para bidirecional sendo que essa mudança é gradativa. Entretanto, tal mudança poderá ter um impacto ainda não previsto no sistema elétrico. Essa nova forma de geração apresenta como vantagem a criação de novos modelos de negócios, como por exemplo, a interação com o consumidor com participação bilateral, para uma energia de maior qualidade que possibilita o aumento da estabilidade do sistema elétrico, estimulando assim, a concorrência no mercado de energia (BOLZON, 2014).

Esse estudo tem por finalidade converter energia CA em CC, por meio de um retificador controlado bidirecional elevador de tensão. Tais características são importantes pois o retificador deste trabalho é proposto como uma etapa de um sistema de conversão de energia bidirecional. Ao barramento CC do retificador será conectado um inversor trifásico para síntese de tensões de linha de 220 V. Assim, o retificador deve ser capaz de elevar a tensão do barramento. Por sua vez, o inversor trifásico poderá operar como retificador trifásico e o retificador monofásico deverá operar como inversor monofásico. Logo, se faz necessário a bidirecionalidade do conversor proposto. Para atender o inversor trifásico, (MIRANDA, 2007) sugere que a tensão do barramento CC seja, no mínimo, 360 V. Neste trabalho será utilizada uma tensão de 400 V.

Além das características descritas, o retificador monofásico deverá operar com elevado fator de potência em sua entrada. Logo, a corrente de entrada também deverá ser controlada.

A estrutura do sistema, incorporando o futuro inversor trifásico, é ilustrada na figura 1. Como esse trabalho não aborda o inversor trifásico, seu efeito no barramento CC será representado por uma carga resistiva R_o .

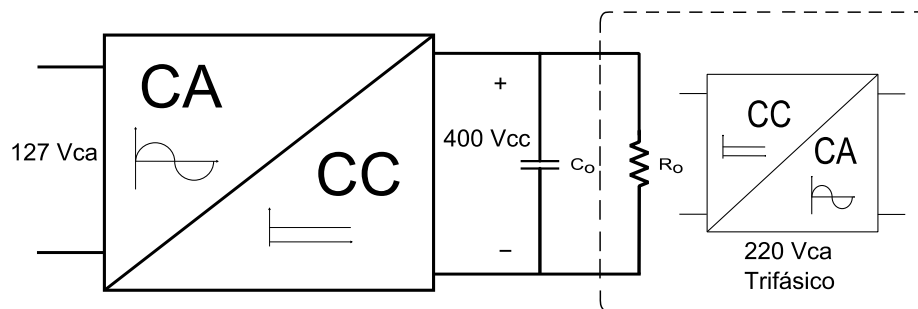


Figura 1 – Conversor CA-CC.
Fonte: Autoria própria.

1.2 OBJETIVO GERAL

Esse trabalho tem como objetivo principal a realização de um estudo do retificador PWM monofásico, para elevar a tensão no barramento CC ao mesmo tempo que garanta um elevado fator de potência na sua entrada. Sua topologia deve ser bidirecional, para ser utilizada em outras aplicações envolvendo bidirecionalidade.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Para a realização do objetivo geral deverão ser atendidos os objetivos específicos citados a seguir:

- Especificar as variáveis do projeto do conversor sendo elas a potência, tensão de entrada e saída, ondulações de corrente e de tensão.
- Projeto dos filtros de acoplamento e do barramento CC.

- Projetar as malhas de controle de corrente e de tensão do retificador a fim de elevar a tensão do barramento CC e garantir elevado fator de potência na entrada do retificador.
- Realizar simulações para verificar o funcionamento do retificador.

2. APRESENTAÇÃO DO SISTEMA

2.1 DIAGRAMA DO CONVERSOR

O retificador adotado faz referência a topologia de GOMES, *et al.*(2005) como ilustrado na figura 2. O conversor possui 4 dispositivos interruptores, com dois braços para realizar a retificação tanto da parte positiva, quanto da parte negativa da senóide V_{in} . Caso não fosse desejada a característica de bidirecionalidade, poderia ser empregado um retificador com apenas duas chaves.

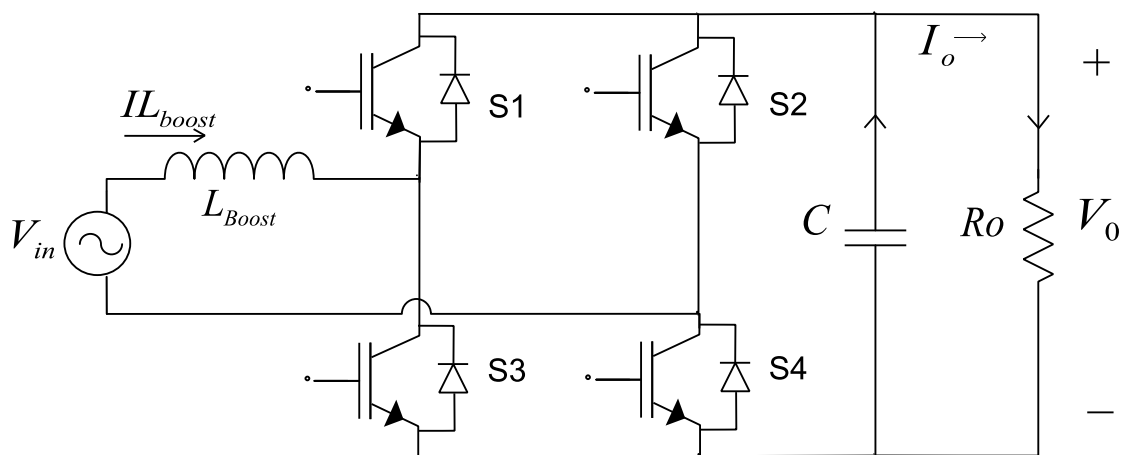


Figura 2 - Topologia do retificador Boost.
Fonte: GOMES, *et al.*(2005).

2.2 ETAPAS DE OPERAÇÃO

Para realizar a análise do conversor, conforme visto em GOMES, *et al.* (2005), utiliza-se três níveis de tensão na entrada da ponte retificadora, sendo elas $+V_o$, 0 e $-V_o$. Durante o semiciclo positivo, a tensão V_{ab} alterna entre $+V_o$ e 0 , enquanto no negativo, entre $-V_o$ e 0 . Para demonstrar a forma do chaveamento dos dispositivos controlados, é realizada a análise em quatro etapas, sendo duas de

armazenamento e duas transferências de energia, tanto para a parte positiva da onda quanto para a parte negativa.

No trabalho de GOMES, *et al.*(2005), pode-se observar as principais características de cada etapa de transferência e armazenamento de energia, sendo demonstradas apenas a retificação referente a parte positiva da onda. Entretanto, para a parte negativa da onda, GOMES, *et al.* (2005) concluem que o resultado das etapas de operação seguem sendo equivalente a análise da etapa positiva da onda. Desta forma, tanto para a parte positiva quanto para a negativa da onda, tem-se as etapas de operação de armazenamento e transferência de energia.

De acordo com GOMES, *et al.*(2005) a primeira etapa consiste no armazenamento de energia com os dispositivos S1 e S4 comandados, mas nesta etapa não há a necessidade dos dispositivos conduzirem, pois devido ao sentido da corrente, os diodos D1 e D4 conduzem sozinhos. Os outros diodos ficam polarizados reversamente com uma tensão V_{ab} (tensão na entrada da ponte retificadora), e na figura 3, pode-se ver que o indutor está entregando potência para a carga e para o capacitor, fazendo com que a corrente do indutor $i(t)$, seja a soma das correntes da carga e do capacitor, decrescendo conforme a equação 1 a seguir :

$$\frac{\Delta i(t)}{\Delta t} = \frac{V_{ab} - V_{in}(t)}{L_{Boost}}. \quad (1)$$

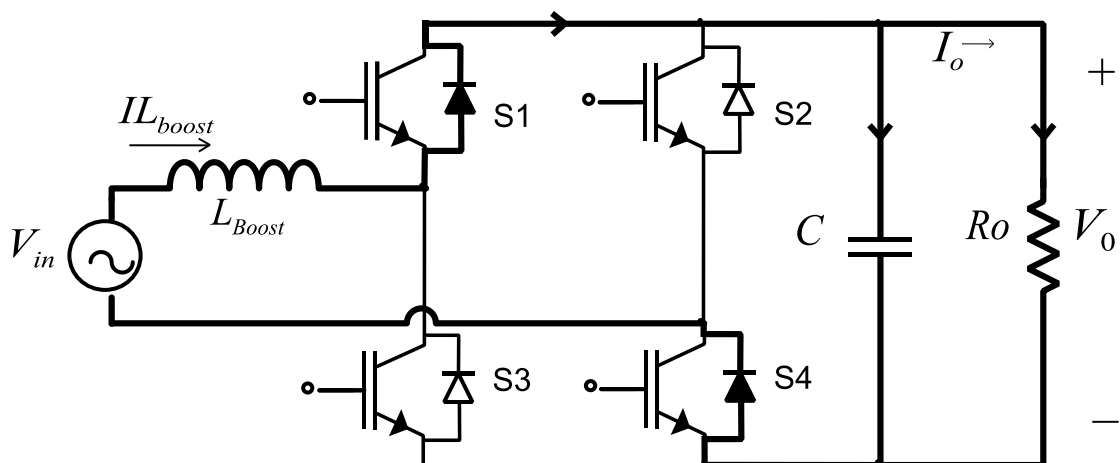


Figura 3 - Primeira etapa de operação.
Fonte: Adaptado de GOMES, *et al.*(2005).

Segundo GOMES, *et al.* (2005), a segunda etapa consiste no armazenamento de energia. Encontra-se os dispositivos S1 e S2 comandados, e devido ao sentido da corrente, o diodo D1 conduz com o dispositivo S1, deixando a fonte e o indutor em curto-circuito, fazendo com que o capacitor de saída mantenha a corrente na carga.

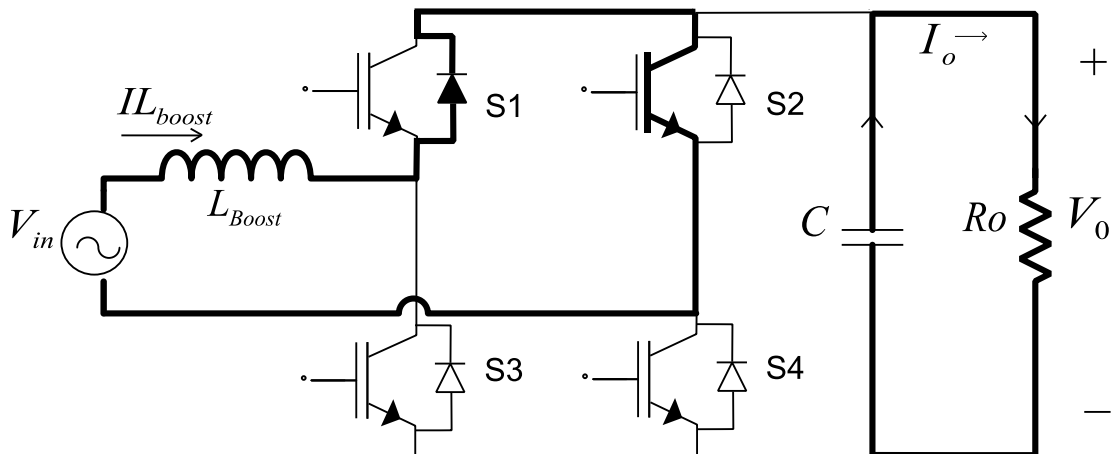


Figura 4 - Segunda etapa de operação.
Fonte: Adaptado de GOMES, *et al.*(2005).

Segundo GOMES, *et al.* (2005), a terceira etapa possui um novo processo de transferência de energia sendo idêntica a primeira etapa.

Na quarta etapa, os interruptores S3 e S4 são comandados, e devido ao sentido da corrente, o diodo D4 conduz com a chave S4, deixando a fonte e o indutor em curto-circuito, e a corrente na carga é atendida pelo capacitor.

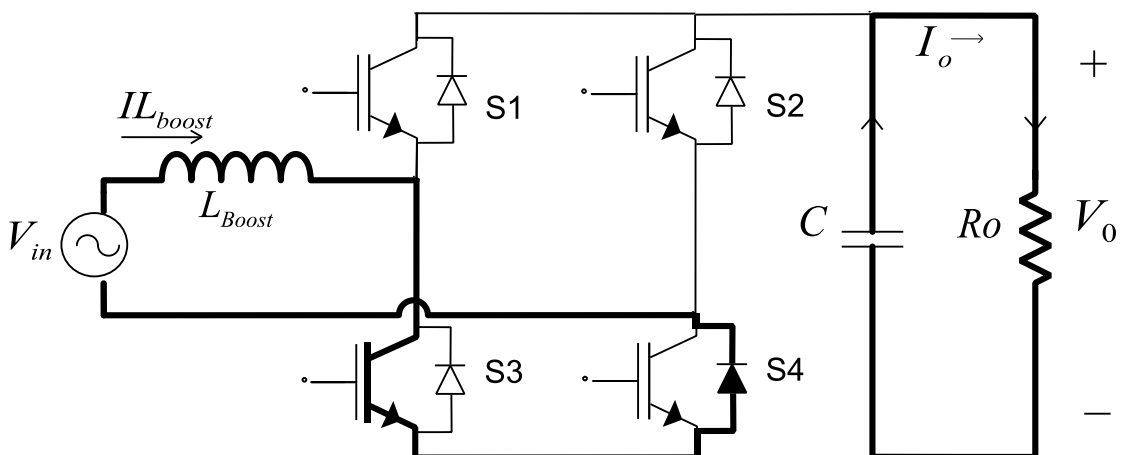


Figura 5 – Quarta etapa de operação.
Fonte: Adaptado de GOMES, *et al.*(2005).

Na figura 6 pode-se observar o comando dos interruptores para modulação à 3 níveis, considerando apenas o semiciclo positivo da rede, para que pudessem ser demonstradas as etapas de operação citadas anteriormente.

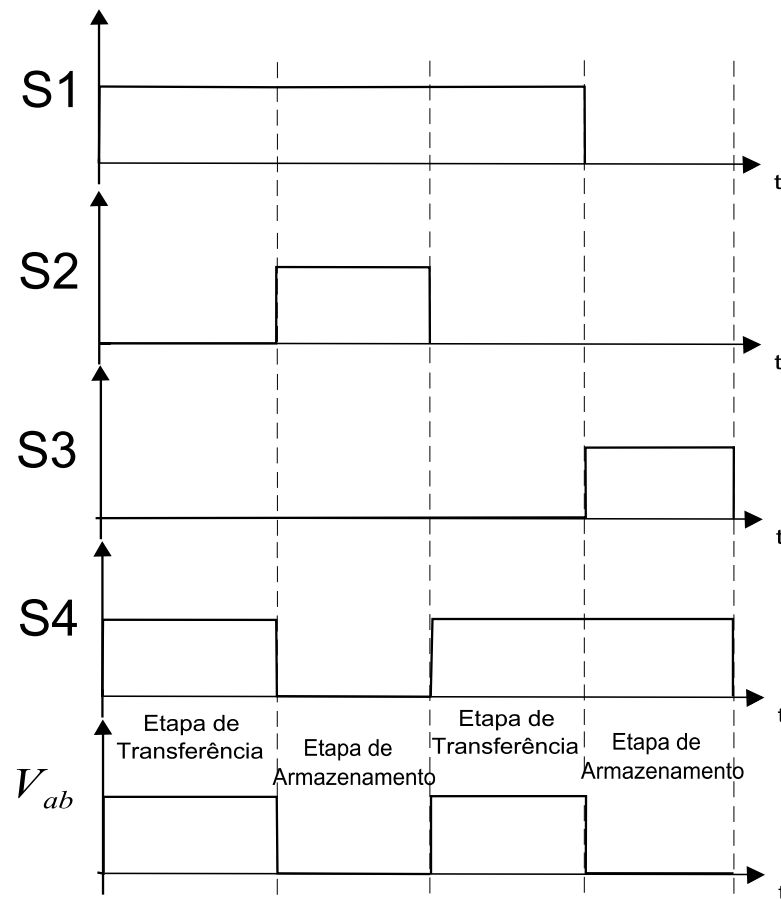


Figura 6 - Comando dos interruptores e tensão V_{ab} .
Fonte: Adaptado de GOMES, *et al.*(2005).

2.3 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA

Através da figura 7, obteve-se a forma de onda na entrada do retificador, onde o ganho estático referente ao retificador *boost* em ponte completa pode ser obtido através das equações a seguir:

$$V_{ab} = \frac{V_0(1-D)T_s/2}{T_s/2}, \quad (2)$$

$$\frac{V_0}{V_{ab}} = \frac{1}{(1-D)}. \quad (3)$$

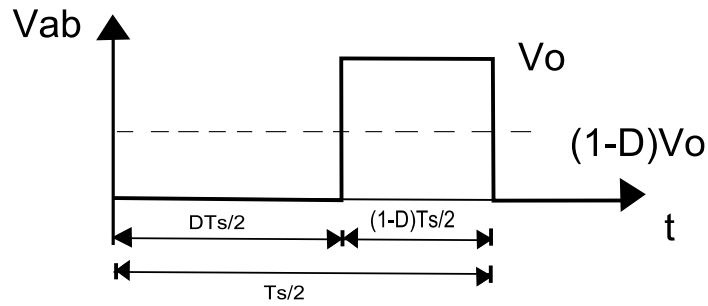


Figura 7 - Tensão V_{ab} na entrada do retificador.
Fonte: Adaptado de GOMES, et al.(2005).

A equação (3) apresenta a razão cíclica do sinal em função da tensão na entrada da ponte retificadora V_{ab} e a tensão V_0 na saída, onde variando a razão cíclica D consegue-se elevar a tensão de saída.

2.4 INDUTOR BOOST

Para que o sistema tenha um fator de potência elevado, a corrente deve estar em fase com a tensão. O indutor tem duas componentes de frequência: uma de baixa frequência, associada a tensão da rede, e outra de alta frequência, devida à comutação das chaves. De acordo com LARICO. et al. (2015), o indutor deve satisfazer a máxima variação que será permitida para as altas frequências da corrente.

Durante as etapas de armazenamento de energia, o indutor apresenta como característica a equação (4):

$$V_{in}(t) = L_{boost} \cdot \frac{dI_{boost}(t)}{dt} = L_{boost} \cdot \frac{\Delta I_{boost}}{\Delta t}. \quad (4)$$

Em meio período de chaveamento ($T_s/2$), o tempo de condução da chave é considerado o próprio valor da razão cíclica ($D(\theta)$), em função do ângulo da senoide ($V_{in}(t)$) multiplicado pelo período:

$$\Delta t = D(\theta) \cdot T_s/2. \quad (5)$$

Para o ângulo $0^\circ < \theta < 180^\circ$, o semiciclo positivo da tensão de entrada $V_{in}(t)$ é representado multiplicando-se a tensão de pico de entrada V_{inp} pelo $\text{sen}(\theta)$, isto é,

$$V_{in}(t) = V_{inp} \cdot \text{sen}(\theta), \quad (6)$$

$$V_{ab}(t) = V_{in}(t), \quad (7)$$

$$V_{abp} = V_{inp}. \quad (8)$$

A equação (5) depende da razão cíclica, em que a chave fica em condução. Substituindo a equação (5) e (6) na equação (4) tem-se:

$$\frac{L_{boost} \cdot \Delta I_{L_{Boost}}}{T_s / 2} = D(\theta) \cdot [V_{inp} \cdot \text{sen}(\theta)]. \quad (9)$$

Isolando a razão cíclica D da equação (3), é escrita a nova razão cíclica através da característica estática do retificador:

$$D(\theta) = 1 - \frac{V_{inp} \cdot \text{sen}(\theta)}{V_o}. \quad (10)$$

Substituindo a equação (10) em (9), é obtida uma equação em que relaciona a variação da corrente com tensão de pico de entrada, sendo dependente do valor do indutor *boost*:

$$\frac{L_{boost} \cdot \Delta I_{L_{Boost}}}{T_s / 2} = \left[1 - \frac{V_{inp} \cdot \text{sen}(\theta)}{V_o} \right] \cdot V_{inp} \cdot \text{sen}(\theta). \quad (11)$$

Simplificando:

$$\frac{2 \cdot L_{boost} \cdot \Delta IL_{Boost}}{T_s \cdot V_0} = \left[\frac{V_{inp} \cdot \sin(\theta)}{V_0} - \left(\frac{V_{inp} \cdot \sin(\theta)}{V_0} \right)^2 \right]. \quad (12)$$

De acordo com GOMES, *et al.* (2005), a equação (12) pode ser definida como uma ondulação da corrente normalizada chamada $\overline{\Delta IL_{boost}}$. Sendo assim, pode-se observá-la:

$$\overline{\Delta IL_{boost}} = \left[\frac{V_{inp} \cdot \sin(\theta)}{V_0} - \left(\frac{V_{inp} \cdot \sin(\theta)}{V_0} \right)^2 \right]. \quad (13)$$

Considerando a variação de (V_{inp}/V_0) com o ângulo θ , a máxima ondulação da corrente $\overline{\Delta IL_{Boost}}$ é de 0,25. Com esse valor, pode-se definir a equação para cálculo do indutor *Boost*, isto é,

$$L_{Boost} = \frac{\overline{\Delta IL_{boost}} \cdot V_0}{2 \cdot \Delta IL_{boost} \cdot f_s}, \quad (14)$$

onde f_s é a frequência de comutação dos dispositivos interruptores. As demais variáveis são obtidas através das equações (15), (16) e (17). Na equação (15), ΔI_L representa a ondulação da corrente definida em projeto. Já na equação (16), P_o representa a potência nominal especificada para o sistema. Assim,

$$\Delta IL_{Boost} = \Delta I_L \cdot I_{inp}, \quad (15)$$

$$IL_{boost} = \frac{P_o}{V_{in}}, \quad (16)$$

$$I_{inp} = \sqrt{2} \cdot IL_{boost}. \quad (17)$$

2.5 CAPACITOR DE SAÍDA

Segundo a análise de COVIC;PETER; BOYS,(2002), para o cálculo do capacitor, deve-se levar em consideração a função da porcentagem de ondulação desejável, a tensão de saída, frequência da rede e a carga onde o capacitor estará entregando a potência.

Assim, determina-se o capacitor que atenderá os requisitos do projeto, conforme mostrado na equação (18):

$$C = \frac{V_o}{f \cdot R_o \cdot \Delta V_r}, \quad (18)$$

onde f é a frequência da rede, R_o é a carga e ΔV_r é a variação da tensão definida.

2.6 MODELO DO CONVERSOR

De acordo com a figura 2, são consideradas as variáveis de estado $IL_{Boost}(t)$ como sendo a corrente no indutor e $V_o(t)$ como sendo a tensão no capacitor, que definem o modelo do conversor. As equações para cada variável de estado, sendo que I_o representa uma variação de carga, são:

$$L \frac{d}{dt} IL_{Boost}(t) = V_{in}(t) - V_{ab}(t), \quad (19)$$

$$C \frac{d}{dt} V_o(t) = IL_{Boost}(t) - I_o(t). \quad (20)$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações (19) e (20), e adotando como ação de controle $\bar{u}_1$ e $\bar{u}_2$:

$$V_{in}(s) - V_o(s) = \bar{u}_1, \quad (21)$$

$$IL_{Boost}(s) - I_o(s) = \overline{u_2}, \quad (22)$$

obtem-se as seguintes funções de transferência:

$$G_I(s) = \frac{IL_{Boost}(s)}{V_{in}(s) - V_{ab}(s)} = \frac{IL_{Boost}(s)}{\overline{u_1}} = \frac{1}{sL}, \quad (23)$$

$$G_V(s) = \frac{V_o(s)}{IL_{Boost}(s) - I_o(s)} = \frac{V_o(s)}{\overline{u_2}} = \frac{1}{sC}. \quad (24)$$

A representação do conversor, em diagrama de blocos, é mostrada na figura 8, a qual apresenta duas entradas, $V_{in}(s)$ e $I_o(s)$, e uma saída $V_o(s)$. O primeiro bloco representa a resposta em corrente do conversor dada pela equação (23), e o segundo bloco representa a resposta em tensão da equação (24).

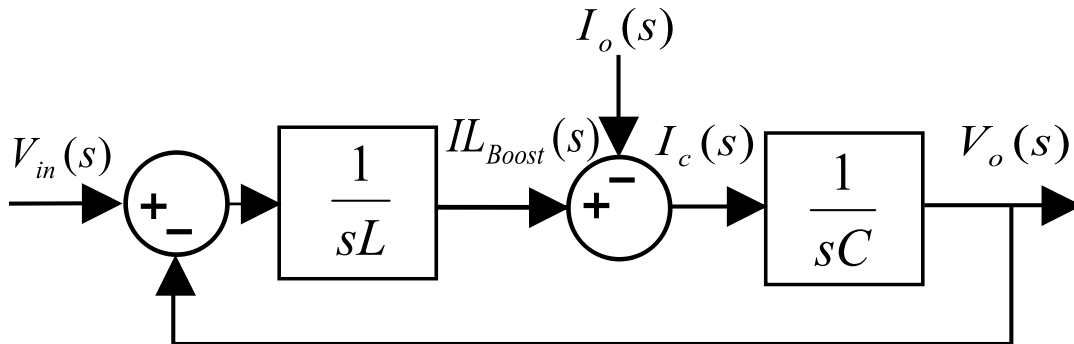


Figura 8 - Diagramas de blocos da planta no domínio da frequência.
Fonte: Autoria própria.

2.7 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

Na tabela a seguir, especifica-se os parâmetros do conversor boost de ponte completa. Valores como ondulação de tensão e ondulação máxima da corrente, foram adaptados a partir do trabalho de GOMES, et al.(2005) e a frequência de chaveamento foi escolhida de forma a se ter um compromisso entre redução de perdas por comutação e redução do volume do indutor.

Tabela 1 : Especificação do conversor.

Variável	Valor
Tensão de entrada - V_{in}	127 Vrms
Tensão de saída - V_o	400 Vcc
Potência de saída - P_o	2000 W
Frequência de chaveamento - f_s	10 kHz
Ondulação da tensão na saída em 120Hz - ΔV_o	$0,03 \cdot V_o = 12 \text{ V}$
Ondulação máxima da corrente no indutor - ΔI_L	0,2 A

Fonte: Autoria Própria.

Com os valores definidos, é calculada a indutância do indutor *Boost* para limitar o *ripple* de corrente de acordo com os valores especificados na tabela 1. Assim, obtém-se o valor da indutância:

$$\begin{aligned}
 I_{in} &= \frac{P_o}{V_{in}} = \frac{2000}{127} = 15,74 \text{ A}, \\
 I_{inp} &= \sqrt{2} \cdot I_{in} = 22,27 \text{ A}, \\
 L_{Boost} &= \frac{0,25 \cdot V_o}{2 \cdot \Delta I_{L_{Boost}} \cdot f_s} = \frac{0,25 \cdot 400}{2 \cdot 0,2 \cdot 22,27 \cdot 10000} = 1,1225 \text{ mH}.
 \end{aligned}$$

Em seguida, é realizado o cálculo da capacitância do capacitor que será utilizado no barramento do conversor, de acordo com a equação (18), mostrada a seguir:

$$C = \frac{V_o}{f \cdot R_o \cdot \Delta V_r} = \frac{400}{60 \cdot 80 \cdot (400 \cdot 0,03)} = 6944 \mu F.$$

2.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentada uma análise teórica do retificador *boost* em ponte completa, de onde foram obtidas as equações matemáticas do modelo do conversor e de projeto da indutância e capacitância dos filtros do conversor, que irão

ser empregadas na simulação. As equações adotadas até então serão utilizadas no capítulo 3 para o projeto do conversor.

As especificações do retificador foram apresentadas e seus filtros projetados. No capítulo seguinte, serão utilizados os valores aqui encontrados para o projeto do controle do conversor.

3. PROJETO DO CONTROLE DO CONVERSOR BOOST

Para realizar o controle do retificador será adotada a sequência lógica de VIEIRA (2015), em que é realizado o controle em cascata, como pode ser observado na figura 9. O controle é realizado de forma em que há uma malha interna de corrente e outra externa de tensão. Conforme pode ser observado nas equações (23) e (24), o sistema possui as variáveis de controle dependentes uma da outra. Visto tanto no trabalho de SILVA (2017) como em VIEIRA (2015) e GOMES, *et al.* (2005), o método que mais se utiliza para realizar do desacoplamento dessas variáveis a serem controladas (corrente no indutor e tensão no barramento), é o tempo de atuação da resposta ao controle da malha interna. A resposta da malha interna deve apresentar uma resposta muito rápida para que assim se possa considerar as duas malhas de controle desacopladas.

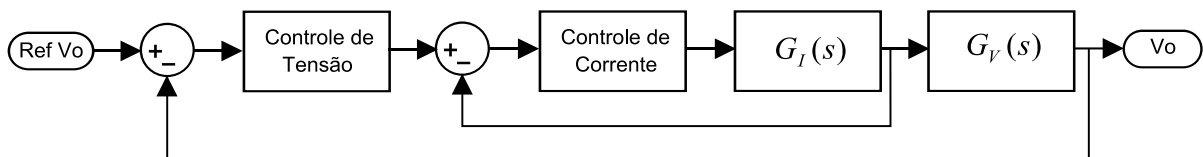


Figura 9 - Diagrama de blocos do controle.
Fonte: Autoria própria.

Para que o conversor apresente um fator de potência elevado na entrada do sistema, a corrente deve estar em fase com a tensão. Isso se dará com o auxílio de um sistema *Phase Locked Loop (PLL)*, que detecta a fase do sinal de entrada do conversor que será utilizada para realizar o controle.

As subseções a seguir irão descrever as malhas de controle interna e externa bem como a modulação PWM e o sistema PLL.

3.1 MODULAÇÃO PWM

A saída do controlador de corrente fornecerá um sinal de referência para gerar, por meio da modulação por largura de pulso (PWM), o acionamento dos

dispositivos IGBTs da ponte completa do retificador *boost* e com isso controlar o conversor.

Para a simulação realizada no *software Simulink*, é necessário normalizar o sinal a ser modulado (V_{pwm}) pela tensão coletada no sensor do barramento (V_o), como mostrado na figura 10. Assim, dentro do bloco PWM, é realizada a comparação com uma onda triangular com frequência de 10 kHz. A saída desse bloco contém os 4 sinais para os dispositivos IGBTs da ponte retificadora do conversor.

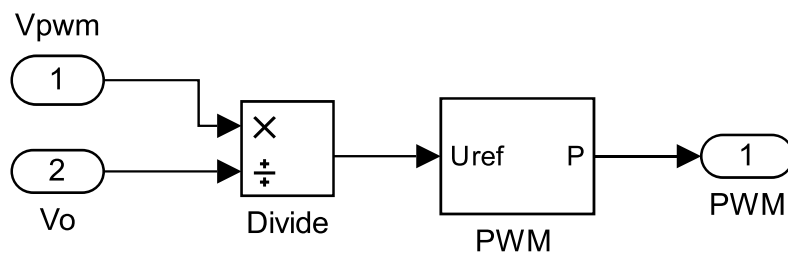


Figura 10 - PWM simulado.
Fonte: Autoria própria.

A figura 11 representa a tensão V_{ab} nos terminais da entrada da ponte retificadora com um sinal V_{pwm} como sendo uma onda senoidal, visto na cor vermelha.

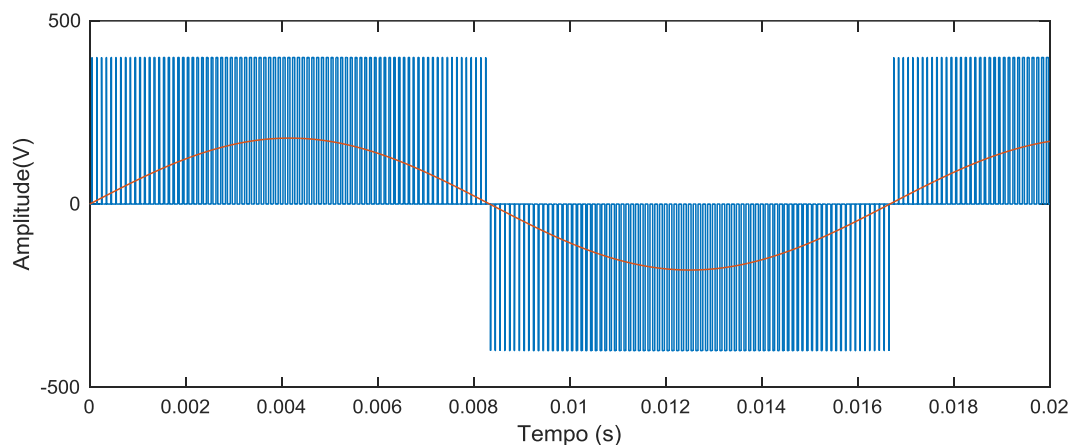


Figura 11 - Tensão no terminal do conversor.
Fonte: Autoria própria

3.2 PHASE LOCKED LOOP (PLL)

O PLL é um sistema que tem capacidade de detectar a fase do sinal medido. Para a realização dessa simulação, é necessário detectar a fase do sinal de entrada para que seja aplicado no controle, que será explicado na próxima seção.

Sua saída tem como característica fornecer a fase do sistema medido, determinando o ângulo da fase em forma de rampa, que varia de 0 a 2π . Esse valor é inserido dentro da função seno, criando um sinal senoidal da mesma fase do sinal medido, conforme visto na figura 12.

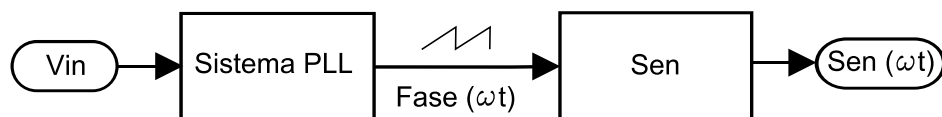


Figura 12 - Diagramas de blocos da etapa PLL no software *Simulink*.
Fonte: Autoria própria.

Para validar esse processo, foi utilizado um sinal senoidal com amplitude de 10 V. A figura 13.a ilustra a tensão considerada enquanto a figura 13.b apresenta a fase detectada. Por fim, a figura 13.c apresenta o seno da fase detectada. Observa-se que o seno da fase está sincronizado com a tensão.

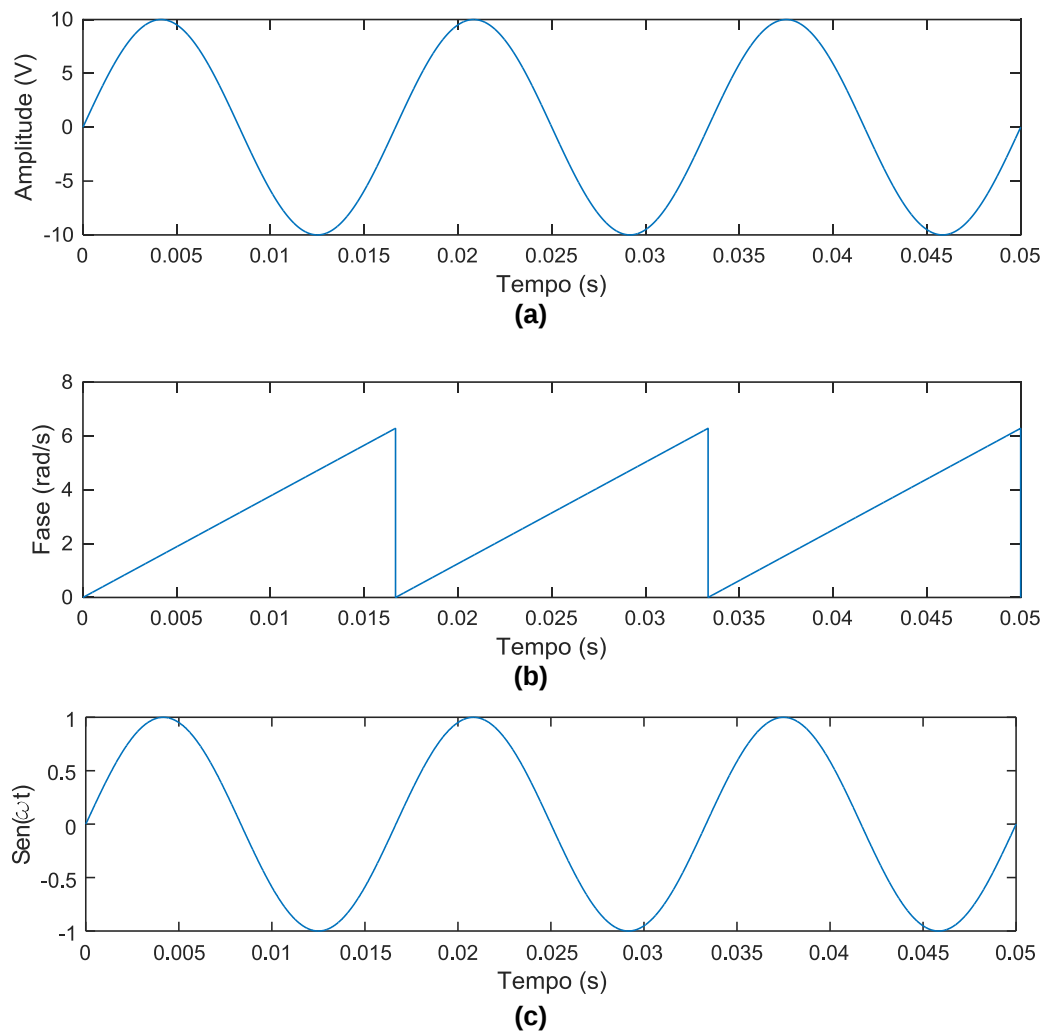


Figura 13 - Sinais envolvidos no PLL: a) Tensão; b) Fase instantânea detectada; c) Seno da fase.

Fonte: Autoria própria

3.3 CONTROLE DE CORRENTE

O principal objetivo do controle de corrente é ter uma resposta rápida para desacoplar da dinâmica do barramento CC. O método para o controle da malha interna de corrente que será utilizado é representado pelo diagrama de blocos da figura 14.

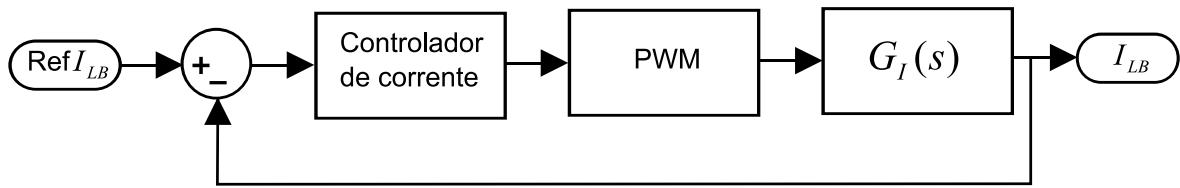


Figura 14 - Método para o controle de corrente.
Fonte: Autoria própria.

A ação de controle é atribuída por V_{ab} , que após sair do controle de corrente, entra como sinal para modulação PWM vista na seção 3.1, fornecendo os pulsos para o chaveamento dos dispositivos IGBTs da ponte retificadora.

A análise da malha interna, possui como característica a dependência da tensão V_{in} e a tensão V_{pwm} , sendo que a ação de controle $\bar{u}_1$, representa essas características, conforme a equação (21).

O controle é realizado por um controlador ressonante $G_{res}(s)$, juntamente com uma parcela proporcional, como mostrado pela equação (25). Esse formato de controle é descrito por RODRIGUES (2010), VIEIRA (2015) e SILVA (2017), que mostraram ser uma boa escolha para sistemas com referência senoidal. Essa referência será obtida com auxílio do PLL, para que fique na mesma frequência da tensão V_{in} . Este tipo de controle, tem a capacidade de levar o sistema para referência com erro zero quando a frequência angular do controlador é a mesma que sua referência. A equação que descreve o controlador P-ressonante ($G_{res}(s)$) é mostrada a seguir:

$$G_{res}(s) = K_r \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_{pll}^2} + K_p, \quad (25)$$

onde ω_{pll} é a frequência angular da tensão da rede fornecida pelo PLL.

Adotando $G_I(s)$ como planta de corrente mostrado na equação (23), para realizar a análise em malha fechada vista na figura 15, é utilizado o programa Matlab para determinar o lugar das raízes e assim, definir qual o melhor ganho para K_r e K_p mostrado a seguir:

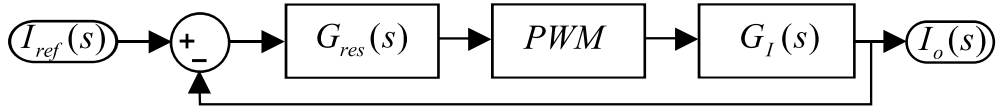


Figura 15 - Diagrama de bloco do controle de corrente.
Fonte : Autoria própria.

A função de transferência malha fechada da figura 15 é dada por:

$$\frac{I_o(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{G_{res}(s) \cdot G_I(s)}{1 + G_{res}(s) \cdot G_I(s)} \quad (26)$$

$$\frac{I_o(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{\left[K_r \frac{s}{s^2 + \omega_{pll}^2} + K_p \right] \cdot \frac{1}{sL}}{1 + \left[K_r \frac{s}{s^2 + \omega_{pll}^2} + K_p \right] \cdot \frac{1}{sL}}$$

$$\frac{I_o(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{K_r \cdot s + K_p \cdot [s^2 + \omega_{pll}^2]}{K_r \cdot s + K_p \cdot [s^2 + \omega_{pll}^2] + sL \cdot [s^2 + \omega_{pll}^2]} \quad (27)$$

Para poder realizar a análise dos ganhos pelo lugar das raízes, é preciso reorganizar a equação característica da função de transferência dada pela equação (27), pois o sistema apresenta tanto no denominador quanto no numerador os ganhos a serem definidos. Igualando a equação característica a zero e dividido por tudo que não contém o termo em K_p , é possível projetar o ganho pelo lugar das raízes, adotando um valor fixo em K_r para que seja feita a análise (OGATA, 2000):

$$\frac{K_r \cdot s + K_p \cdot [s^2 + \omega_{pll}^2] + sL \cdot [s^2 + \omega_{pll}^2]}{K_r \cdot s + sL \cdot [s^2 + \omega_{pll}^2]} = 0$$

$$\frac{K_p \cdot [s^2 + \omega_{pll}^2]}{K_r \cdot s + sL \cdot [s^2 + \omega_{pll}^2]} = -1 \quad (28)$$

Utilizando um valor fixo em K_r , e realizando a análise do lugar das raízes do termo a esquerda da igualdade da equação (28), determina-se o ganho K_p de forma interativa, realizando várias tentativas adotando valores para K_r de 1100, 1150, 1200,

1250 e 1300. O efeito da variação de K_p para diferentes valores de K_r é mostrado na figura 16.

O ganho $K_r=1250$ forneceu o melhor comportamento da resposta do sistema. Para esse ganho, a influência da variação de K_p está mostrada na figura 16 na cor roxa. Para a determinação do ganho K_p , foram escolhidos os polos complexos conjugados que fornecem, aproximadamente, sobresinal nulo ao mesmo tempo em que se tenha a maior frequência natural não amortecida possível. Para esse ponto indicado na figura 17, o ganho $K_p=2,16$.

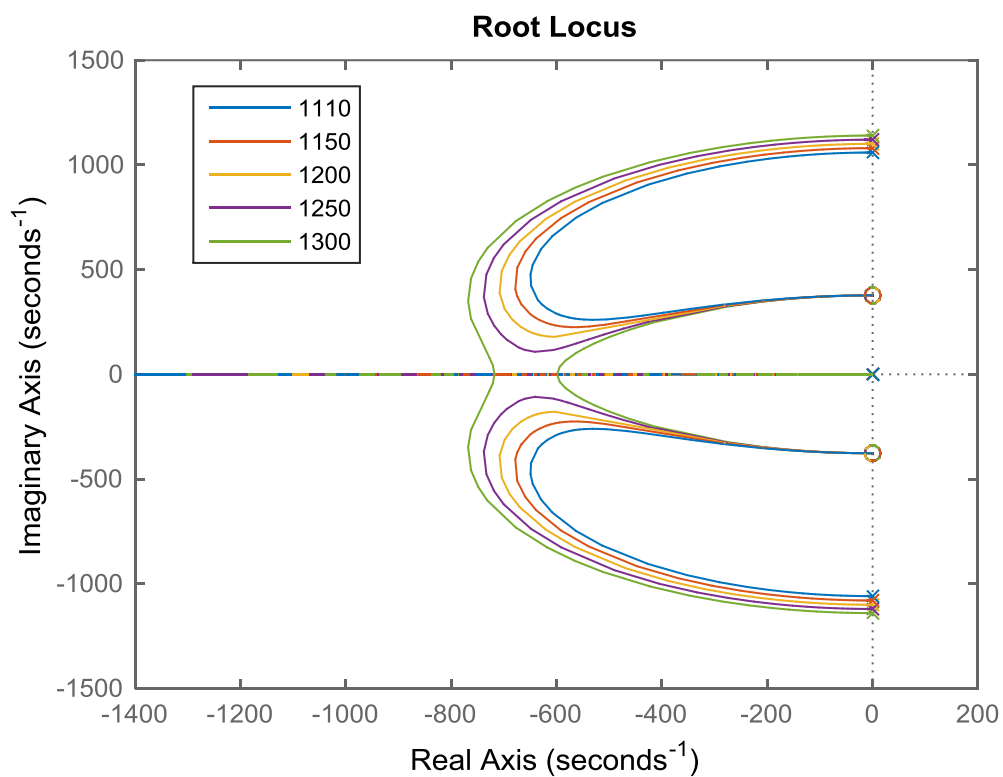


Figura 16 - Lugar das raízes com vários valores de K_r .
Fonte: Autoria própria.

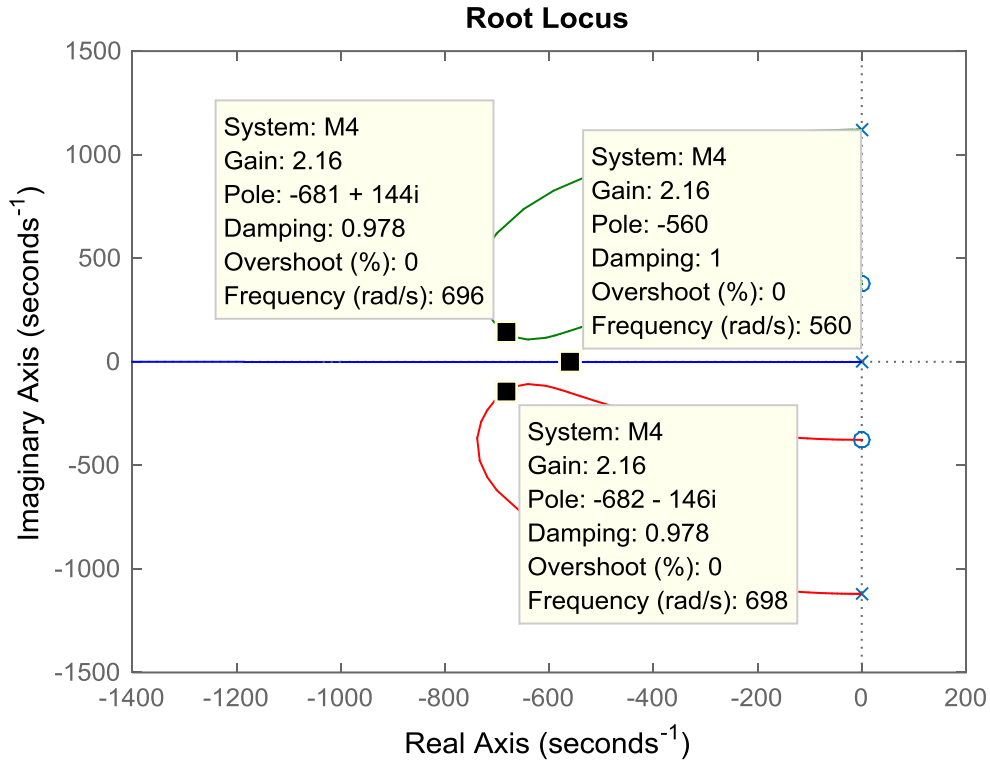


Figura 17 - Lugar das raízes do controle de corrente para $K_r=1250$.

Fonte: Autoria própria.

Na figura 17, é possível observar que o sistema também tem influência de um polo real ilustrado no ramo azul.

Tendo os valores de K_p e K_r definidos, pode-se realizar a simulação da malha interna de corrente. Para isso, foram utilizadas as equações (29) e (30), que representam a planta de corrente e a ação de controle respectivamente.

$$I_L(s) = \frac{\bar{u}_1}{sL} = \frac{1}{sL} \cdot (V_{in} - V_o), \quad (29)$$

$$V_o = V_{ab} = V_{pwm} = V_{in(medido)} - \bar{u}_1. \quad (30)$$

Para realizar essa ação, é considerada a rede V_{in} e a tensão V_{ab} como fontes. Quando a fonte V_{ab} estiver com a mesma tensão da rede V_{in} , a corrente no indutor considera-se zero. Para que isso não ocorra, é realizado um *feedforward* para retirar esse efeito da rede no controle, seguindo as equações (29) e (30), e assim

podendo realizar o diagrama de blocos do controle de corrente, conforme visto na figura 18.

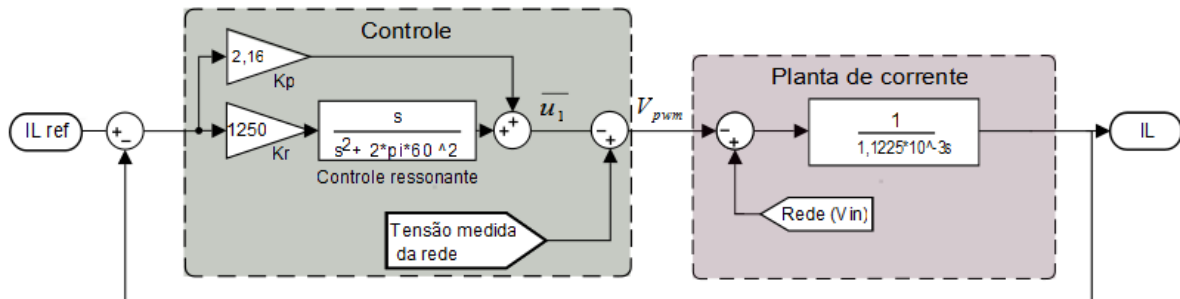


Figura 18 - Controle de corrente.
Fonte: Autoria própria.

Para validar o controle, foi escolhida uma referência senoidal para a corrente com valor de amplitude em 10 A e frequência de 60 Hz. O PLL nesta validação deve realizar a leitura da fase para que seja aplicada na malha de corrente, assim colocando em fase a corrente com a fase medida. Para a execução do controle, foi adotada a frequência como sendo a mesma da referência fazendo o papel do PLL.

Na figura 19, é verificado o rastreamento da referência senoidal. A resposta do controle apresentou uma resposta muito rápida, atendendo o objetivo total do projeto.

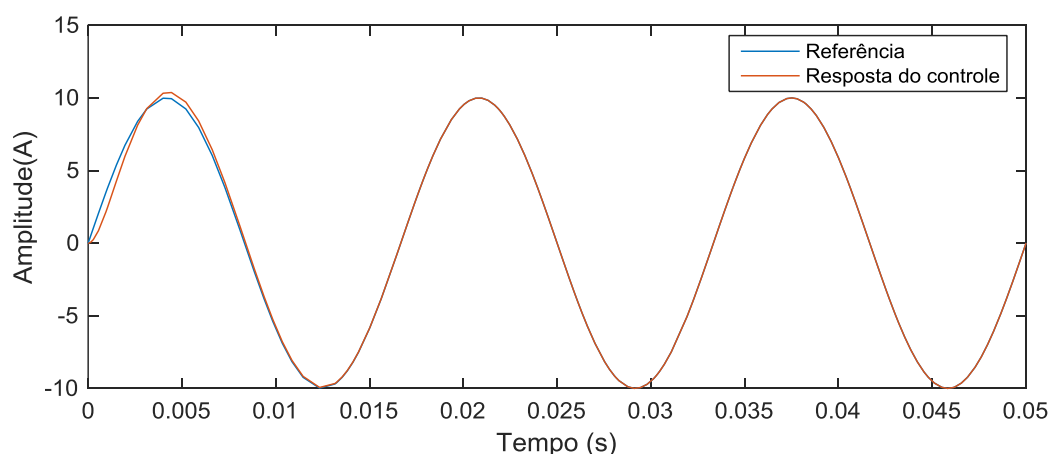


Figura 19 - Resposta do controle de corrente.
Fonte: Autoria própria.

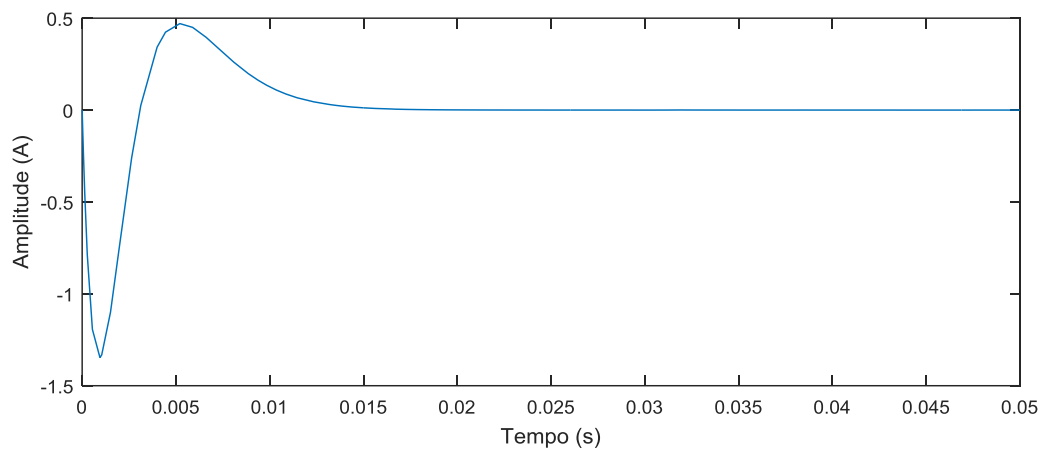


Figura 20 - Erro do rastreamento da referência de corrente.
Fonte: Autoria própria.

Foi possível ver tanto na saída do sistema, mostrado na figura 19, quanto no erro da corrente, visto na figura 20, que o controle adotado levou o sistema para a referência com erro zero. Com isso, verificou-se que o comportamento do controle da malha interna do conversor, que será utilizado para o projeto do controle de tensão visto na próxima seção, é adequado.

3.4 CONTROLE DE TENSÃO

Para que o projeto do controle de tensão seja eficaz, deve-se garantir que a malha interna de corrente seja rápida o bastante para que a malha externa de tensão ignore sua dinâmica, fazendo com que haja o desacoplamento das variáveis e, assim, a planta de tensão se comporte como a estrutura da equação (24). O método para o controle da malha externa de tensão é mostrado na figura 21.

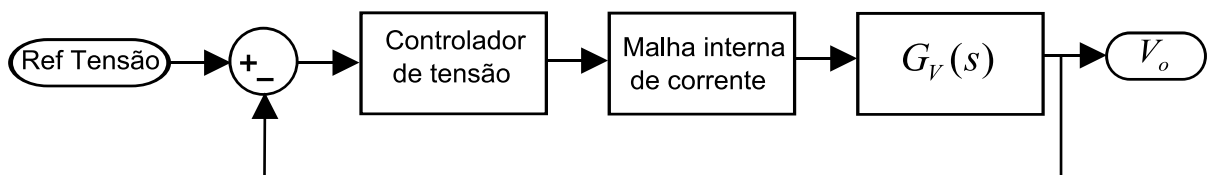


Figura 21- Método para o controle de tensão.
Fonte: Autoria própria.

Para o desenvolvimento do sistema de controle de tensão, considera-se que a corrente está em fase com a tensão e sua resposta seja muito rápida. Para que se obtenha a planta de tensão, é realizada a análise do trabalho de VIEIRA (2015), assim obtendo o novo modelo com as novas considerações feitas.

Considerando o conversor da figura 2 com 100% de eficiência na transferência de potência, pode-se afirmar que a potência de saída é dada pela potência no capacitor ($P_{cap}(t)$) mais a potência na carga ($P_{carga}(t)$), assim obtém:

$$P_{out}(t) = P_{cap}(t) + P_{carga}(t) = \frac{C}{2} \frac{dV_{cc}^2(t)}{dt} + \frac{V_{cc}^2(t)}{Ro}, \quad (31)$$

$$P_{out}(t) = V_{cc} \left(\frac{C}{2} \frac{dV_{cc}(t)}{dt} + \frac{V_{cc}(t)}{Ro} \right). \quad (32)$$

É mostrado no trabalho de VIEIRA (2015), que negligenciando o efeito do *ripple* de tensão no elo CC e linearizando em torno do ponto de operação V_{ccref} , obtêm-se:

$$P_{out(t)} = V_{ccref} \left(\frac{C}{2} \frac{dV_{cc}(t)}{dt} + \frac{V_{cc}(t)}{Ro} \right). \quad (33)$$

Aplicando a transformada de Laplace e reorganizando a equação para relacionar potência de saída com a tensão no barramento CC, tem-se a função de transferência da planta de tensão, mostra na equação (34):

$$G_V(s) = \frac{V_{cc}(s)}{P_{out}(s)} = \frac{\frac{Ro}{V_{ccref}}}{\frac{RoC}{2}s + 1}. \quad (34)$$

A figura 22 mostra a malha de controle externa, contendo a malha interna de controle de corrente $M_{cor}(s)$. É considerado um distúrbio ou uma pequena variação em volta do ponto de operação do sistema como sendo a entrada $I_o(s)$.

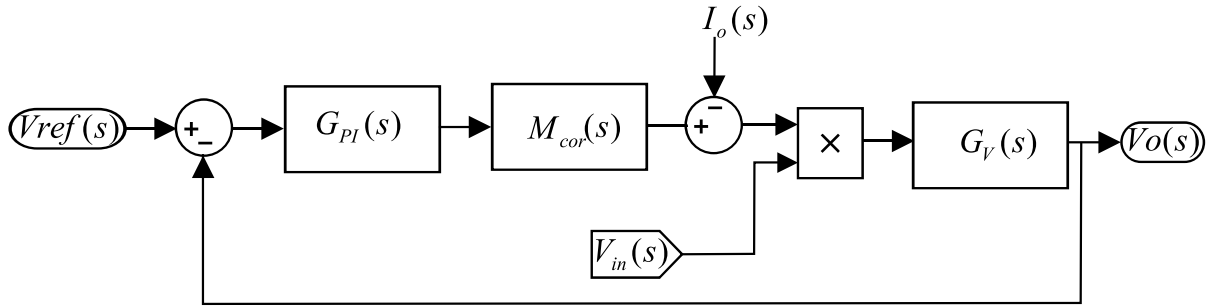


Figura 22 - Diagrama de blocos do controle de tensão.
Fonte: Autoria própria.

Adotando a malha de tensão $G_v(s)$ como sendo a equação (24), e chamando de $M_{cor}(s)$ a função de transferência que descreve a malha de controle de corrente, vista na equação (27), adota-se um controlador PI, representado por $(G_{pl}(s))$, mostrado na equação (35):

$$G_{pl}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right),$$

$$G_{pl}(s) = K_p \cdot \left(\frac{s + \frac{1}{T_i}}{s} \right). \quad (35)$$

Assim o sistema da figura 22 apresenta a função transferência, sendo de:

$$\frac{V_o(s)}{V_{ref}(s)} = \frac{G_{pl}(s) \cdot M_{cor} \cdot G_v(s)}{1 + G_{pl}(s) \cdot M_{cor} \cdot G_v(s)}. \quad (36)$$

Com o auxílio do *software* Matlab, foram escolhidos os ganhos do controlador PI utilizando o programa sisotool. Os ganhos do controlador PI foram escolhidos de maneira iterativa observando-se a resposta ao degrau do sistema. Para ganhos $K_p = 1,13$ e $T_i = 0,1$, a figura 23 ilustra a resposta ao degrau do sistema.

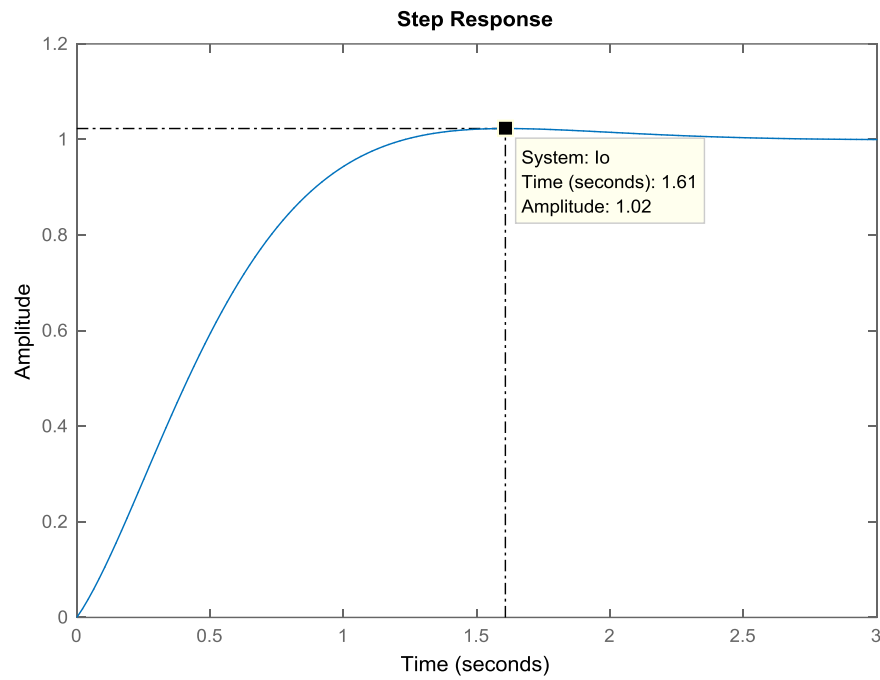
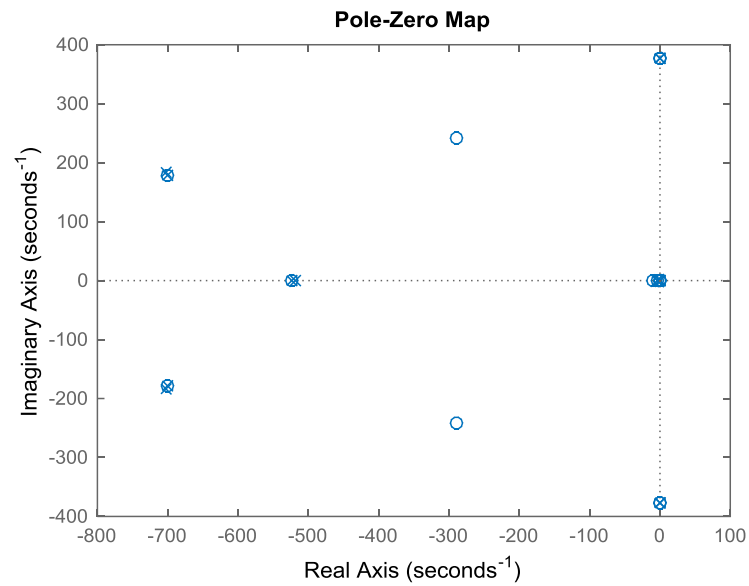
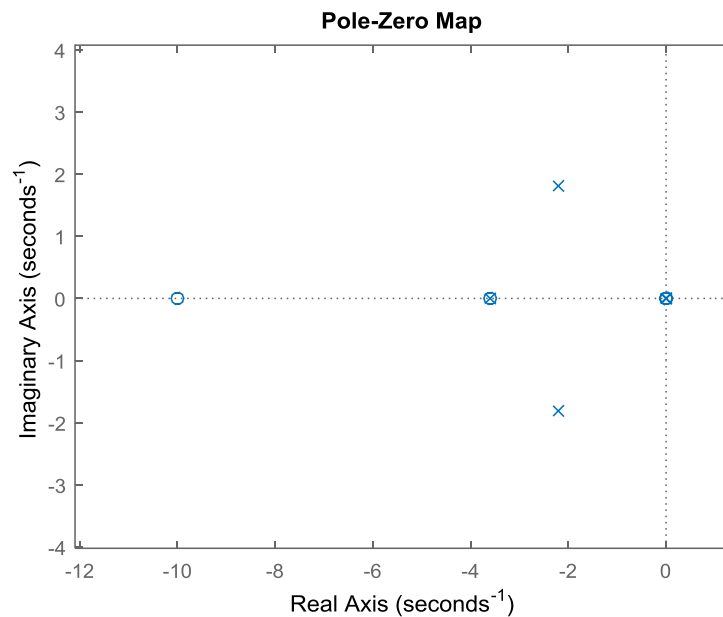


Figura 23 - Resposta ao degrau unitário.
Fonte: Autoria própria.

A figura 24.a mostra os polos e zeros do sistema controlados em malha fechada enquanto a figura 24.b mostra uma aproximação para apresentar os polos dominantes do sistema.



(a)



(b)

Figura 24 – Polos e zeros: a) Sistema controlado em malha fechada; b) Polos dominantes do sistema.

Fonte: Autoria própria.

A figura 25, representa o diagrama de blocos simulado pelo *software Simulink*. Como a referência de corrente deve estar em fase com a tensão de entrada, a saída do controlador PI é multiplicada pelo seno da fase da tensão de entrada ($\sin(\omega t)$). A saída da malha de corrente é multiplicada pela tensão de entrada. Com

isso estabelece-se a potência de entrada de $G_V(s)$ que representa a planta de tensão do sistema.

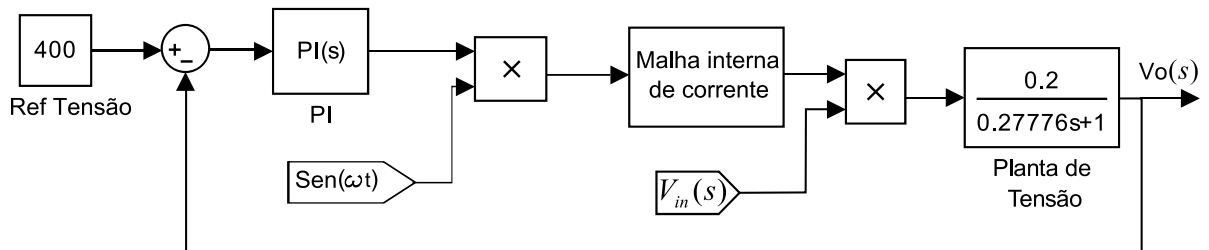


Figura 25 - Diagrama de blocos do controle do conversor.
Fonte: Autoria própria.

Na figura 26, é apresentada a resposta ao degrau com valor de referência de 400 V juntamente com a tensão e corrente controladas.

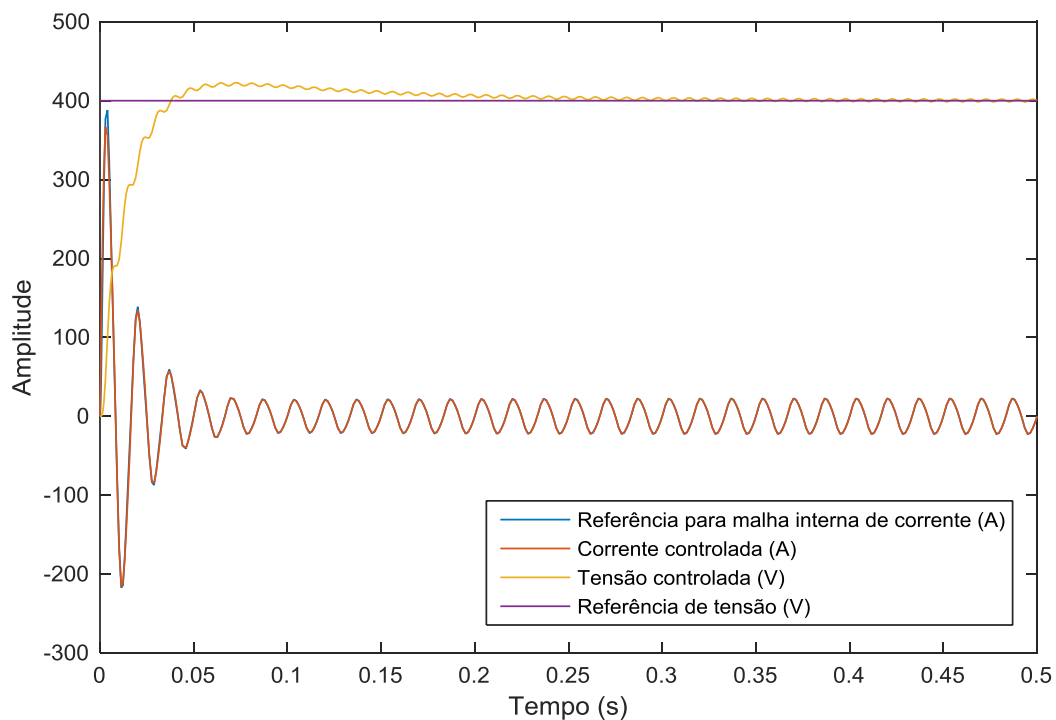


Figura 26 - Resposta a referência de tensão adotada.
Fonte: Autoria própria.

Obtendo-se um sobre sinal da tensão no barramento em 422 V, tem-se um valor um pouco maior que 5,5%. Pode ser observado que, inicialmente, a corrente tem valores elevados para reduzir o erro de rastreamento de tensão. Nesta simulação, considerou-se o capacitor, inicialmente, descarregado. Por esse motivo, as correntes

são elevadas. Na sequência, quando forem apresentados os resultados considerando a comutação das chaves, será considerado o capacitor pré-carregado.

3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou o projeto de controle do conversor, onde foi simulado o conversor modelado com o controle projetado até então. As simulações foram realizadas utilizando-se o modelo matemático obtido para se verificar o comportamento do conversor com os controladores projetados. Tais simulações mostraram um comportamento coerente com os objetivos de projeto.

4. RESULTADOS E DISCUSSÃO

Para aprofundar o detalhamento na simulação do retificador, considerou-se o sistema representado na figura 27 com o controlador implementado conforme ilustra a figura 28. Tal sistema foi simulado utilizando-se o *Simulink*.

O retificador atende uma carga de 80 Ohm, entregando uma potência de 2 kW, e contém uma saturação antes da entrada do bloco PWM, para que a ação de controle não ultrapasse a tensão do barramento.

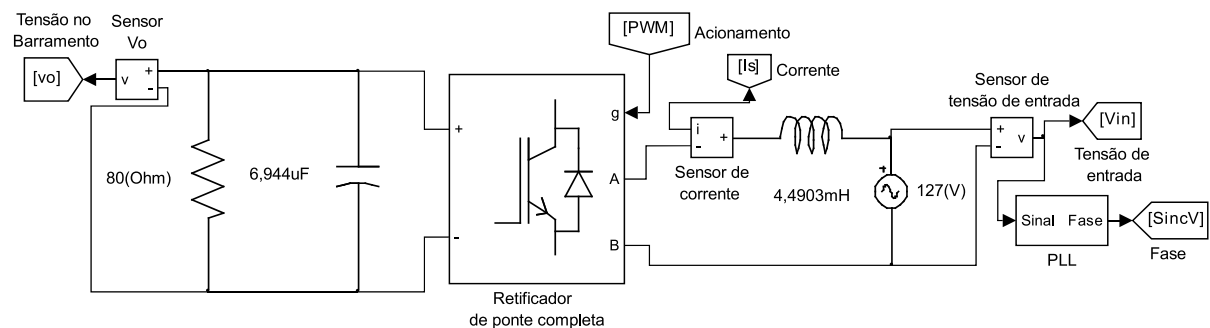


Figura 27 - Retificador *boost* bidirecional simulado.
Fonte: Autoria própria.

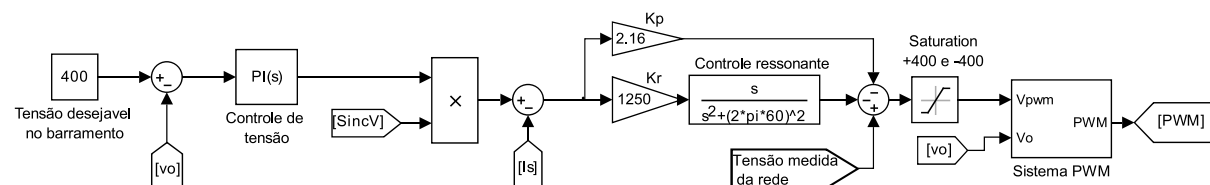


Figura 28 - Controle do conversor.
Fonte: Autoria própria.

Nas simulações que seguem, considerou-se a tensão inicial do capacitor 180 V, que é a tensão de pico da rede.

4.1 SIMULAÇÕES

A figura 29 apresenta o comportamento da tensão no capacitor para uma rampa de tensão partindo de 180 V até atingir 400 V. Nesta figura, compara-se a resposta do conversor simulado no *Simulink* com a resposta obtida através do modelo

matemático obtido para o mesmo. Observa-se que as respostas são similares e, em regime permanente, a tensão do capacitor atinge os 400 V desejados.

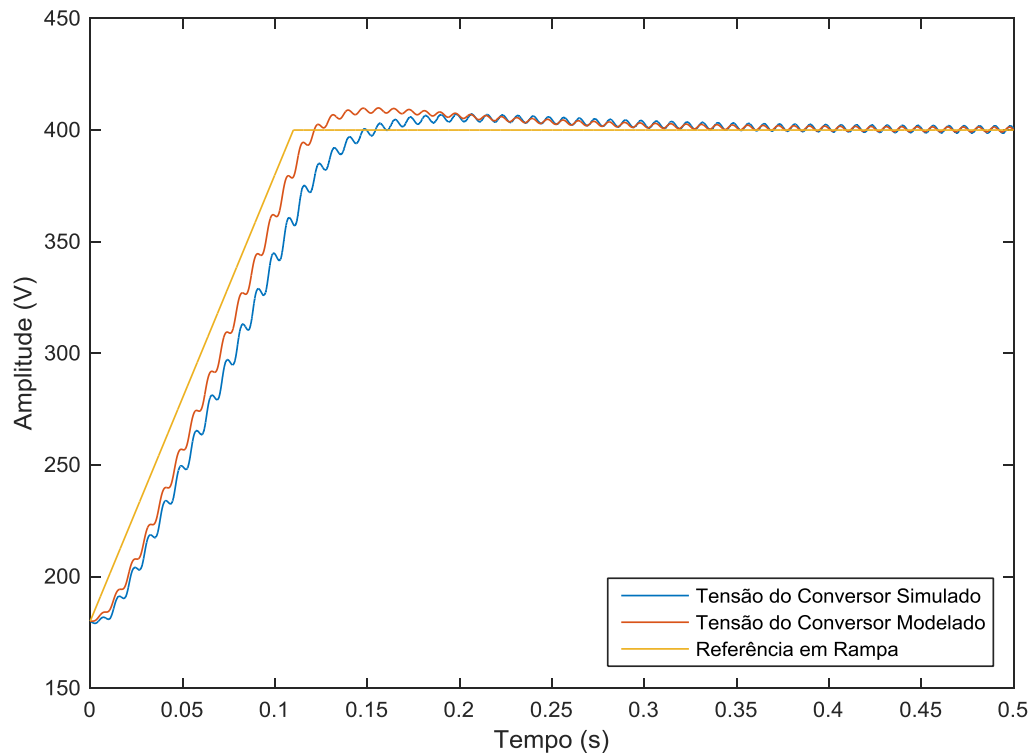


Figura 29 - Controle de tensão.
Fonte: Autoria própria.

A resposta de tensão apresenta baixo sobressinal, de aproximadamente 1,5%, o que é adequado, ficando muito próximo do projetado. O *ripple* de tensão ficou com uma variação de aproximadamente 2 V, abaixo do inicialmente projetado.

Na figura 30 realiza-se a comparação da resposta do sistema em corrente tanto para o conversor simulado, quanto para o modelo matemático obtido para o mesmo. Observa-se que as respostas são muito parecidas, desta forma, valida-se a resposta em corrente do conversor.

O sistema simulado apresentou uma resposta mais real sendo que o objetivo de comparar esses dois resultados é verificar se o modelo do conversor apresentado fornece resultados similares ao do conversor simulado no *Simulink*. Com

uma corrente de pico de 23 A em regime permanente, entregando aproximadamente 2000 W, valida-se a proposta de potência do conversor.

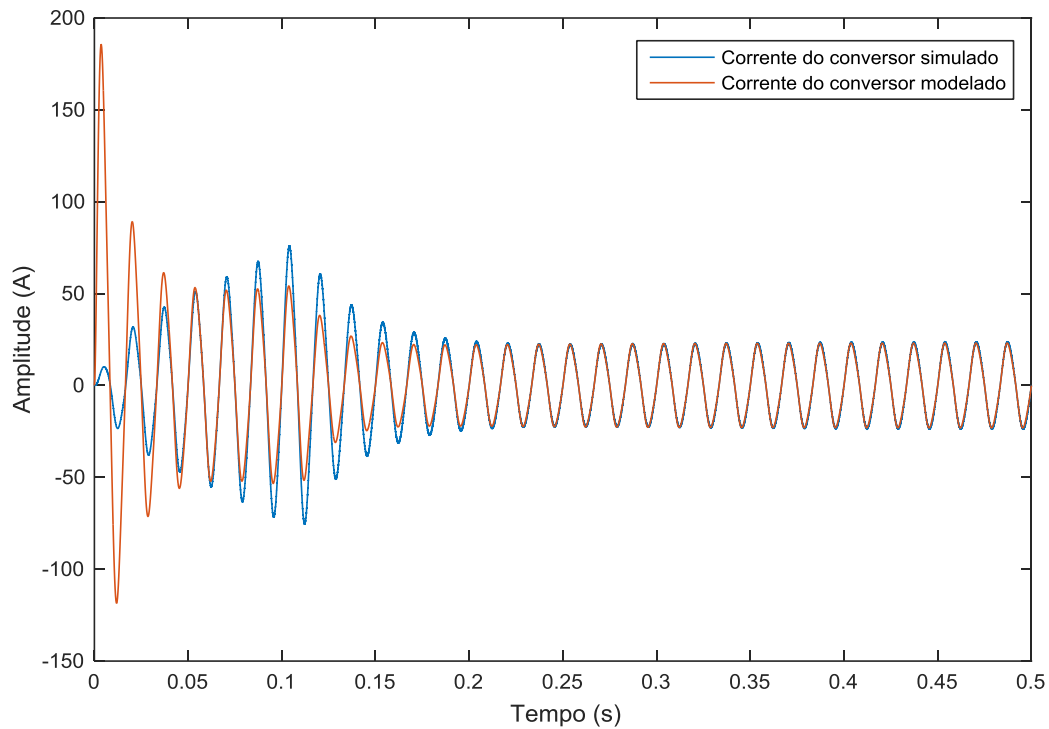


Figura 30- Comparação entre a corrente no conversor modelado e simulado.
Fonte: Autoria própria.

A figura 31 mostra as variáveis controladas nesse projeto. É verificado que a tensão segue para a referência de 400 V, e a corrente tem um transitório para atender o aumento da tensão. Esse transitório de corrente se dá até a tensão do capacitor atingir seu valor de regime permanente.

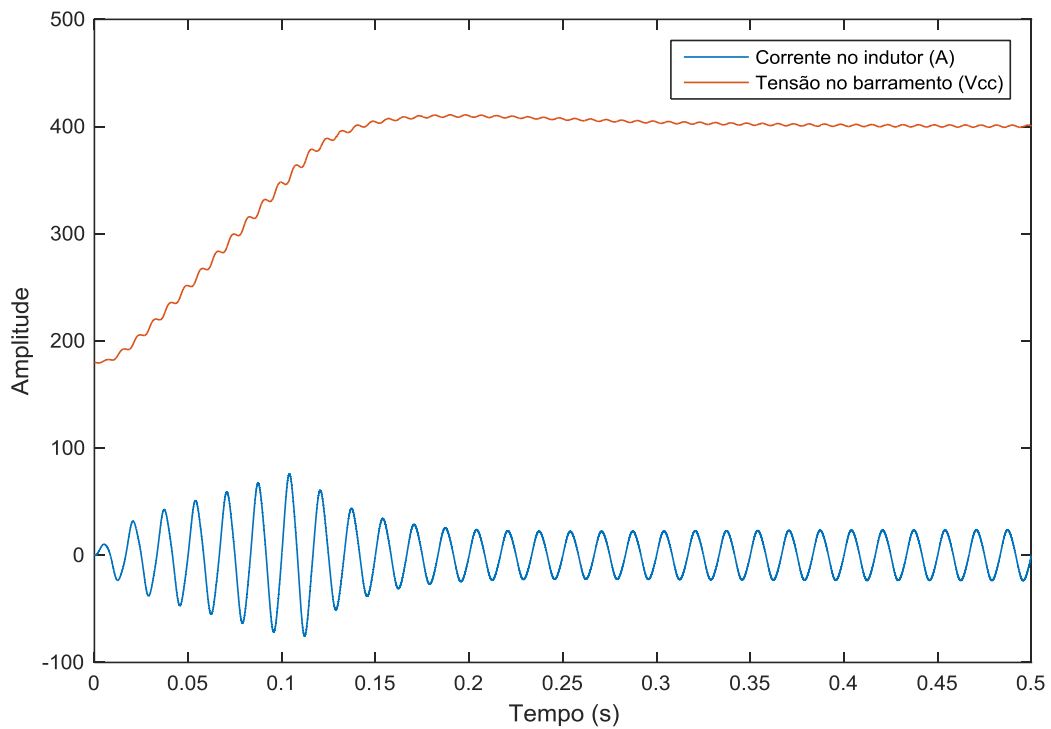


Figura 31 - Variáveis controladas, tensão no barramento e corrente no indutor.
Fonte: Autoria própria.

A figura 32 ilustra a corrente de entrada do retificador e a tensão da rede. Observa-se que a corrente está em fase com a tensão o que caracteriza o conversor operando com alto fator de potência, de acordo com o especificado para o sistema.

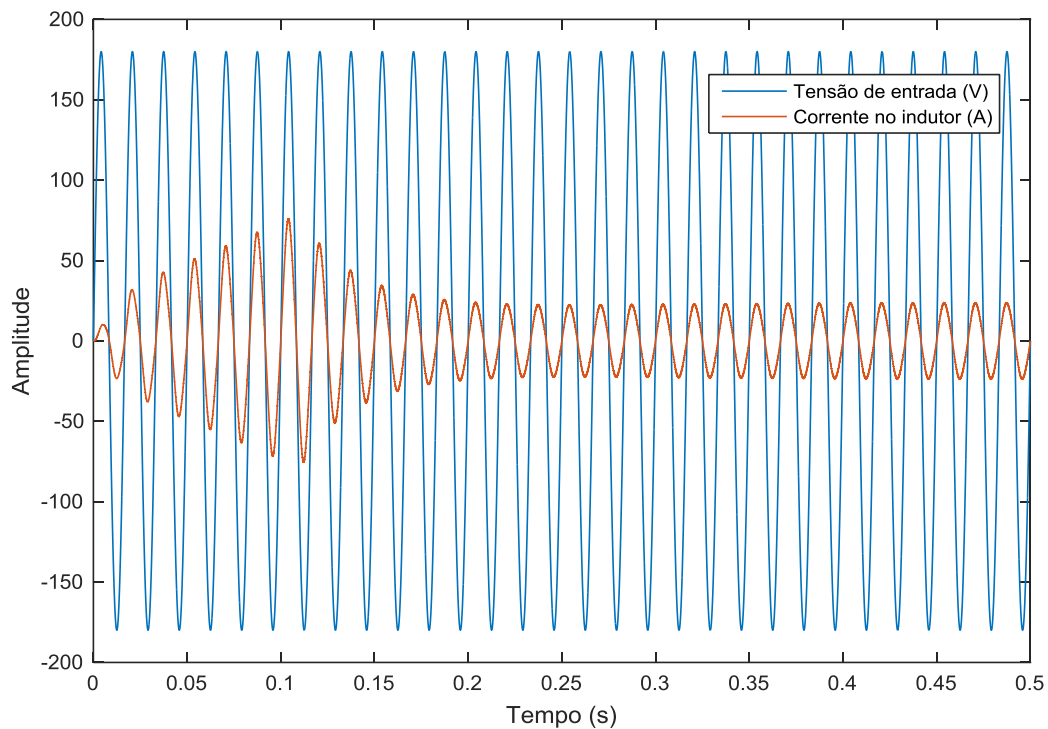


Figura 32- Corrente em fase com a tensão
Fonte: Autoria própria.

Na figura 33 é apresentado um resultado de variação de carga. No instante de tempo 0,3 s é introduzida uma carga de 40 Ohms em paralelo com a carga original de 80 Ohms. Com isso, observa-se uma queda de tensão no barramento CC que é compensada pelo controlador. Como a carga passa a ser maior, a corrente drenada da rede também é maior mas ainda em fase com a tensão, como pode ser vista na figura 34.

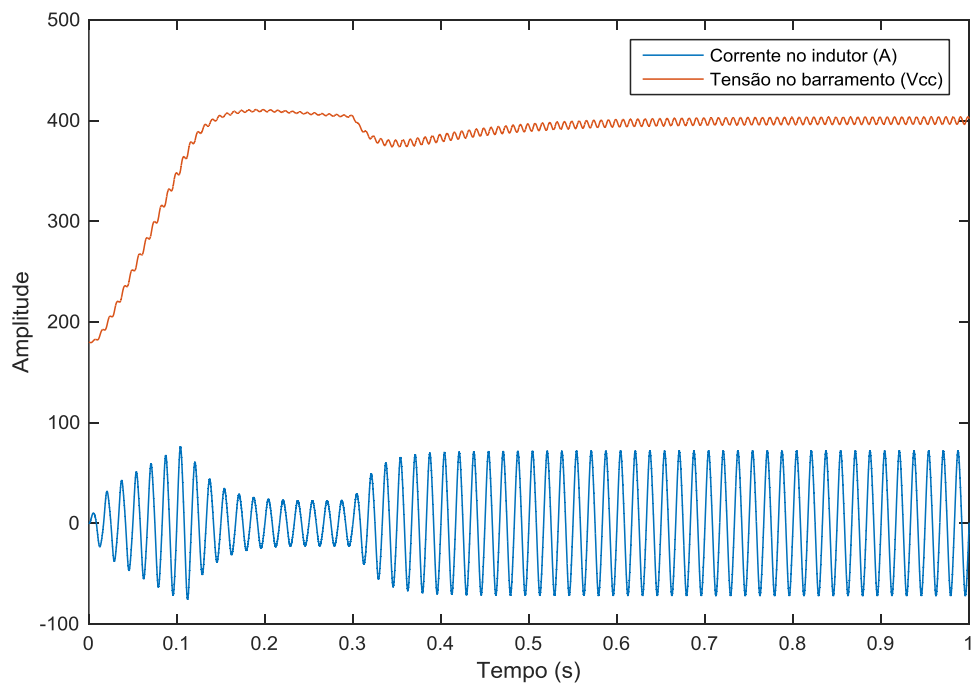


Figura 33 - Variação da carga no barramento.
Fonte: Autoria própria.

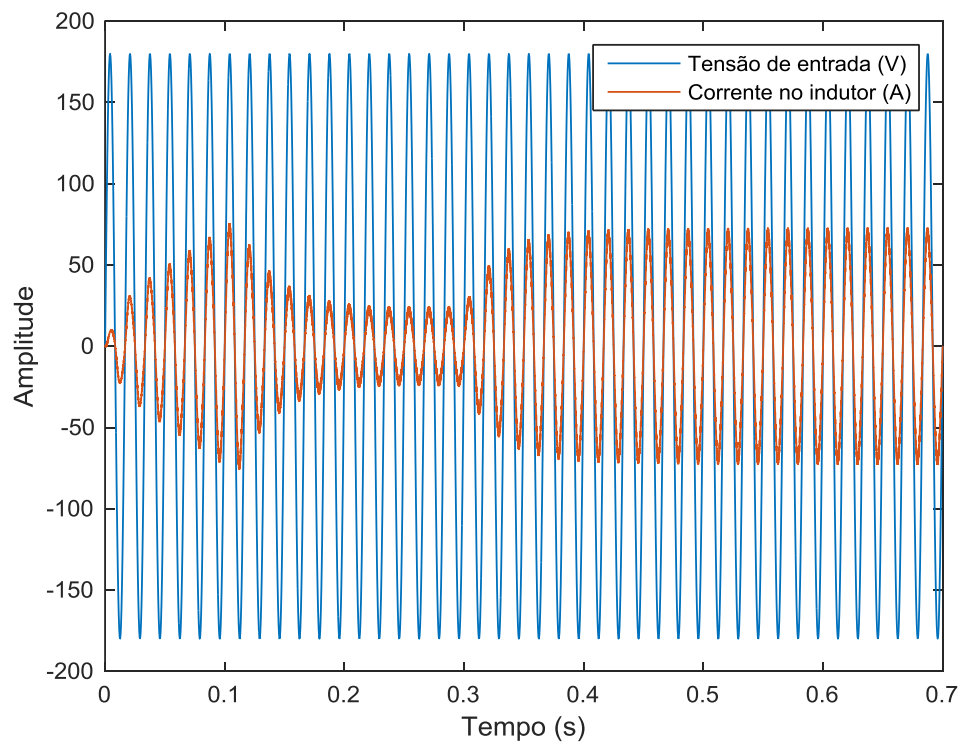


Figura 34 - Tensão e corrente com perturbação.
Fonte: Autoria própria.

4.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação do retificador proposto utilizando-se o *Simulink*. Foram apresentados diversos resultados que comprovaram o correto funcionamento do sistema dentro das especificações do projeto. A tensão do barramento CC foi regulada em 400 V enquanto a corrente de entrada do retificador estava em fase com a tensão provendo, assim, um alto fator de potência.

5. CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi realizado o dimensionamento e projeto do conversor *boost* em ponte completa, controlando a tensão no barramento CC e garantindo um elevado fator de potência na entrada do retificador. Pode-se concluir que o conversor deste trabalho pode atender futuramente um inversor trifásico de até 220 V, como também pode atender a bidirecionalidade no fluxo de energia.

Pode-se concluir também que o controle tanto da malha interna quanto da malha externa atingiram o objetivo de desacoplamento das variáveis.

Para se evitar grandes transitórios de corrente na entrada do retificador, foi utilizada uma referência em forma de rampa.

Por fim, os objetivos de projeto foram atingidos. A especificação dos filtros do retificador foram capazes de restringir os *ripples* de corrente e tensão dentro dos limites de projeto. Os controladores projetados, por sua vez, foram capazes de controlar a tensão do barramento CC em 400 V ao mesmo tempo que forneceram elevado fator de potência na entrada do sistema.

REFERÊNCIAS

- BOLZON, Aécio D. S. **Estudo e Implementação de um Conversor Bidirecional C.C-C.A. Monofásico de dois Estágios Como Interface Entre uma Nanorrede e a Rede Elétrica**. Belo Horizonte- MG: [s.n.], 2014.
- COVIC, Grant A.; PETER, Grant L.; BOYS, John T. An IMPROVED Single Phase to Three Phase Converter for Low Cost AC Motor Driver. **IEEE**, Auckland, New Zealand, 2002.
- GOMES, Carlos E. M. et al. **Retificador Boos Bidirecional de Onda Completa com Elevado Fator de Potência**. UFSC. Florianópolis: [s.n.], 2005.
- LARICO, Hugo E. et al. **Retificadores Monofásicos com Correção Ativa do Fator de Potência Empregando o Conversor Boost**. [S.l.]: [s.n.], 2015.
- MIRANDA, Ulisses D. A. **Análise e ImpleMentação de Conversores Monofásicos-Trifásicos**. Universidade Federal do Rio de janeiro. Rio de Janeiro: [s.n.], 2007.
- OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. Terceira Edição. ed. Minnesota: LTC- Livros técnicos e Científicos Editora S.A., 2000.
- RODRIGUES, àlvaro J. **Estudo Comparativo de estratégias de Controle Para Inversores de Fontes Ininterruptas de Energia**. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. [S.l.]: [s.n.], 2010.
- SILVA, Bernardo P. M. **Análise e Controle do Inversor Boost**. Universidade Federal Bahia. Salvador: [s.n.], 2017.
- VIEIRA, Matheus S. T. B. **Projeto de Controle Aplicado a Conversor Monofásico para Trifásico**. Universidade Federal do Rio de Janeiro - Escola Politécnica. [S.l.]: [s.n.], 2015.