



UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

GUSTAVO AZEVEDO TEIXEIRA

**COMPARAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA O CONVERSOR
BOOST PFC**

Recife

2022

GUSTAVO AZEVEDO TEIXEIRA

**COMPARAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA O CONVERSOR
BOOST PFC**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Graduação em
Engenharia de Controle e Automação da
Universidade Federal de Pernambuco,
como requisito parcial para obtenção do
grau de Bacharel em Engenharia de
Controle e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Cavalcanti Neto

Recife
2022

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do programa de geração automática do SIB/UFPE

Teixeira, Gustavo Azevedo.

Comparação de Estratégias de Controle para o Conversor Boost PFC /

Gustavo Azevedo Teixeira. - Recife, 2022.

70 p. : il., tab.

Orientador(a): Rafael Cavalcanti Neto

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Federal de
Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geociências, , 2022.

1. Conversor Boost PFC. 2. Controle PI. 3. Controle ressonante. 4. Distorção
Harmônica Total. 5. Correção de fator de potência. I. Cavalcanti Neto, Rafael.
(Orientação). II. Título.

620 CDD (22.ed.)

GUSTAVO AZEVEDO TEIXEIRA

**COMPARAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA O CONVERSOR
BOOST PFC**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Graduação em
Engenharia de Controle e Automação da
Universidade Federal de Pernambuco,
como requisito parcial para obtenção do
grau de Bacharel em Engenharia de
Controle e Automação.

Aprovado em: 25/10/2022.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Rafael Cavalcanti Neto (Orientador)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Fabrício Bradaschia (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer à minha família, George, Jackeline e Guilherme que sempre me ajudaram e deram apoio para que eu estivesse sempre evoluindo. À minha prima, Maria Irene, que mesmo distante continuou a me incentivar a ir mais longe. Às minhas avós, Sônia e Zuleide, que sempre cuidaram e zelaram por mim.

Agradeço ao professor Rafael Cavalcanti Neto pelas orientações e ensinamentos durante esta etapa final do curso. Ao professor Fabrício Bradaschia por ter aceitado fazer parte da banca de avaliação deste trabalho. Aos professores do departamento que dividiram seus conhecimentos e estiveram sempre dispostos para conversar. Aos alunos e professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE que me ajudaram a desenvolver minhas pesquisas.

RESUMO

Com o avanço da geração distribuída de energia elétrica e da crescente quantidade de equipamentos eletrônicos que utilizam fontes chaveadas, há uma maior preocupação com a distorção harmônica de corrente e o fator de potência de tais equipamentos. A fim de amenizar os efeitos causados por conversores *Boost* na rede elétrica, estes podem ser substituídos por conversores *Boost* com função Correção do Fator de Potência (PFC), ou simplesmente conversores *Boost* PFC. Estes conversores frequentemente são controlados utilizando duas malhas de controle, realizando o controle da tensão de saída e da corrente de entrada. Há diversas estratégias de controle que podem ser aplicadas nesta situação, portanto, o foco deste trabalho é a comparação de algumas das estratégias de controle para a malha interna de corrente do conversor *Boost* PFC. Não há muitos trabalhos que visem a comparação de estratégias de controle para o conversor *Boost* PFC, por conta disto, este trabalho foi realizado com o propósito de expandir este conhecimento, tendo foco no controle da malha interna, a qual tem o sinal de referência mais complexo de controlar. Neste trabalho, é utilizado o ambiente de simulação do *MATLAB/Simulink*. Para o sistema de controle, na malha externa do controle de tensão é aplicado um controlador Proporcional-Integral (PI), enquanto que para a malha interna de corrente são utilizados os controladores PI, Proporcional (P) com ressonante e PI com ressonante. Como figuras de mérito para a avaliação dos controladores, são considerados a Distorção Harmônica Total (DHT) da corrente de entrada do conversor *Boost* PFC, Fator de Potência (FP) da entrada do conversor *Boost* PFC e Integral do Módulo do Erro (IAE) da corrente de entrada entrada do conversor *Boost* PFC com relação à sua referência, este último sendo aplicado quando o sinal está em regime permanente no período de uma fundamental (60 Hz). A partir desses critérios, percebe-se que o controlador PI com ressonante possui o melhor desempenho com relação a todas as figuras de mérito analisadas, enquanto que o controlador P com ressonante possui os piores.

Palavras-chaves: Conversor *Boost* PFC. Controle PI. Controle ressonante. Distorção Harmônica Total. Correção do fator de potência.

ABSTRACT

With the advancement of distributed generation of electrical energy and the increasing amount of electronic equipment that uses switched sources, there is a greater concern with current harmonic distortion and the power factor of such equipment. In order to mitigate the effects caused by Boost converters on the power grid, they can be replaced by Boost converters with Power Factor Correction function, or simply Boost PFC converters. These converters are often controlled using two control loops, controlling the output voltage and input current. There are several control strategies that can be applied in this situation, therefore, the focus of this work is the comparison of some of the control strategies for the internal current loop of the Boost PFC converter. There are not many works that aim to compare control strategies for the Boost PFC converter, for this reason, this work was carried out with the purpose of expanding this knowledge, focusing on the control of the internal loop, which is the most complex to control. In this work, the simulation environment of MATLAB/Simulink is used. For the control system, a Proportional Integral (PI) controller is applied to the external loop of the voltage control, while for the internal current loop, PI, Proportional with resonant and PI with resonant controllers are used. As figures of merit for the evaluation of the controllers, the Total Harmonic Distortion (THD) of the input current of the Boost PFC converter, Power Factor (PF) of the input of the Boost PFC converter and Integral Absolute Error (IAE) of the input current of the Boost PFC converter with respect to its reference are considered, the latter being applied when the signal is in steady state in the period of a fundamental (60 Hz). From these criteria, it can be seen that the PI with resonant controller has the best performance in relation to all figures of merit analyzed, while the P with resonant controller has the worst.

Keywords: Boost PFC converter. PI control. Resonant control. Total Harmonic Distortion. Power factor correction.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Esquemático de um controle em malha fechada.	19
Figura 2 – Potência, tensão e corrente instantâneas em função de ωt para um circuito em regime permanente senoidal.	23
Figura 3 – Triângulo de Potência.	24
Figura 4 – Esquema simples de um conversor estático.	27
Figura 5 – Esquemático do conversor <i>Boost</i> com chave de duas posições.	27
Figura 6 – Esquemático do conversor <i>Boost</i> com diodo e transistor.	27
Figura 7 – Etapa de condução pelo transistor do conversor <i>Boost</i>	28
Figura 8 – Etapa de condução pelo diodo do conversor <i>Boost</i>	28
Figura 9 – Funcionamento do modulador Modulação por Largura de Pulso (PWM), com os sinais da portadora (azul), da referência (amarelo) e do pulso PWM (verde).	29
Figura 10 – Corrente no indutor junto com o pulso PWM.	30
Figura 11 – Ganho do conversor <i>Boost</i> sem perdas internas.	31
Figura 12 – Retificador de onda completa.	32
Figura 13 – Tensão retificada (Amarelo) e tensão da rede (Azul) quando o retifica- dor está sem capacitor C_d . A queda de tensão nos diodos é desconside- rada nessa figura.	32
Figura 14 – Tensão retificada (Amarelo) e tensão da rede (Azul) quando o retifica- dor está com capacitor C_d	33
Figura 15 – Esquemático do conversor <i>Boost</i> PFC.	35
Figura 16 – Diagrama de controle do conversor <i>Boost</i>	36
Figura 17 – Diagrama de blocos de um sistema de controle simples.	37
Figura 18 – Etapa de condução pelo transistor do conversor <i>Boost</i>	38
Figura 19 – Etapa de condução pelo diodo do conversor <i>Boost</i>	39
Figura 20 – Circuito do conversor <i>Boost</i>	44
Figura 21 – Validação do modelo da malha interna de corrente do <i>Boost</i> para a variação de 0.5% em D . Modelo (Amarelo) e média da corrente no indutor (Azul).	45
Figura 22 – Validação do modelo da malha interna de corrente do <i>Boost</i> para a variação de 1% em D . Modelo (Amarelo) e média da corrente no indutor (Azul).	45
Figura 23 – FFT do sinal de referência da malha de corrente.	46
Figura 24 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle da malha de corrente.	47

Figura 25 – Diagrama de Bode com a comparação da função transferência real com $D=0.95$ (vermelho), $D=0.45$ (rosa), $D=0$ (verde) e com o modelo simplificado (azul).	48
Figura 26 – Diagrama de Bode com o modelo simplificado (azul) e o modelo com a aproximação de Padé de 1ª ordem do atraso (vermelho).	49
Figura 27 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta da malha externa de tensão.	50
Figura 28 – Resposta ao degrau da malha de controle de tensão.	50
Figura 29 – Corrente de entrada do conversor (amarelo) e seu valor médio no período de chaveamento (azul). Resultado considerando o sistema sem controlador.	52
Figura 30 – Tensão de saída do conversor aplicando um degrau no ciclo de trabalho. Resultado considerando o sistema sem controlador.	53
Figura 31 – Tensão (amarelo) e corrente de entrada (azul) do conversor. Resultado considerando o sistema sem controlador.	53
Figura 32 – Transformada Rápida de Fourier (FFT) da corrente na fonte do conversor. Resultado considerando o sistema sem controlador.	54
Figura 33 – Simulação do conversor <i>Boost</i> PFC em malha fechada utilizando o <i>MATLAB/Simulink</i>	54
Figura 34 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema avaliado considerando o controlador PI.	55
Figura 35 – Corrente de entrada do <i>Boost</i> PFC para o C_i sendo PI. Que apresenta a corrente de referência (preto), a corrente instantânea (amarelo) e corrente média (azul).	56
Figura 36 – Tensão (amarelo) e corrente de entrada (azul) do conversor. Resultado considerando o sistema com controlador PI.	56
Figura 37 – FFT da corrente na fonte do conversor. Resultado considerando o sistema com controlador PI.	57
Figura 38 – Resultado de simulação para o controle de tensão de saída (amarelo) seguindo a referência (preto). Resultado considerando o sistema com controlador PI.	58
Figura 39 – Ciclo de trabalho antes da saturação (Amarelo) e depois da saturação (Azul) para o sistema com controlador PI.	58
Figura 40 – Diagrama de Bode de Integrador Generalizado de Segunda Ordem (SOGI) sintonizado em $\omega_0=60\cdot 2\pi$ rad/s com distintos ganhos de K_i	59
Figura 41 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema avaliado considerando o controlador P com ressonante.	60

Figura 42 – Corrente de entrada do <i>Boost</i> PFC para o sistema com controlador P com ressonante. Que apresenta a corrente de referência (preto), a corrente instantânea (amarelo) e corrente média (azul).	60
Figura 43 – Tensão (amarelo) e corrente (azul) de entrada do conversor. Resultado considerando o sistema com controlador P com ressonante.	61
Figura 44 – FFT da corrente na fonte do conversor. Resultado considerando o sistema com controlador P com ressonante.	61
Figura 45 – Resultado de simulação para o controle de tensão de saída (amarelo) seguindo a referência (preto). Resultado considerando o sistema com controlador P com ressonante.	62
Figura 46 – Ciclo de trabalho antes da saturação (Amarelo) e depois da saturação (Azul) para o sistema com controlador P com ressonante.	62
Figura 47 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema avaliado considerando o controlador PI com ressonante.	63
Figura 48 – Corrente de entrada do <i>Boost</i> PFC para o sistema com controlador PI com ressonante. Que apresenta a corrente de referência (preto), a corrente instantânea (amarelo) e corrente média (azul).	64
Figura 49 – Tensão (amarelo) e corrente (azul) de entrada do conversor. Resultado considerando o sistema com controlador PI com ressonante.	64
Figura 50 – FFT da corrente na fonte do conversor. Resultado considerando o sistema com controlador PI com ressonante.	65
Figura 51 – Resultado de simulação para o controle de tensão de saída (amarelo) seguindo a referência (preto). Resultado considerando o sistema com controlador PI com ressonante.	65
Figura 52 – Ciclo de trabalho antes da saturação (Amarelo) e depois da saturação (Azul) para o sistema com controlador PI com ressonante.	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do conversor <i>Boost</i>	36
Tabela 2 – Comparação dos resultados dos controladores propostos.	67

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DHT	Distorção Harmônica Total
FFT	Transformada Rápida de Fourier
FP	Fator de Potência
FTMA	Função Transferência de Malha Aberta
IAE	Integral do Módulo do Erro
MISO	Múltiplas Entradas - Múltiplas Saídas
P	Proporcional
PFC	Correção do Fator de Potência
PI	Proporcional-Integral
PWM	Modulação por Largura de Pulso
SCR	Retificador Controlado de Silício
SISO	Única Entrada - Única Saída
SOGI	Integrador Generalizado de Segunda Ordem
SSI	Integrador de Sinais Senoidais

LISTA DE SÍMBOLOS

θ	Ângulo entre as potências ativa e aparente
P, P_w	Potência Ativa ou Potência Média
Q, P_q	Potencia Reativa
fp	Fator de Potência
S	Potência Aparente
V_m	Amplitude da tensão instantânea
θ_v	Fase da tensão instantânea
v	Tensão instantânea
I_m	Amplitude da corrente instantânea
θ_i	Fase da corrente instantânea
i	Corrente instantânea
V_g	Tensão de entrada do conversor
L	Indutor de entrada
C_o	Capacitor de saída
R	Resistência de carga
D_1	Diodo
Q_1	Transistor
$i_L(t)$	Corrente no indutor de entrada
$i_C(t)$	Corrente no capacitor de saída
$v_L(t)$	Tensão no indutor de entrada
V_o	Tensão na carga
T_s	Período de chaveamento
d	Ciclo de trabalho
d'	Complemento do ciclo de trabalho

$M(D)$	Ganho do conversor <i>Boost</i>
v_s	Tensão da rede
i_s	Corrente da rede
C_d	Capacitor do filtro passa baixa
v_d	Tensão contínua pós filtro capacitivo
P_o	Potência nominal do conversor (1.5kW)
f_{rede}	Frequência da tensão de entrada do <i>Boost</i> PFC
f_{sw}	Frequência de chaveamento do <i>Boost</i> PFC
V	Valor eficaz da tensão
I	Valor eficaz da corrente
D_{pot}	Potência de distorção
λ	Fator de potência ativa
λ_q	Fator de potência reativa
V_w	Componente ativa da tensão
I_w	Componente ativa da corrente
V_q	Componente reativa da tensão
I_q	Componente reativa da corrente
T_{on}	Tempo de condução
T_{off}	Tempo de bloqueio
G_{id}	Função transferência da corrente de entrada em função do ciclo de trabalho
G_{vi}	Função transferência da tensão de saída em função da corrente de entrada
K	Matrizes do modelo de espaço de estados que multiplica a derivada das variáveis de estado (equação das derivadas)
A, A_1, A_2	Matrizes do modelo de espaço de estados que multiplica as variáveis de estado (equação das derivadas)

A_m, A_{cc}, A_p	Matrizes do modelo de espaço de estados que multiplica as variáveis de estado (equação das derivadas)
B, B_1, B_2	Matrizes do modelo de espaço de estados que multiplica a matriz de entrada do sistema (equação das derivadas)
B_m, B_{cc}, B_p	Matrizes do modelo de espaço de estados que multiplica a matriz de entrada do sistema (equação das derivadas)
C, C_1, C_2	Matrizes do modelo de espaço de estados que multiplica as variáveis de estado (equação da saída)
C_m, C_p	Matrizes do modelo de espaço de estados que multiplica as variáveis de estado (equação da saída)
E, E_1, E_2	Matrizes do modelo de espaço de estados que multiplica a matriz de entrada do sistema (equação da saída)
E_m, E_p	Matrizes do modelo de espaço de estados que multiplica a matriz de entrada do sistema (equação da saída)
$x(t), x$	Matriz das variáveis de estado
$\dot{x}(t), \dot{x}$	Matriz das derivadas variáveis de estado
$u(t), u$	Matriz de entrada do sistema
$y(t), y$	As saídas do sistema de espaço de estados
$\hat{x}(t), \hat{d}(t)$	Variáveis para o modelo de pequenos sinais
$\hat{u}(t)$	Variáveis para o modelo de pequenos sinais
I_{D_1}	Corrente média em D_1
I_{C_o}	Corrente em C_o
$C_v(s)$	Controlador da malha de tensão
K_p, K_i	Ganhos das ações proporcionais, integrais e ressonante
z	Zero da função transferência
$C_i^{PI}(s)$	Controlador PI da malha de corrente
$C_{SOGI}^{(\pm w_0)}(s)$	Controlador ressonante genérico
ω_0	Frequência de ressonância

C_i^{RES}	Controlador ressonante da malha de corrente
C_i^{P-RES}	Controlador P com ressonante da malha de corrente
C_i^{PI-RES}	Controlador PI com ressonante da malha de corrente

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	MOTIVAÇÃO	19
1.2	OBJETIVO GERAL	20
1.3	METODOLOGIA	20
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO	20
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	22
2.1	FATOR DE POTÊNCIA	22
2.1.1	Definições de Potência por Budeanu	24
2.1.2	Definições de Potência por Fryze	25
2.2	CONVERSOR <i>BOOST</i> E RETIFICADOR A DIODO	26
2.2.1	Conversor Boost	27
2.2.2	Retificador a Diodos	30
2.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	34
3	DESENVOLVIMENTO	35
3.1	ESTRUTURA DE CONTROLE PARA O <i>BOOST</i> PFC	36
3.1.1	Modelagem do conversor <i>Boost</i> PFC	37
3.1.1.1	Modelo da Planta da Malha Interna de Corrente	38
3.1.1.2	Modelo da Planta da Malha Externa de Tensão	43
3.1.2	Validação do Modelo	44
3.2	CARACTERÍSTICAS DAS MALHAS DE CONTROLE	45
3.2.1	Malha Interna	46
3.2.2	Malha Externa	48
3.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	51
4	PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR <i>BOOST</i> PFC	52
4.1	CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL (PI)	55
4.2	CONTROLADOR PROPORCIONAL COM RESSONANTE	58
4.3	CONTROLADOR PI-RESSONANTE	63
4.4	COMPARAÇÃO DE RESULTADOS	67
5	CONCLUSÕES	68
5.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	68

REFERÊNCIAS 69

1 INTRODUÇÃO

Com o avanço da eletrônica de potência, o uso de conversores estáticos passou a ser cada vez mais presente no cotidiano de muitas pessoas. Esses equipamentos podem ser usados em diversos níveis de potência, estando presente desde equipamentos comuns de baixa potência, tais como as fontes chaveadas de Corrente Contínua (CC), presentes em carregadores de celular e computadores portáteis, até dispositivos para geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. Na geração, um uso bastante comum de eletrônica de potência são os inversores utilizados para acoplar as gerações solar fotovoltaica e eólica na rede elétrica, conforme exemplificado por (NETO; AMORA; PINTO, 2021) e (REZENDE et al., 2021).

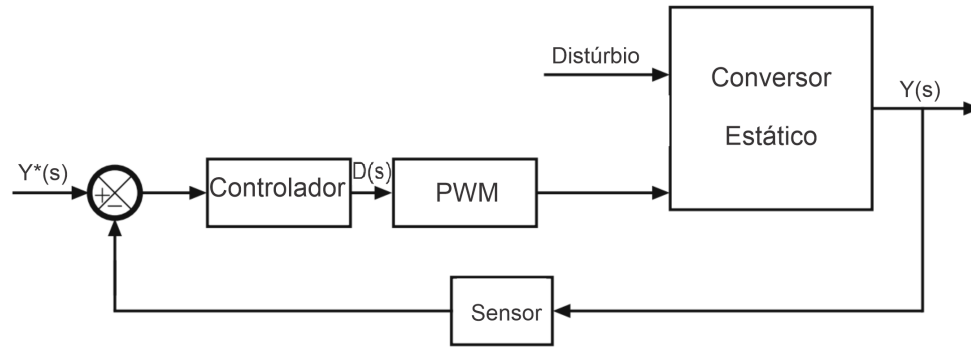
Segundo (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995), o conversor estático é um módulo básico de eletrônica de potência, que utiliza dispositivos semicondutores de potência, acionados por um sinal eletrônico e, possivelmente, possuem elementos armazenadores de energia, como indutores e capacitores. Esses conversores são responsáveis por controlar o fluxo de potência entre uma fonte de energia elétrica e uma carga, podendo, inclusive, modificar as características dos sinais de entrada e saída. Portanto, utilizando um conversor estático, torna-se possível alterar a natureza dos sinais de tensão e corrente entre contínua e alternada, alterar a frequência de sinais alternados ou até aumentar e reduzir a amplitude do sinal. Foi a partir desse controle que se tornou possível a conexão de dispositivos eletrônicos de baixa tensão à rede elétrica sem a necessidade de transformadores, ou com a redução desses dispositivos, devido a frequência de operação dos conversores.

Para que isto seja possível, os conversores estáticos possuem dispositivos semicondutores que são comutados entre os estados de corte e saturação, funcionando ora como uma chave aberta (bloqueando a circulação de corrente) ora como uma chave fechada (conduzindo corrente normalmente), respectivamente. O chaveamento desses semicondutores é determinado por dois parâmetros: a frequência de chaveamento; e o ciclo de trabalho (ou razão cíclica), o qual é calculado como sendo a razão entre os tempos de condução das chaves semicondutores pelo período de PWM. Como consequência do chaveamento dos dispositivos semicondutores, as tensões e correntes do conversor estático passam a possuir uma ondulação com frequência igual a frequência de chaveamento. Quando conectado a rede elétrica um conversor estático pode diminuir o fator de potência da carga devido ao chaveamento de seus componentes ou à natureza indutiva ou capacitiva dos mesmos. Esses problemas ainda hoje são temas de pesquisa estudados pela comunidade científica (GUERRA, 2021) e (ASSUNÇÃO et al., 2021).

Segundo (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020), para que haja o controle do conversor CC-CC é recomendado o uso de um controle em malha fechada, como é apresentado na Figura 1. A saída do conversor estático, $Y(s)$, depende do ciclo de trabalho, $D(s)$, e de distúrbios

inatos ao conversor. O sinal de saída passa por um sensor e, ao ser comparado com o sinal de referência, $Y^*(s)$, passa pelo controlador, resultando no ciclo de trabalho, e depois pelo modulador PWM, resultando nos pulsos de abertura e fechamento dos semicondutores do conversor estático.

Figura 1 – Esquemático de um controle em malha fechada.



Fonte: Adaptação de (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020).

1.1 MOTIVAÇÃO

Grande parte dos dispositivos eletrônicos precisam ser alimentados por fontes CC para funcionar adequadamente. Essas fontes, por sua vez, são compostas por um estágio de retificação (responsável por transformar a Corrente Alternada (CA) da entrada em CC em sua saída) e um estágio de regulação (que pode ser baseado em um circuito linear ou em um circuito chaveado, baseado em conversores estáticos).

Devido à sua natureza, as fontes baseadas em conversores estáticos, frequentemente, drenam da rede uma corrente com conteúdo harmônico elevado e um baixo fator de potência. Segundo (RODRIGUES, 2009), as distorções harmônicas afetam o desempenho de inúmeros dispositivos presentes no sistema de distribuição, tais como transformadores, bancos de capacitores, dispositivos de proteção e manobra, e, inclusive, os sistemas de medição de energia elétrica. Esses efeitos podem resultar em maiores perdas de energia entre as concessionárias e os consumidores, além de poder aumentar as ocorrências de queda de energia, causando danos a equipamentos. Normas nacionais e internacionais foram criadas para delimitar o fator de potência e a distorção harmônica destes conversores de interface.

A fim de atenuar o problema relacionado ao baixo fator de potência, pode-se adicionar uma função de correção de fator de potência (PFC) ao estágio de regulação de fontes baseadas em conversores estáticos.

Para adicionar a função de correção de fator de potência a um conversor estático, este deve ser capaz de controlar, em malha fechada, sua corrente de entrada, de modo a possibilitar o aumento do fator de potência visto pela rede elétrica. Baseado nisso, uma

solução recorrentemente estudada na literatura é o controle do conversor *Boost* PFC, o qual é controlado em duas malhas, a interna (malha que controla a corrente de entrada) e a externa (malha que controla a tensão de saída), (LIM; KHAMBADKONE, 2011), (BOU-FASSA; RAHMANI; MEKHILEF, 2015), (ZHANG; JOVANOVIĆ; LEE, 1999). Nesse cenário, busca-se melhorar o desempenho do sistema apenas alterando o método de controle, sem aplicar mudanças ao circuito.

1.2 OBJETIVO GERAL

Devido ao grande número de trabalhos que abordam diferentes estratégias de controles para o conversor *Boost* PFC, o presente trabalho objetiva comparar algumas dessas estratégias de controle, através de uma abordagem baseada em simulação computacional.

1.3 METODOLOGIA

Para alcançar o objetivo geral deste trabalho, foram definidos os seguintes passos metodológicos:

- Modelar e validar o modelo do conversor *Boost* PFC;
- Projetar e simular o controle da malha externa de tensão do conversor, com o controlador PI;
- Projetar e simular o controle da malha interna de corrente do conversor, com o controlador PI;
- Projetar e simular outras estruturas de controladores para a malha interna de corrente e comparar com a solução clássica com PI.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

O presente trabalho de conclusão de curso está organizado da forma a seguir:

- No Capítulo 2, é abordado toda a fundamentação teórica que o leitor necessitará para compreender os conceitos e notações utilizadas neste trabalho;
- No Capítulo 3, é mostrado a estrutura, o funcionamento e a modelagem do conversor *Boost* PFC, além do projeto e da validação do controlador da malha externa (controle da tensão de saída do conversor);
- No Capítulo 4, é realizada uma revisão da literatura acerca das estratégias de controles utilizadas na malha interna. Além disso, também são apresentados o projeto, a validação e a comparação das estratégias de controle da malha interna;

- No Capítulo 5, são apresentadas as conclusões do trabalho, além de algumas sugestões para trabalhos futuros que possam complementar o que foi realizado neste trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Antes de iniciar a discussão sobre o controle do conversor *Boost* PFC, é preciso que o leitor conheça alguns conceitos importantes para uma melhor compreensão deste trabalho. Dessa forma, neste capítulo é explicado, inicialmente, como é calculado o fator de potência, conceito importante quando se trata de melhorar a qualidade de energia. Em seguida, é explicado o que são conversores CC-CC, dando foco no conversor *Boost*, com seus componentes ideais, explicando seu funcionamento e suas etapas de operação.

2.1 FATOR DE POTÊNCIA

O FP representa a relação entre a energia que é entregue a uma carga (ou à rede), e a energia que realmente é convertida em trabalho. Assim um alto FP indica uma boa eficiência quanto ao uso da energia elétrica e, por isso, é algo desejado em todo sistema.

A análise do fator de potência só faz sentido ao avaliar um sistema cujas tensões e correntes sejam alternadas. A Figura 2 mostra o comportamento da tensão, corrente e potência instantâneas, dadas por v , i e p respectivamente, para um sistema linear e monofásico operando em regime permanente senoidal. As equações de v , i e p são dadas por:

$$v = V_m \cos(\omega t + \theta_v), \quad (2.1)$$

$$i = I_m \cos(\omega t + \theta_i) \quad (2.2)$$

e

$$p = vi; \quad (2.3)$$

onde V_m é a amplitude de v , I_m é a amplitude de i , ω é a frequência dos sinais em [rad/s], t é o tempo, θ_v e θ_i são as fases dos sinais de tensão e corrente, respectivamente. Escolhendo como referência o sinal de corrente, para que em $t = 0$ a corrente esteja no pico positivo, as equações (2.1) e (2.2) tornam-se:

$$v = V_m \cos(\omega t + \theta_v - \theta_i) \quad (2.4)$$

e

$$i = I_m \cos(\omega t). \quad (2.5)$$

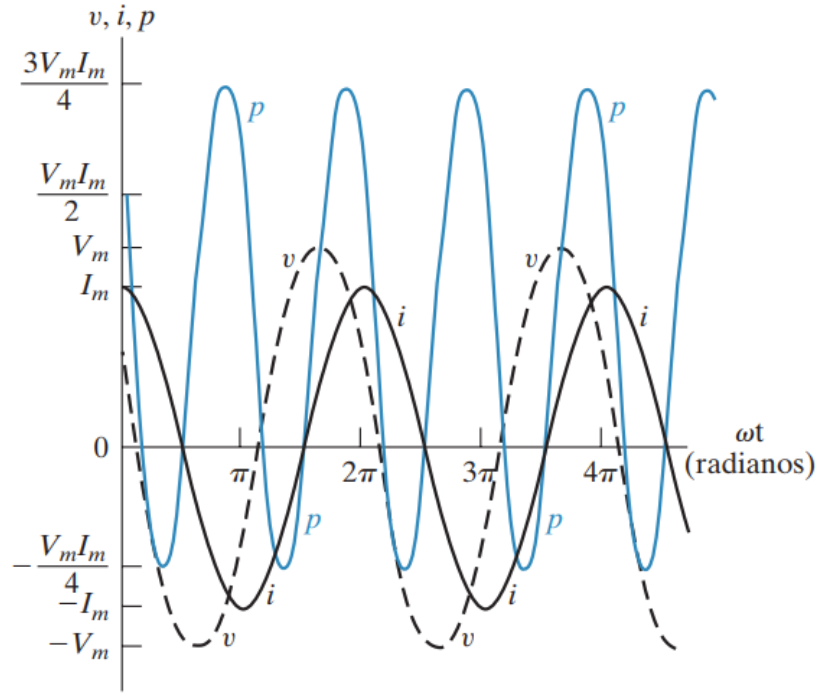
A partir das equações (2.4) e (2.5), e aplicando-as em (2.3), tem-se que:

$$p = V_m I_m \cos(\omega t + \theta_v - \theta_i) \cos(\omega t). \quad (2.6)$$

Porem, para que a Equação (2.6) esteja de forma mais informativa, utiliza-se algumas identidades trigonométricas de forma que a equação seja dada por:

$$p = P + P \cos(2\omega t) - Q \sin(2\omega t), \quad (2.7)$$

Figura 2 – Potência, tensão e corrente instantâneas em função de ωt para um circuito em regime permanente senoidal.



Fonte: Adaptação de (NILSSON; RIEDEL, 2016).

onde P é a potência ativa e Q a potência reativa.

Dentre as diversas teorias de potência, é apresentado em (NILSSON; RIEDEL, 2016) os conceitos para a teoria de potência em um sistema monofásico em regime senoidal: a potência ativa é a potência que é convertida em outra forma de energia, ou seja, que realiza trabalho, como o calor gerado pelas perdas em resistores, a potência reativa é a parte da potência que é trocada entre a fonte elétrica e elementos indutivos e capacitivos, na forma de uma potência oscilante que não realiza trabalho, e a potência aparente representa a potência total disponível necessária para fornecer a potência média desejada. Tais conceitos mudam a depender da teoria de potência utilizada.

Neste contexto, o fator de potência é a grandeza que relaciona a potência ativa com a potência aparente, sendo essa relação baseada na Figura 3, cujo valor é o cosseno do ângulo entre a tensão e a corrente, que é o mesmo ângulo θ entre as potências ativa e aparente. As potências ativa, reativa e o fator de potência podem ser calculados por:

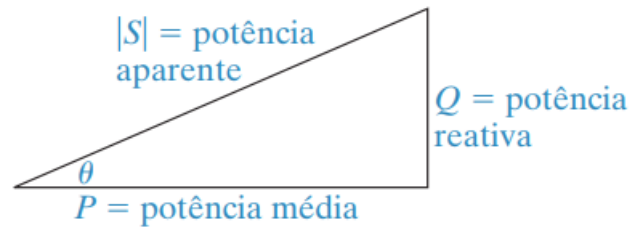
$$P = \frac{V_m I_m}{2} \cos(\theta_v - \theta_i), \quad (2.8)$$

$$Q = \frac{V_m I_m}{2} \sin(\theta_v - \theta_i) \quad (2.9)$$

e

$$fp = \cos(\theta_v - \theta_i) = \frac{P}{S}. \quad (2.10)$$

Figura 3 – Triângulo de Potência.



Fonte: Adaptação de (NILSSON; RIEDEL, 2016).

Quanto menor o fator de potência maior será a potência reativa em comparação com a ativa, consequentemente a componente de potência oscilante elevada gerará perdas no sistema elétrico e ocupará parte do sistema elétrico com uma potência que não realiza trabalho. Por conta disso, é necessário limitar esse valor, idealmente tendendo para o valor unitário, onde a tensão está em fase com a corrente. Para isso, normalmente, utiliza-se componentes de natureza reativa contrárias. No caso de uma indústria, onde em sua maioria, possuem fator de potência indutivo, devido a grande presença de motores, faz-se necessário o uso de um banco de capacitores em paralelo com a carga, para anular ou diminuir a potência reativa das cargas indutiva.

Conforme discutido brevemente na introdução, o funcionamento dos conversores estáticos é de natureza não linear, haja vista a presença de elementos chaveados em seus circuitos. Como consequência disso, as correntes e tensões nos conversores frequentemente possuem componentes harmônicas e distorções. Diferentemente do que foi apresentado acima, os conceitos de potência sob condições não senoidais não são únicos e levam a resultados diferentes em alguns aspectos. Dois conjuntos distintos de definições de potência são comumente usados: as definições de potência de Budeanu; e as definições de potência de Fryze (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017).

2.1.1 Definições de Potência por Budeanu

Budeanu introduziu, em 1927, definições que são válidas para formas genéricas das ondas de tensão e corrente. Contudo, como elas foram definidas no domínio da frequência, tais conceitos só podem ser utilizados em análises em regime permanente, ou seja, o sinal, necessita ser um sinal periódico.

Sendo o sinal da tensão e corrente periódicos é possível decompô-lo em séries de Fourier e, a partir dos fasores correspondentes para cada harmônico, as seguintes definições de potência foram derivadas.

A potência aparente é dada por:

$$S = VI, \quad (2.11)$$

onde V e I são os valores eficazes das ondas, genéricas e periódicas, de tensão e corrente, que são calculadas por:

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \quad (2.12)$$

e

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}. \quad (2.13)$$

Os valores de V_n e I_n correspondem aos valores eficazes da tensão e da corrente para a componente harmônica de ordem n e T é o período da componente fundamental. Para esta análise não é considerada nenhuma componente CC. O ângulo entre cada par de tensão e corrente da componente harmônica n é representado por ϕ_n . As potências ativas e reativas são calculadas por:

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} P_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \phi_n \quad (2.14)$$

e

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} Q_n = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin \phi_n. \quad (2.15)$$

O cálculo das equações acima desconsidera a interferência de correntes e tensões de harmônicos diferentes. Por conta disto, Budeanu introduziu o conceito de potência de distorção, que representa as interferências que ocorrem entre as correntes e tensões de harmônicos diferentes. A potência de distorção pode ser calculada por:

$$D_{pot}^2 = S^2 - P^2 - Q^2. \quad (2.16)$$

O cálculo do fator de potência se mantém como a fração entre a potência ativa (P) e a potência aparente (S).

2.1.2 Definições de Potência por Fryze

No início dos anos de 1930, Fryze propôs uma nova definição de potência com a utilização dos valores eficazes de tensão e corrente. O cálculo da potência aparente se manteve o mesmo da Equação 2.11, contudo, a potência ativa é calculada por:

$$P_w = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt = V_w I = V I_w. \quad (2.17)$$

A partir da equação acima novos conceitos foram introduzidos, V_w e I_w correspondem aos valores ativos da tensão e da corrente, respectivamente, enquanto que V e I , como visto anteriormente, são os valores eficazes de tensão e corrente. A partir, da definição de potência ativa foi introduzido o fator de potência ativo (λ) e a potência reativa (P_q):

$$\lambda = \frac{P_w}{S} = \frac{P_w}{VI} \quad (2.18)$$

e

$$P_q = \sqrt{S^2 - P_w^2} = V_q I = V I_q, \quad (2.19)$$

onde V_q e I_q são os valores reativos da tensão e corrente. O fator de potência reativo (λ_q) é calculado por:

$$\lambda_q = \sqrt{1 - \lambda^2}. \quad (2.20)$$

Com os conceitos de fator de potência ativo e reativo, são calculadas as tensões e correntes, ativas e reativas, por:

$$V_w = \lambda \cdot V \quad I_w = \lambda \cdot I; \quad (2.21)$$

e

$$V_q = \lambda_q \cdot V \quad I_q = \lambda_q \cdot I. \quad (2.22)$$

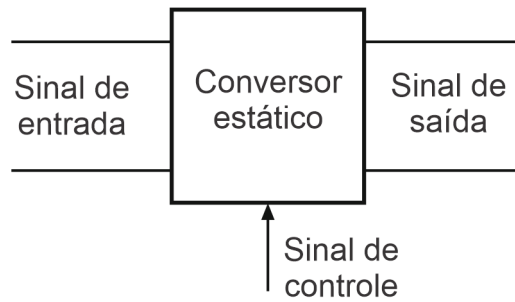
Os cálculos de potência ativa e aparente são idênticos quando calculadas pelas definições de Fryze, no domínio do tempo, e Budeanu, no domínio da frequência. O calculo do fator de potência será utilizado como critério de avaliação dos controladores estudados e por facilidade de implementação, foi escolhido o uso do conceito de Fryze para a realização do cálculo do fator de potência.

2.2 CONVERSOR *BOOST* E RETIFICADOR A DIODO

Os conversores estáticos usam circuitos baseados em dispositivos semicondutores e elementos armazenadores de energia (capacitores e indutores) para converter a potência de entrada na potência de saída, Figura 4. Os conversores podem ser classificados de acordo com a conversão de energia que realizam, podendo ser, (HART, 2011):

- CC-CC: muito usado quando a carga necessita de uma tensão CC específica bem regulada a partir de outra fonte CC;
- CC-CA: chamado de inversor, em que o fluxo de potência médio sai do lado CC em direção do lado CA, muito utilizado para ligar um sistema de geração distribuída na rede elétrica;
- CA-CC: produz um sinal de saída CC a partir de uma fonte CA, também chamado de retificador. Quando bidirecional, também, faz a função do conversor CC-CA;
- CA-CA: utilizado para alterar a amplitude ou a frequência de um sinal CA. Também pode ser usado junto com um transformador de alta frequência, quando a diferença de amplitude é demasiadamente grande.

Figura 4 – Esquema simples de um conversor estático.

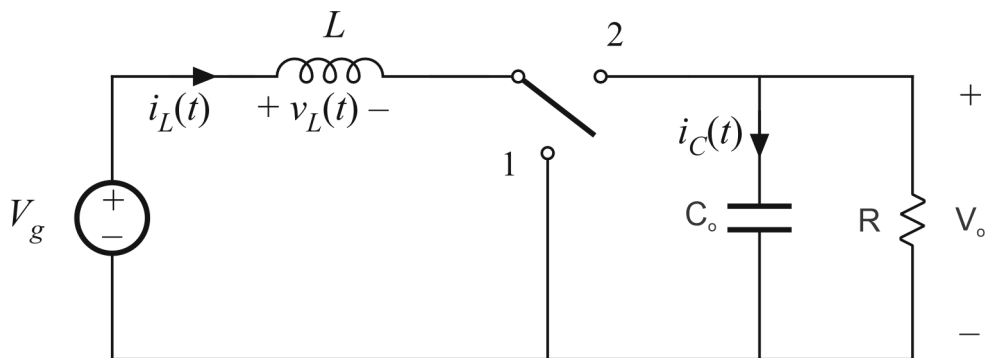


Fonte: Adaptação de (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020).

2.2.1 Conversor Boost

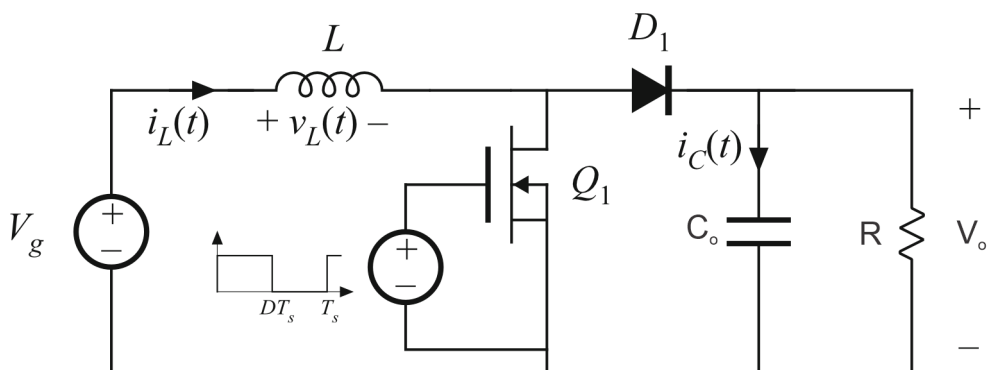
O conversor *Boost* é um tipo de conversor CC-CC elevador, ou seja, ele transforma uma tensão contínua na entrada em outra tensão contínua de maior amplitude, sendo essa conversão realizada em duas etapas temporais. Na primeira, o indutor é carregado pela fonte e, na segunda, a energia do indutor é transmitida para a carga. O circuito deste conversor é apresentado na Figura 5 e na Figura 6, sendo a primeira uma figura mais didática, enquanto que a segunda mostra a implementação da chave de duas posições.

Figura 5 – Esquemático do conversor *Boost* com chave de duas posições.



Fonte: Adaptação de (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020).

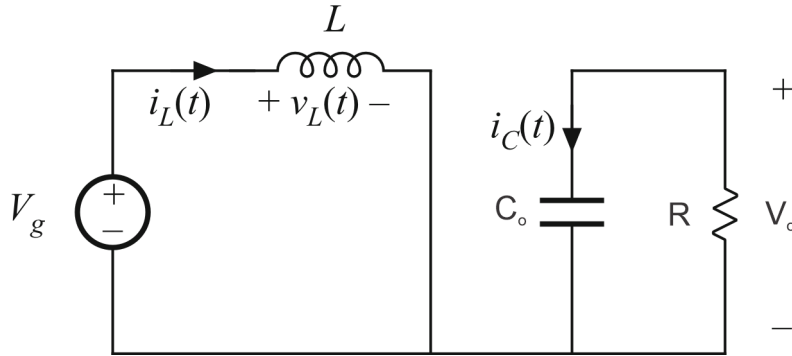
Figura 6 – Esquemático do conversor *Boost* com diodo e transistor.



Fonte: Adaptação de (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020).

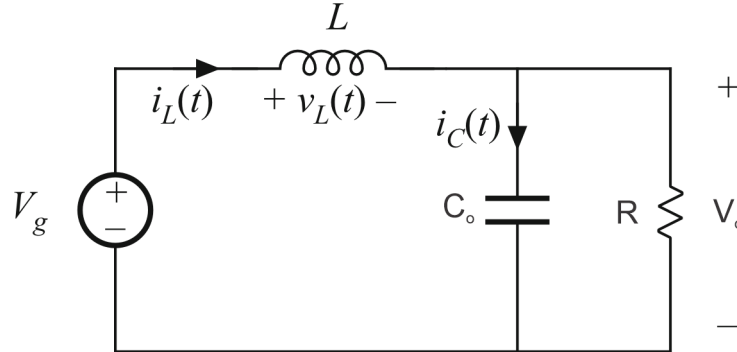
Durante a primeira etapa, a chave da Figura 5 está conectada na posição 1, que resulta no circuito da Figura 7. Neste momento, o transistor (Q_1) está conduzindo, ou seja, ele pode ser representado como um curto, enquanto que o diodo (D_1) estará em bloqueio. Na segunda etapa, a chave está conectada na posição 2, obtendo o circuito da Figura 8, o que resulta uma combinação, de chave e diodo, complementar à da primeira etapa, ou seja, o diodo estará conduzindo enquanto que o transistor estará em bloqueio.

Figura 7 – Etapa de condução pelo transistor do conversor *Boost*.



Fonte: Adaptação de (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020).

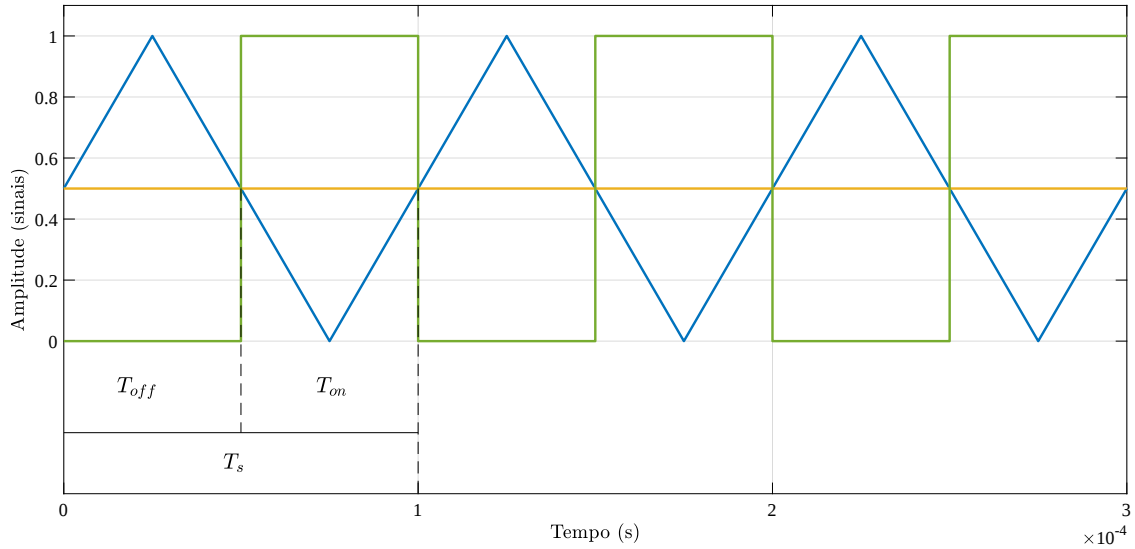
Figura 8 – Etapa de condução pelo diodo do conversor *Boost*.



Fonte: Adaptação de (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020).

O controle da chave é, normalmente, realizado por um sinal PWM, que é apresentado na Figura 9, onde a curva em azul é a portadora, a verde é a saída do modulador PWM, ou seja o estado da chave, e a amarela é a referência (modulante). O funcionamento da técnica PWM é dado ao comparar um sinal de referência com a portadora, que nesse caso é uma onda triangular a 10 kHz, que é a frequência de chaveamento f_s . Esta comparação gera um sinal que pode ser 1 ou 0, chamado de pulso PWM. Define-se T_{on} (condução), quando o pulso PWM for igual a 1, e define-se T_{off} (bloqueio), quando o pulso PWM for igual a 0. Para isso, precisa-se adotar o transistor ou o diodo como referência. Como só o transistor pode ser controlado por um agente externo ao circuito, ele é frequentemente escolhido como referência para os períodos em um conversor *Boost*.

Figura 9 – Funcionamento do modulador PWM, com os sinais da portadora (azul), da referência (amarelo) e do pulso PWM (verde).



Fonte: O Autor (2022).

Durante a etapa em que o conversor opera conforme exibido na Figura 7, a tensão no indutor ($v_L(t)$) e a corrente no capacitor (i_C) são calculadas por:

$$v_L(t) = V_g \quad (2.23)$$

e

$$i_C(t) = \frac{V_o}{R}, \quad (2.24)$$

onde V_g é a tensão de entrada, V_o é a tensão de saída e R é a resistência da carga. Já na etapa representada pela Figura 8, tem-se:

$$v_L(t) = V_g - V_o \quad (2.25)$$

e

$$i_C(t) = i_L(t) - \frac{V_o}{R}. \quad (2.26)$$

Na Figura 10, é mostrado o funcionamento do indutor durante o período de chaveamento T_s . Como revisado anteriormente, durante o T_{on} , é aplicado no indutor uma tensão positiva, o que resulta no seu carregamento, e durante o T_{off} , é aplicado uma tensão negativa, fazendo com que ele descarregue.

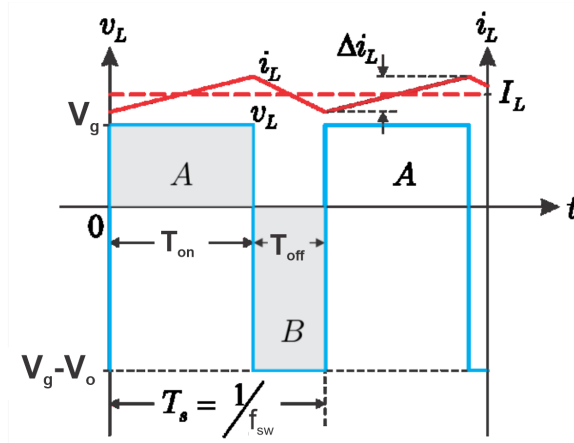
Considerando que o balanço de tensão no indutor, a área A menos a área B , tem que ser zero pela equação:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L dt = 0, \quad (2.27)$$

utilizando T_{on} e T_{off} , a Equação (2.27) pode ser reescrita como:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} V_g dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_{on}}^{T_s} (V_g - V_o) dt = 0. \quad (2.28)$$

Figura 10 – Corrente no indutor junto com o pulso PWM.



Fonte: Adaptação de (VITORINO, 2019).

Ao resolver as integrais definidas, obtêm-se:

$$V_g \frac{T_{on}}{T_s} + V_g \left(1 - \frac{T_{on}}{T_s}\right) - V_o \left(1 - \frac{T_{on}}{T_s}\right) = 0, \quad (2.29)$$

$$V_g D + V_g D' - V_o D' = 0, \quad (2.30)$$

onde o ciclo de trabalho é calculado por:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (2.31)$$

e seu complementar é calculado por:

$$D' = 1 - \frac{T_{on}}{T_s} = 1 - D. \quad (2.32)$$

Com essas equações, torna-se possível calcular o ganho estático do conversor ignorando as perdas internas, que é dado por:

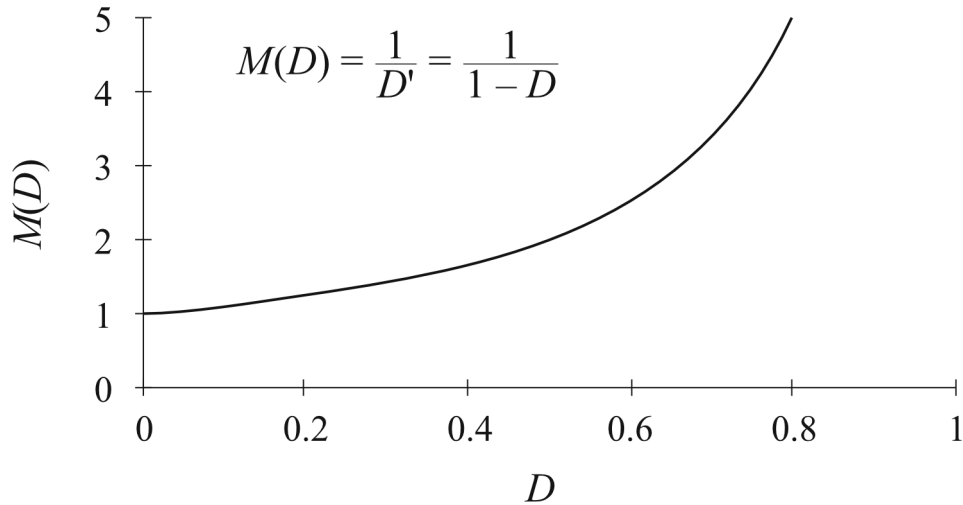
$$M(D) = \frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{D'} = \frac{1}{1 - D}. \quad (2.33)$$

Como $T_{on} \in [0, T_s]$, logo, tem-se que D e D' são números entre 0 e 1, o que faz com que a tensão de saída do conversor *Boost* seja sempre maior que a tensão de entrada. A Figura 11 apresenta o gráfico do ganho do conversor em função do seu ciclo de trabalho.

2.2.2 Retificador a Diodos

Como discutido anteriormente, um conversor CC-CC transfere energia de uma entrada, com tensão e corrente CC, para uma saída, também com tensão e corrente CC. Caso somente a rede elétrica CA esteja disponível, como é o caso de uma fonte chaveada, torna-se necessário adicionar um estágio de conversão CA-CC no conversor estático.

Figura 11 – Ganho do conversor *Boost* sem perdas internas.

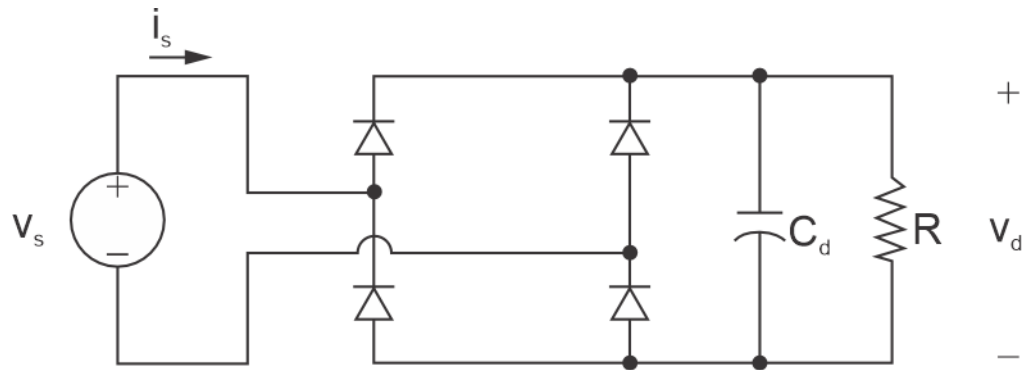


Fonte: Adaptação de (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020).

O propósito de um retificador pode ser para produzir uma saída que seja puramente CC, ou pode ser para produzir uma forma de onda de tensão ou corrente que possua uma componente CC específica (VITORINO, 2019). Os retificadores podem ser não controlados, que, frequentemente, utilizam diodos em seu circuito, ou controlados, os quais substituem os diodos por Retificador Controlado de Silício (SCR), ou tiristores. Ao contrário do que ocorre com um diodo, um tiristor não conduzirá automaticamente quando a tensão anodo-catodo ficar positiva; um pulso deverá ser aplicado à sua porta para se ter a condução (VITORINO, 2019).

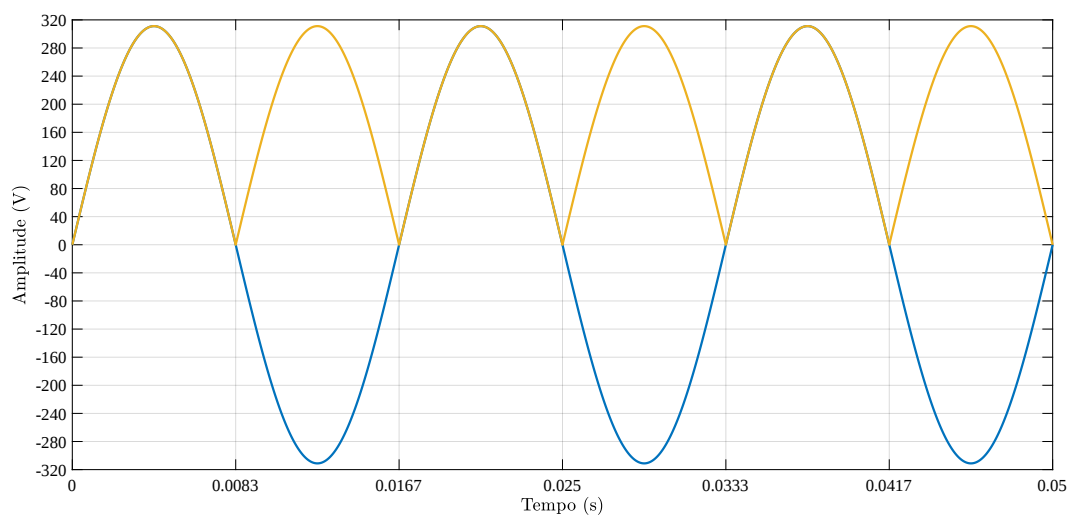
Um exemplo de retificador é apresentado na Figura 12. Neste exemplo, v_s e i_s representam as características de uma rede elétrica, onde v_s seria a tensão da rede e i_s é a corrente drenada pelo retificador. O circuito da Figura 12 é conhecido como retificador de onda completa. Este retificador possui dois braços com dois diodos cada, os quais operam de forma complementar de modo que a tensão de saída seja retificada, conforme exibido na Figura 13. Por último o capacitor de saída do retificador (C_d) é o responsável por diminuir a ondulação da tensão de saída conforme exibido na Figura 14. Quando conectado ao conversor *Boost*, a carga, R , deve ser trocada pelo conversor, de forma que a tensão de entrada do conversor seja uma tensão com pouca ondulação.

Figura 12 – Retificador de onda completa.



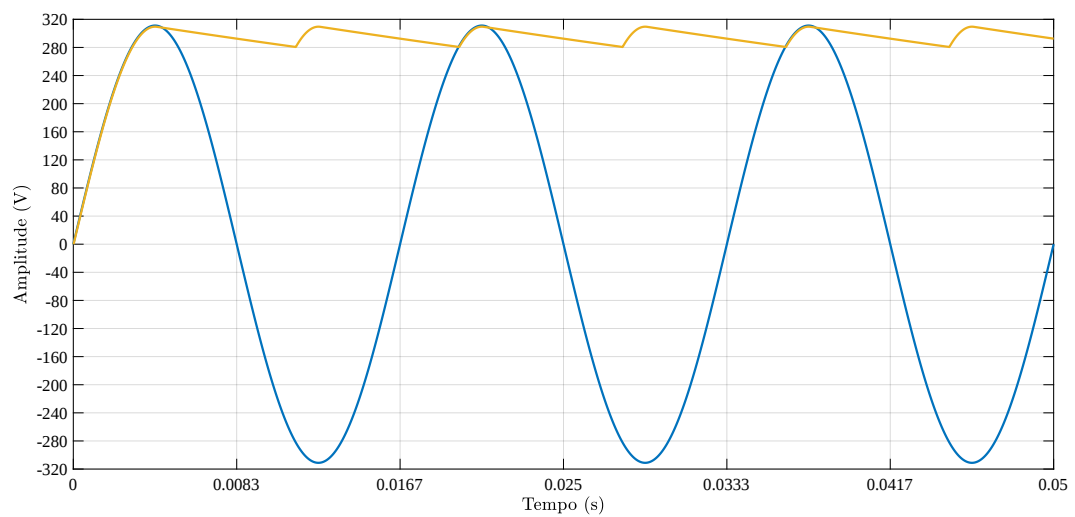
Fonte: Adaptação de (HART, 2011).

Figura 13 – Tensão retificada (Amarelo) e tensão da rede (Azul) quando o retificador está sem capacitor C_d . A queda de tensão nos diodos é desconsiderada nessa figura.



Fonte: O Autor (2022).

Figura 14 – Tensão retificada (Amarelo) e tensão da rede (Azul) quando o retificador está com capacitor C_d .



Fonte: O Autor (2022).

2.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este trabalho busca realizar a comparação de estratégias de controle para a malha interna de corrente do conversor *Boost* PFC. Para isso, fez-se necessário uma revisão bibliográfica da literatura.

O fator de potência é um dos critérios utilizados para a avaliação dos controles realizados e, por se tratar de um sistema de potência chaveado, foi necessário uma aprofundação em algumas teorias de potências que considerassem o fator de potência com sinais não senoidais.

Neste capítulo foi apresentado o funcionamento de um conversor *Boost* e que este pode ser conectado a rede elétrica através de um retificador a diodo. Esta combinação é a origem do conversor *Boost* PFC, o qual será explicado e modelado no próximo capítulo, permitindo o projeto de controladores adequados.

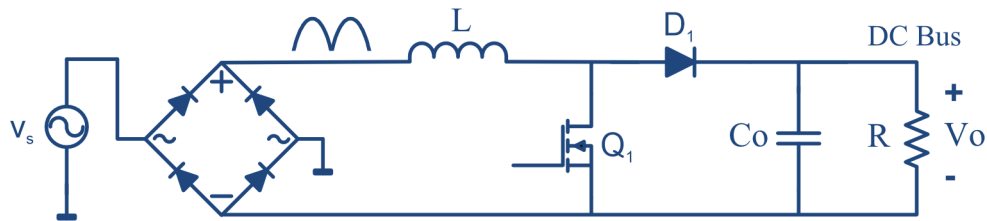
3 DESENVOLVIMENTO

Conforme apresentado na revisão teórica, o conversor *Boost* convencional é um conversor CC-CC e, portanto, possui entrada e saída CC. Dessa forma, caso planeje-se utilizá-lo conectado à rede elétrica, faz-se necessário o uso de um estágio de retificação anterior ao estágio de conversão CC-CC (Figura 15).

Apesar de atender a demanda da carga, essa configuração de conversor demanda da rede uma corrente distorcida que, a depender dos níveis de potência, pode gerar problemas de qualidade de energia. Assim, uma solução interessante para esse problema é o uso da função PFC no conversor *Boost*.

O conversor *Boost* PFC, apresentado na Figura 15, se diferencia do conversor *Boost*, com estágio de retificação, por, na fase de retificação, não apresentar o filtro capacitivo, o que permite que a tensão de entrada do estado de conversão do *Boost* oscile de zero até a tensão de pico da onda senoidal que o alimenta. Esta sutil diferença no circuito do conversor permite o controle da corrente de entrada do conversor, propiciando o ajuste do fator de potência observado pela rede elétrica.

Figura 15 – Esquemático do conversor *Boost* PFC.



Fonte: Adaptação de (ABDEL-RAHMAN, 2013).

Uma vez que o foco deste trabalho é modelar e controlar um conversor *Boost* PFC, faz-se necessário apresentar seus parâmetros. Seguindo o circuito apresentado na Figura 15, os parâmetros do conversor sob estudo foram baseados nos parâmetros usados em (JUNIOR et al., 1994) e estão exibidos na Tabela 1.

O funcionamento do *Boost* PFC é similar ao do conversor *Boost*. Na fase em que o interruptor Q_1 está conduzindo, o indutor é carregado pela fonte, aumentando sua corrente, e o capacitor é descarregado na carga, diminuindo sua tensão. Quando o interruptor opera em bloqueio, o indutor descarrega sua corrente no capacitor, que é carregado, e na carga. Para implementar o esquema da Figura 16, é necessário realizar as medições da corrente de entrada, corrente no indutor e a tensão de saída, na resistência, além da medição da tensão de entrada, após o estágio de retificação.

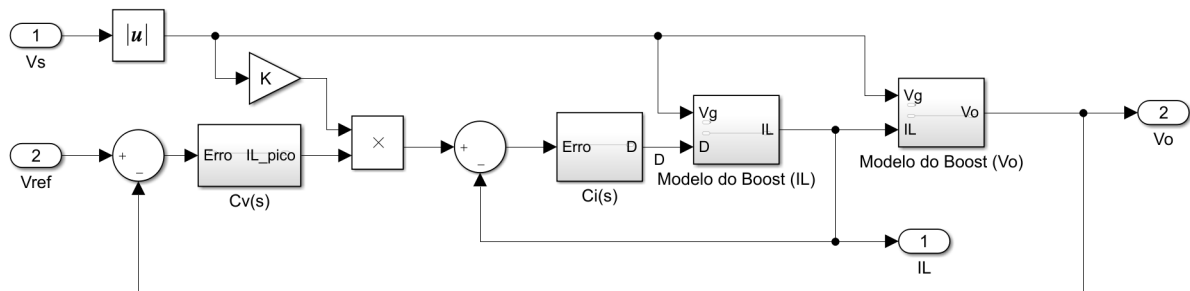
Tabela 1 – Parâmetros do conversor *Boost*.

Parâmetros	Símbolos	Valor
Potência nominal	P_o	1.5 kW
Valor eficaz da tensão de entrada	V_s	220 V
Frequência de entrada	f_{rede}	60 Hz
Valor médio da tensão de saída	V_o	400 V
Indutância do conversor <i>Boost</i>	L	700 μ H
Capacitância do filtro de saída	C_o	680 μ F
Frequência de chaveamento	f_{sw}	20 kHz
Resistência da carga	R	107 Ω

Fonte: O Autor (2022).

3.1 ESTRUTURA DE CONTROLE PARA O *BOOST* PFC

A fim de controlar a tensão de saída do conversor *Boost* PFC e o seu fator de potência, o que pode ser feito através do controle da corrente de entrada do conversor, a estrutura de controle em duas malhas, apresentada na Figura 16, foi escolhida.

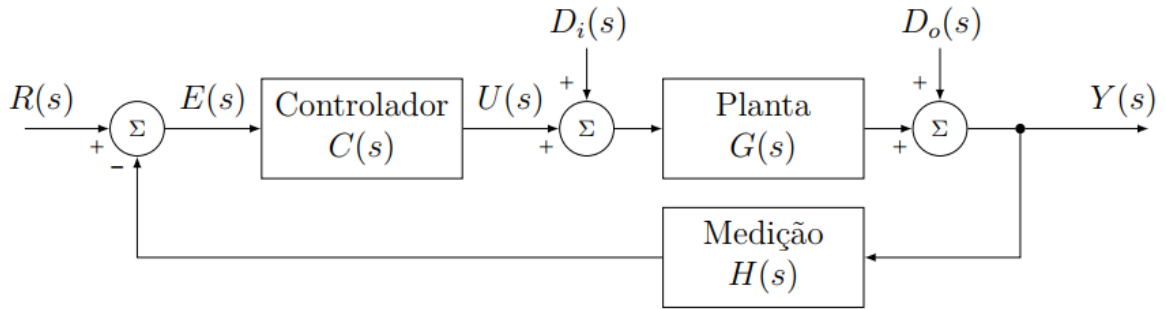
Figura 16 – Diagrama de controle do conversor *Boost*.

Fonte: O Autor (2022).

Esta estrutura de controle é dividida em duas etapas, o controle da malha externa, responsável pela tensão de saída, e o controle da malha interna, responsável pela corrente de entrada. Apesar das duas malhas de controle estarem em uma mesma estrutura, pode-se desacoplar as malhas de controle e fazer o projeto de cada uma delas de forma individual. Para fazer o projeto sem considerar o acoplamento, é importante que a malha interna de corrente seja projetada para ser significativamente mais rápida que a malha externa de tensão (NETO, 2018). Se essa premissa for respeitada, durante a etapa de projeto da malha interna, a malha externa pode ser desconsiderada, haja vista que ela teria uma dinâmica lenta o suficiente para não interferir na operação da malha interna. Por outro lado, durante a etapa de projeto da malha externa, considera-se que a malha interna é rápida o suficiente para convergir muito antes da malha externa, tendo sua dinâmica desconsiderada (a única característica mantida é o ganho estático da malha interna que, na maior parte das vezes, é unitário).

Uma vez que as restrições discutidas acima são consideradas, o projeto do controlador de cada malha de controle pode ser feito individualmente. Ao fazer isso, pode-se considerar o sistema como sendo dois sistemas de controle distintos, cada um com um controlador no ramo direto, seguindo, portanto, a configuração apresentada na Figura 17. Observa-se que, para que seja possível realizar o projeto do controlador utilizando uma estratégia não heurística, torna-se necessário conhecer o modelo da planta a ser controlada e as características do sinal de referência.

Figura 17 – Diagrama de blocos de um sistema de controle simples.



Fonte: Adaptação de (NETO, 2020).

3.1.1 Modelagem do conversor *Boost* PFC

Como o controle é realizado em duas malhas, é necessário obter o modelo de duas plantas para representar a dinâmica do conversor, uma para cada malha de controle. Como visto na Figura 16, o erro da malha de controle mais externa (calculado como a diferença entre a tensão de referência e a tensão de saída do conversor), é aplicado ao controlador de tensão ($C_v(s)$) e resulta na amplitude da corrente de referência. A forma de onda da corrente de referência em pu é obtida normalizando a tensão de entrada (após o retificador, resultando em uma corrente próxima a uma senoide retificada). Como o formato da corrente de referência estará em fase com a tensão de entrada, espera-se alcançar um fator de potência visto pela rede elétrica próximo de unitário.

O controlador de corrente (C_i) recebe, como entrada, o erro entre a corrente de referência e a medida e, em sua saída, tem a razão cíclica, que quando aplicada na chave resultará na corrente desejada. Por conta disso, é necessário modelar as plantas:

$$G_{id}(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} \quad (3.1)$$

e

$$G_{vi}(s) = \frac{V_o(s)}{I_L(s)}. \quad (3.2)$$

Como visto na Figura 16, os modelos do conversor, tanto da corrente de entrada quanto da tensão de saída, são Múltiplas Entradas - Múltiplas Saídas (MISO), têm duas entradas e apenas uma saída. Por conta disso, a modelagem foi feita para um conversor *Boost*, que

tem um modelo Única Entrada - Única Saída (SISO), com uma entrada e uma saída, como em (JUNIOR et al., 1994). Nas subseções a seguir, são apresentadas as modelagens das plantas da malha interna e da malha externa.

3.1.1.1 Modelo da Planta da Malha Interna de Corrente

Para a modelagem do conversor *Boost* foi utilizado o modelo médio da planta calculado utilizando as equações em espaço de estados (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020). Para definir essas equações, é necessário avaliar as equações diferenciais que regem o comportamento da corrente no indutor e da tensão no capacitor para cada etapa de operação da chave. Durante a etapa em que a chave opera em condução (Figura 18), a corrente no indutor e a tensão no capacitor podem ser calculadas por:

$$v_g(t) - v_L(t) = v_g(t) - L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (3.3)$$

e

$$i_c(t) = C_o \frac{dv_o}{dt} = -\frac{v_o}{R}. \quad (3.4)$$

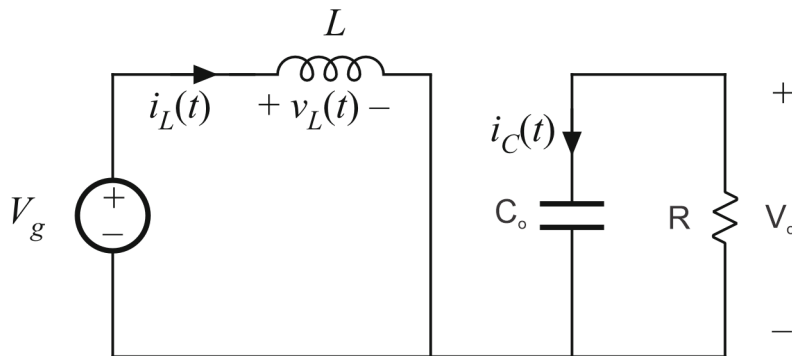
Analogamente, para a etapa em que a chave opera em bloqueio (Figura 19) as equações são dadas por:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_g - v_o \quad (3.5)$$

e

$$i_c = C_o \frac{dv_o}{dt} = -\frac{v_o}{R}. \quad (3.6)$$

Figura 18 – Etapa de condução pelo transistor do conversor *Boost*.

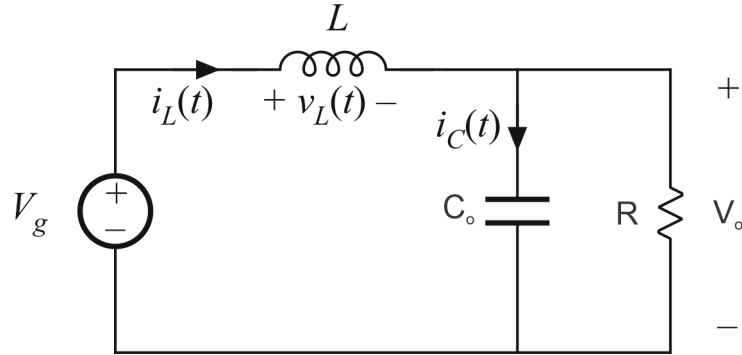


Fonte: Adaptação de (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020).

Por outro lado, as equações em espaço de estados de um sistema dinâmico podem ser representada no formato vetorial, isto é,

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) \\ y(t) = C x(t) + E u(t) \end{cases}, \quad (3.7)$$

Figura 19 – Etapa de condução pelo diodo do conversor *Boost*.



Fonte: Adaptação de (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020).

onde K , A , B , C e E são matrizes de valores constantes, enquanto que $x(t)$ são as variáveis de estado, $\dot{x}(t)$ é a derivada das variáveis de estado, $u(t)$ são as entradas do sistema e $y(t)$ as variáveis de saída desejadas. Deste ponto em diante, para simplificação de notação, representaremos as variáveis de estado, as entradas e saídas do sistema apenas por x , u e y , respectivamente. A partir do modelo escolhido das equações diferenciais tem-se:

$$K = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_o \end{bmatrix}; \quad (3.8)$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{i}_l \\ \dot{v}_o \end{bmatrix}; \quad (3.9)$$

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix}; \quad (3.10)$$

$$u = \begin{bmatrix} v_g \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

A partir disso, as equações em espaço de estados que regem a etapa em que a chave está conduzindo (Figura 18) são:

$$\begin{cases} K \dot{x} = A_1 x + B_1 u \\ y = C_1 x + E_1 u \end{cases}, \quad (3.12)$$

onde os valores de A_1 , B_1 , C_1 e E_1 são:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}; \quad (3.13)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (3.14)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.15)$$

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

De forma semelhante, as equações em espaço de estado que representam o período em que a chave opera em bloqueio (Figura 19) são:

$$\begin{cases} K \dot{x} = A_2 x + B_2 u \\ y = C_2 x + E_2 u \end{cases}, \quad (3.17)$$

onde os valores de A_2 , B_2 , C_2 e E_2 são:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}; \quad (3.18)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (3.19)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.20)$$

$$E_2 = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}. \quad (3.21)$$

Ao fazer o modelo médio das equações de estado (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020), multiplicando a equação (3.12) pelo d e a equação (3.17) por d' , obtêm-se as equações:

$$\begin{cases} K \langle \dot{x}(t) \rangle_{T_s} = (A_1 \cdot d + A_2 \cdot d') \langle x(t) \rangle_{T_s} + (B_1 \cdot d + B_2 \cdot d') \langle u(t) \rangle_{T_s} \\ \langle y(t) \rangle_{T_s} = (C_1 \cdot d + C_2 \cdot d') \langle x(t) \rangle_{T_s} + (E_1 \cdot d + E_2 \cdot d') \langle u(t) \rangle_{T_s} \end{cases}, \quad (3.22)$$

onde os valores médios são calculados por (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020):

$$\begin{aligned} \langle x(t) \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau; \\ \langle u(t) \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u(\tau) d\tau; \\ \langle y(t) \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} y(\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Fazendo o cálculo da média ponderada para as matrizes acima, define-se A_m , B_m , C_m e E_m como as matrizes do modelo médio do conversor. Essas matrizes são dadas por:

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & d-1 \\ 1-d & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}; \quad (3.24)$$

$$B_m = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (3.25)$$

$$C_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad (3.26)$$

$$E_m = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

As matrizes apresentadas acima são utilizadas para representar o comportamento dinâmico do conversor. Para considerar as características estáticas do conversor, é utilizado seu modelo CC. O conjunto de equações para o modelo CC é dado por:

$$\begin{cases} 0 = A_{cc} X + B_{cc} U \\ Y = C_{cc} X + E_{cc} U \end{cases}; \quad (3.28)$$

onde:

$$A_{cc} = K^{-1} A_m; \quad (3.29)$$

$$B_{cc} = K^{-1} B_m; \quad (3.30)$$

em que X representa o valor médio das variáveis de estado, U representa o valor médio das entradas do circuito e Y representa o valor médio das variáveis de saída avaliadas.

Apesar do modelo do conversor já estar calculado, a razão cíclica d apresentada em (3.24) varia com o tempo. Como consequência disso, a matriz A_m contém termos que possuem produtos entre $d(t)$ e $x(t)$, o que caracteriza o sistema como sendo não-linear. Apesar de ser possível montar o modelo não-linear em uma ferramenta de simulação (como *Matlab/Simulink*) e utilizá-lo para validar o modelo, fazer uso dele para o projeto do sistema de controle em si não é trivial. Assim, é apresentado a seguir como este modelo foi linearizado neste trabalho. Com o modelo linearizado, torna-se possível utilizar ferramentas clássicas para projetar os controladores do conversor.

Para linearizar o modelo apresentado acima, é utilizado a seguir a estratégia de modelagem em pequenos sinais. Essa estratégia é baseada no fato de que, se as variações de $x(t)$ e de $d(t)$ forem significativamente pequenas, então a variação no produto $x(t) d(t)$ será muito menor, tornando viável desconsiderar os termos que acompanham este produto. Assim, generalizando o modelo apresentado anteriormente para considerá-lo como modelo para pequenos sinais têm-se:

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = X + \hat{x}(t); \quad (3.31)$$

$$\langle u(t) \rangle_{T_s} = U + \hat{u}(t); \quad (3.32)$$

$$\langle y(t) \rangle_{T_s} = Y + \hat{y}(t); \quad (3.33)$$

$$d(t) = D + \hat{d} \Rightarrow d'(t) = D' - \hat{d}; \quad (3.34)$$

com:

$$|X| \gg |\hat{x}(t)|; \quad (3.35)$$

$$|U| \gg |\hat{u}(t)|; \quad (3.36)$$

$$|Y| \gg |\hat{y}(t)|; \quad (3.37)$$

$$D \gg |\hat{d}(t)|; \quad (3.38)$$

onde os termos em maiúsculo (X , D , Y e U) representam os valores médios das variáveis e os termos com acento circunflexo ($\hat{x}$, $\hat{d}$, $\hat{y}$ e $\hat{u}$) representam pequenas as variações que ocorrem em torno do valor médio. A partir dessas equações o modelo médio pode ser calculado por:

$$\left\{ \begin{array}{l} K \frac{d(X + \hat{x})}{dt} = [(D + \hat{d}) A_1 + (D' - \hat{d}) A_2] (X + \hat{x}) + \\ \quad [(D + \hat{d}) B_1 + (D' - \hat{d}) B_2] (U + \hat{u}) \\ Y + \hat{y} = [(D + \hat{d}) C_1 + (D' - \hat{d}) C_2] (X + \hat{x}) + \\ \quad [(D + \hat{d}) E_1 + (D' - \hat{d}) E_2] (U + \hat{u}). \end{array} \right. \quad (3.39)$$

Isolando apenas os elementos de ordem zero da equação do modelo apresentada em (3.39), obtém-se o modelo CC do conversor, isto é:

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = A_m X + B_m U \\ Y = C_m X + E_m U. \end{array} \right. \quad (3.40)$$

A partir da Equação (3.40) obtém-se que X pode ser calculado a partir de:

$$X = -A_m^{-1} B_m U. \quad (3.41)$$

Ao substituir o valor de X na Equação (3.39) e desconsiderando os elementos de segunda ordem (por conta da linearização utilizando pequenos sinais), obtém-se o seguinte modelo de primeira ordem:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{x}} = A_p \hat{x} + B_p \hat{u}; \\ \hat{y} = C_p \hat{x} + E_p \hat{u}, \end{array} \right. \quad (3.42)$$

onde os valores de A_p , B_p , C_p e E_p são calculados por:

$$A_p = K^{-1} A_m, \quad (3.43)$$

$$B_p = \begin{bmatrix} K^{-1} B_m & \underbrace{K^{-1} ((A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U)}_{\textcircled{1}} \end{bmatrix}, \quad (3.44)$$

$$C_p = C_m \quad (3.45)$$

e

$$E_p = \begin{bmatrix} E_m & \underbrace{((C_1 - C_2) X + (E_1 - E_2) U)}_{\textcircled{2}} \end{bmatrix}. \quad (3.46)$$

É importante observar que as matrizes B_p e E_p possuem uma coluna adicional em relação a B_m e E_m (indicado como $\textcircled{1}$ e $\textcircled{2}$ nas equações (3.44) e (3.46)).

Utilizando o comando do *MATLAB* para converter as equações em espaço de estado do modelo de primeira ordem para funções de transferência em Laplace e substituindo os valores de V_g , V_o , L , C_o e R (Tabela 1), e o valor de D por 0.45 (valor necessário para obter a tensão de saída de 400 V), foi possível obter as seguintes funções transferências:

$$G_{id}(s) = \frac{I(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{5.714 \cdot 10^5 s + 1.571 \cdot 10^7}{s^2 + 13.74s + 6.355 \cdot 10^5}, \quad (3.47)$$

$$\frac{I(s)}{\hat{u}(s)} = \frac{1429s + 1.963 \cdot 10^4}{s^2 + 13.74s + 6.355 \cdot 10^5}, \quad (3.48)$$

$$\frac{I(s)}{V_g(s)} = \frac{1429s + 1.963 \cdot 10^4}{s^2 + 13.74s + 6.355 \cdot 10^5}. \quad (3.49)$$

A Equação (3.47) é equivalente à equação utilizada por (JUNIOR et al., 1994):

$$G_{id}(s) = \frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_o}{L} \frac{(s + \frac{2}{RC_o})}{s^2 + \frac{1}{RC_o}s + \frac{(1-D)^2}{LC_o}} \quad (3.50)$$

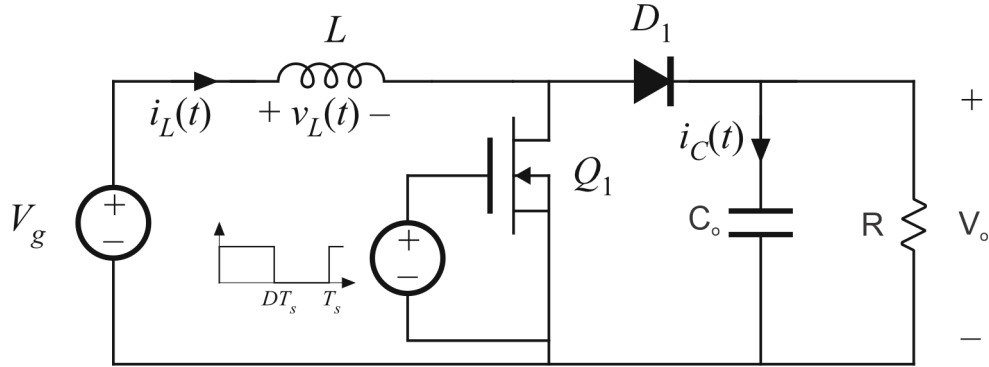
3.1.1.2 Modelo da Planta da Malha Externa de Tensão

Para a modelagem da planta da malha externa de tensão foi analisado o circuito da Figura 20. A partir desta figura, observa-se que a corrente média do diodo pode ser calculada como:

$$I_{D_1} = \underbrace{I_L D'}_{\text{diodo em condução}} + \underbrace{0 \cdot D}_{\text{diodo bloqueado}} = I_L D'. \quad (3.51)$$

Considerando a corrente no diodo (I_{D_1}) como entrada do sistema e analisando o circuito RC_o , a tensão de saída pode ser modelada por:

$$v_o(t) = \frac{1}{C_o} \int i_{C_o}(t) dt \xrightarrow{\mathcal{L}} V_o(s) = \frac{I_{C_o}(s)}{C_o s} \quad (3.52)$$

Figura 20 – Circuito do conversor *Boost*.

Fonte: Adaptação de (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020).

e

$$V_o(s) = R \cdot (I_{D_1}(s) - I_{C_o}(s)), \quad (3.53)$$

além disso, a Equação (3.52) ainda pode ser reescrita como:

$$I_{C_o}(s) = V_o(s) C_o s. \quad (3.54)$$

Substituindo as equações (3.54) e (3.51) em (3.53) tem-se:

$$V_o(s) = R \cdot (I_L(s) D' - V_o(s) C_o s), \quad (3.55)$$

Realizando as devidas operações, obtém-se a função transferência da tensão de saída em função da corrente do indutor:

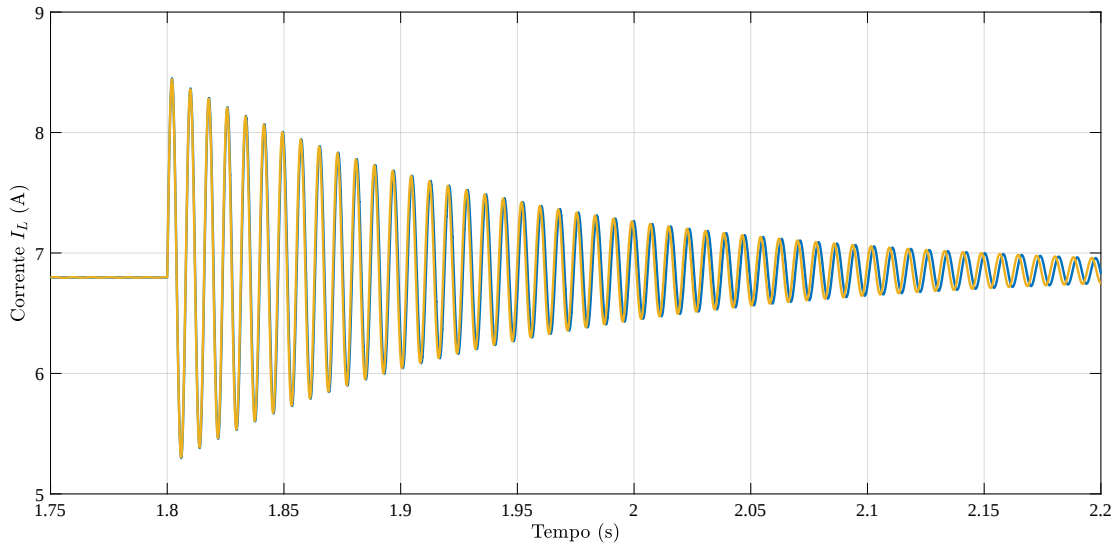
$$G_{vi}(s) = \frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{(1 - D)}{C_o} \frac{1}{s + \frac{1}{RC_o}} \quad (3.56)$$

3.1.2 Validação do Modelo

Para realizar a validação das funções de transferência, optou-se por utilizar o circuito do conversor *boost* tradicional. Além disso, os modelos obtidos na subseção anterior foram validados considerando uma alteração de 0.5% no valor do ciclo de trabalho em uma onda do tipo degrau.

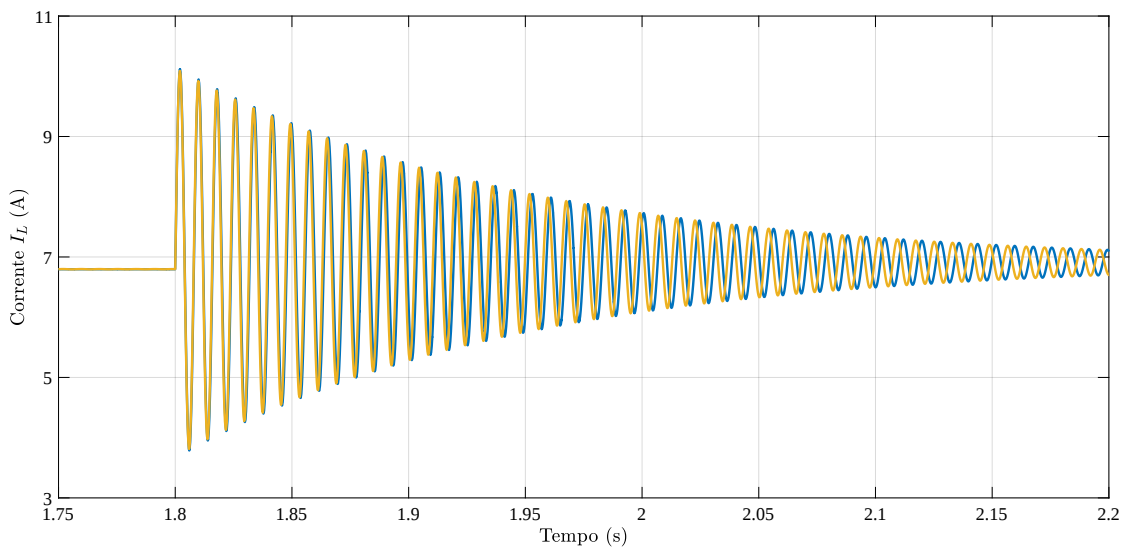
Para validar os modelos, foi comparado (em simulação) a corrente de entrada do conversor *Boost* com a prevista pelo modelo. Inicialmente foi realizado um aumento no valor do ciclo de trabalho de 0.5% e analisado o comportamento da corrente (Figura 21), em seguida foi avaliado o comportamento da corrente para uma alteração de 1% no valor do ciclo de trabalho (Figura 22). Com isso, pode-se determinar que o modelo da planta, conversor *Boost*, é aceitável para realizar o projeto do controlador. É importante observar que utilizou-se uma linearização de pequenos sinais para modelar as plantas do sistema, o que acaba comprometendo o modelo em caso da presença de grandes oscilações. Ao voltar a considerar o *Boost* PFC, observa-se que ele apresenta grandes oscilações de tensão e corrente em sua entrada. Este problema é abordado nas seções a seguir.

Figura 21 – Validação do modelo da malha interna de corrente do *Boost* para a variação de 0.5% em D . Modelo (Amarelo) e média da corrente no indutor (Azul).



Fonte: O Autor (2022).

Figura 22 – Validação do modelo da malha interna de corrente do *Boost* para a variação de 1% em D . Modelo (Amarelo) e média da corrente no indutor (Azul).



Fonte: O Autor (2022).

3.2 CARACTERÍSTICAS DAS MALHAS DE CONTROLE

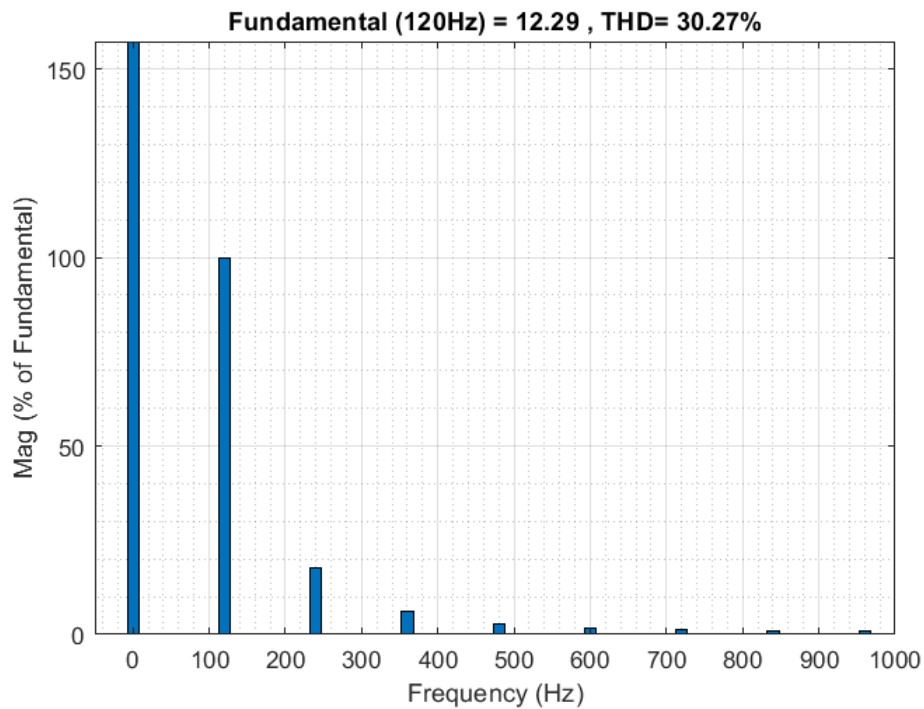
Ao entender qual a referência do sistema de controle e qual a planta a ser controlada, é preciso projetar o controlador, contudo há uma infinidade de controladores possíveis a serem utilizados. A fim de ter erro nulo estacionário e rejeitar os distúrbios de entrada (D_i) e de saída (D_o) (Figura 17), é preciso respeitar o princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975). Segundo o princípio do modelo interno, um sistema em malha fechada segue sua referência, sem erro em regime permanente, quando o modelo matemático desta

referência está incluído na Função Transferência de Malha Aberta (FTMA) do sistema de controle (seja no controlador, na planta, no atuador ou no sensor). A partir deste princípio são projetados os controladores para o conversor *Boost* PFC.

3.2.1 Malha Interna

Para realizar o projeto do controlador da malha interna, considera-se que a malha de tensão de tensão está em regime permanente, ou seja, o controlador da malha externa estaria aplicando um sinal de amplitude constante que servirá de base para a geração da corrente de referência. Neste contexto, foi analisada a transformada rápida de Fourier (FFT) da corrente de referência, Figura 23, a partir da qual é possível ver quais são os harmônicos do sinal de referência, não foi utilizado controlador de tensão, foi apenas avaliado como seria o sinal de referência caso o controle de tensão estivesse em regime permanente.

Figura 23 – FFT do sinal de referência da malha de corrente.

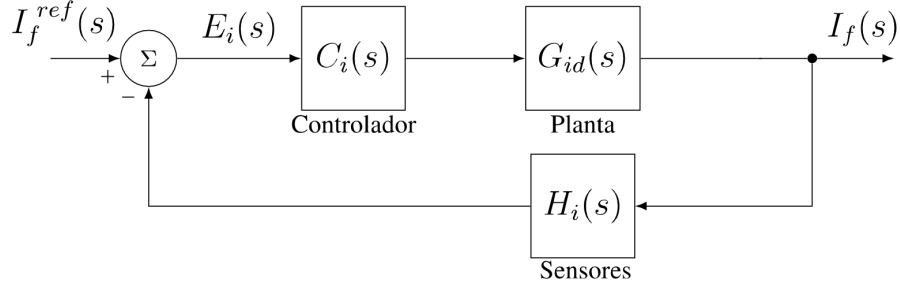


Fonte: O Autor (2022).

A partir da Figura 23, percebe-se que a corrente de referência que é aplicada à malha de controle de corrente, Figura 24, tem grande percentual de componentes CC e de 120 Hz e seus múltiplos. Consequentemente, pelo princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975), o sistema deverá possuir o modelo matemático dessas componentes harmônicas em sua FTMA para obter erro nulo em regime permanente. Por conta disso, foi escolhido o uso do controlador PI, para reduzir a componente CC, e de um controlador ressonante em 120Hz, não foi realizado o controle para obtenção de erro nulo estacionário para as outras

harmônicas afim de simplificar o controlador final. Este último é explicado no Capítulo 4.

Figura 24 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle da malha de corrente.



Fonte: Adaptação de (NETO, 2018).

O diagrama de blocos da malha de controle de corrente é apresentado na Figura 17. Nesta figura, tem-se que: $I_L^{ref}(s)$ é a corrente de referência; $E_i(s)$ é o erro do sistema; $C_i(s)$ é o controlador de corrente; $G_{id}(s)$ é a planta da malha de corrente, calculada na Equação (3.47); $H_i(s)$ é a função de transferência do sensor; e $I_L(s)$ é a corrente no indutor.

A Equação (3.47) modela o funcionamento da malha interna de corrente, contudo, como visto em (JUNIOR et al., 1994), existe um modelo simplificado para a função transferência da corrente que pode ser dada por:

$$G_{id}(s) = \frac{V_o}{Ls} = \frac{400}{700 \cdot 10^{-6}s}. \quad (3.57)$$

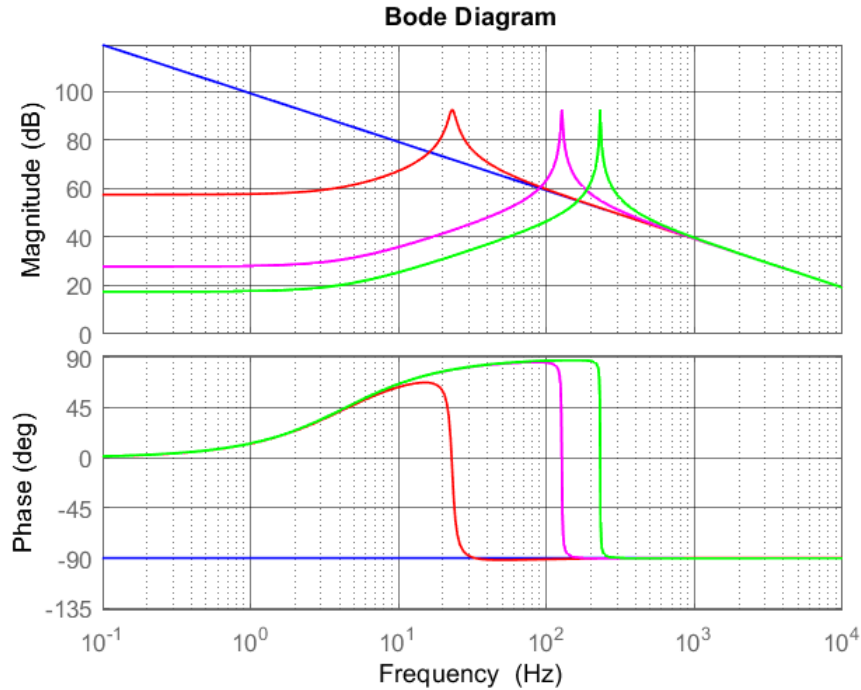
Comparando o diagrama de Bode das duas funções obtém-se a Figura 25. Para tal comparação, foi utilizado a tensão de saída (V_o) como constante e foi variado o ciclo de trabalho (D) e a tensão de entrada (V_g), de forma semelhante ao funcionamento do conversor *Boost* PFC. A partir da Figura 25 percebe-se que o modelo simplificado se equivale ao modelo completo para frequências superiores a 600 Hz. Assim, ao escolher uma frequência de cruzamento com 0 dB acima de 600 Hz, é possível considerar o modelo simplificado da Eq. (3.57) no momento de projetar os ganhos do controlador escolhido. O cruzamento com 0 dB necessita de ser cerca de dez vezes menor que a frequência de chaveamento (20 kHz), para que o chaveamento não interfira no controle. Por conta disso foi escolhido uma frequência próxima a 2 kHz para o cruzamento com 0 dB do controle da malha interna de corrente.

O controlador apresenta um atraso que pode ser representado pela aproximação de Padé de 1ª ordem:

$$Atraso = \frac{1 - st_d/2}{1 + st_d/2} = \frac{1 - sT_s/4}{1 + sT_s/4}. \quad (3.58)$$

Onde t_d é o atraso do sistema que equivale a metade do período de chaveamento (T_s) ao adicionar o atraso do controle ao modelo simplificado da planta referente ao controle da corrente obtém-se a Figura 26.

Figura 25 – Diagrama de Bode com a comparação da função transferência real com $D=0.95$ (vermelho), $D=0.45$ (rosa), $D=0$ (verde) e com o modelo simplificado (azul).



Fonte: O Autor (2022).

3.2.2 Malha Externa

A referência utilizada para o controle da malha externa são sinais do tipo degrau, que são representados no domínio de Laplace por $(1/s)$. Por conta disso, o sistema tem que ter, pelo menos, um polo na origem para que tenha erro nulo em regime permanente. Por isso foi escolhido o controlador PI para esta malha de controle, cuja função de transferência é dada por:

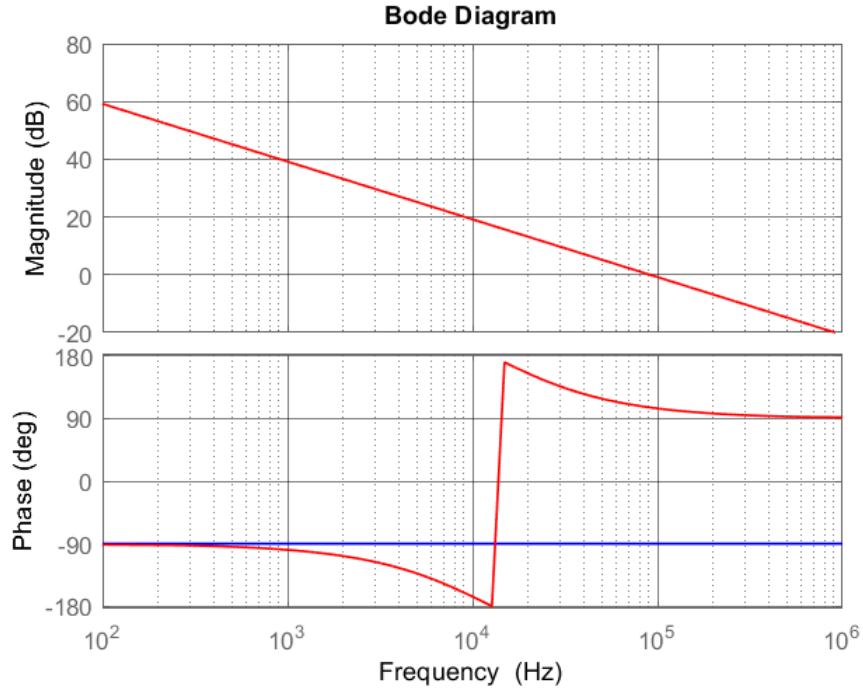
$$C_v(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \frac{(s + z)}{s}, \quad (3.59)$$

onde K_p é o ganho proporcional, K_i é o ganho integral e z é o zero do controlador PI.

Para escolher os ganhos desse controlador foi utilizado o projeto através da resposta em frequência. Como a malha de controle de tensão precisa ser significativamente mais lenta que a malha de controle de corrente para ter um desacoplamento entre elas, a frequência de cruzamento por 0dB da malha externa precisa ser pelo menos 10 vezes menor que a frequência de cruzamento por 0 dB da malha interna, além de que a tensão de saída terá uma componente em 120 Hz devido a tensão de entrada logo para que esta oscilação não interfira no controle, o ganho para 120 Hz do controle de tensão precisa ser inferior a 0 dB. Por conta disso, a frequência escolhida para o cruzamento com 0 dB foi de 2 Hz, que atende aos critérios acima descrito.

Ao substituir os parâmetros da planta na função de transferência que relaciona a tensão

Figura 26 – Diagrama de Bode com o modelo simplificado (azul) e o modelo com a aproximação de Padé de 1ª ordem do atraso (vermelho).



Fonte: O Autor (2022).

de saída no conversor *Boost* com a corrente de entrada, Equação (3.56), tem-se que:

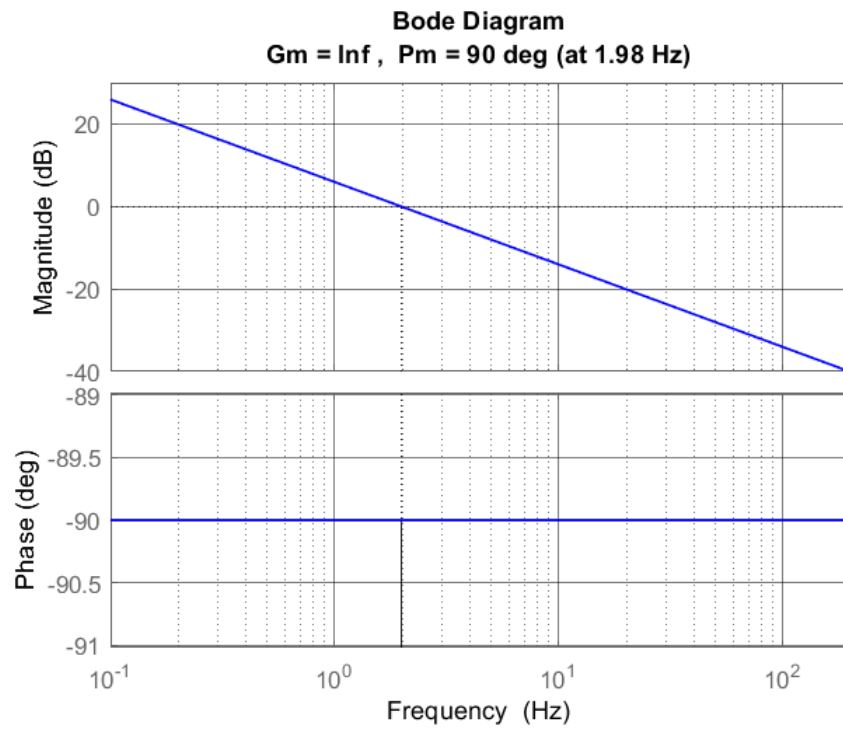
$$G_{vi}(s) = \frac{(1 - 0.45)}{680 * 10^{-6}} \frac{1}{s + \frac{1}{107 * 680 * 10^{-6}}} = \frac{808.8235}{s + 13.7438}. \quad (3.60)$$

Os ganhos foram projetados para que o cruzamento por 0dB fosse em 2Hz e o zero do controlador foi projetado para anular o polo da planta, resultando no controlador:

$$C_v = 0.015378 + \frac{0.211352}{s} = 0.015378 \frac{(s + 13.7438)}{s}. \quad (3.61)$$

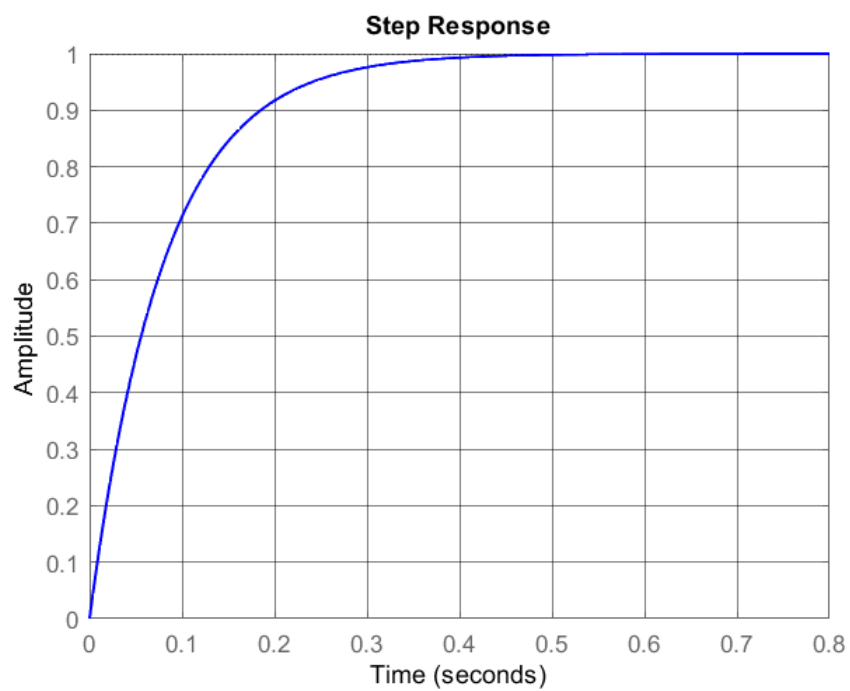
Ao aplicar esse controlador C_v em um sistema realimentado, considerando a planta sendo G_{vi} e realimentação negativa unitária, obteve-se a resposta em frequência da FTMA apresentada na Figura 27, e a resposta ao degrau do sistema exibido na Figura 28.

Figura 27 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta da malha externa de tensão.



Fonte: O Autor (2022).

Figura 28 – Resposta ao degrau da malha de controle de tensão.



Fonte: O Autor (2022).

3.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

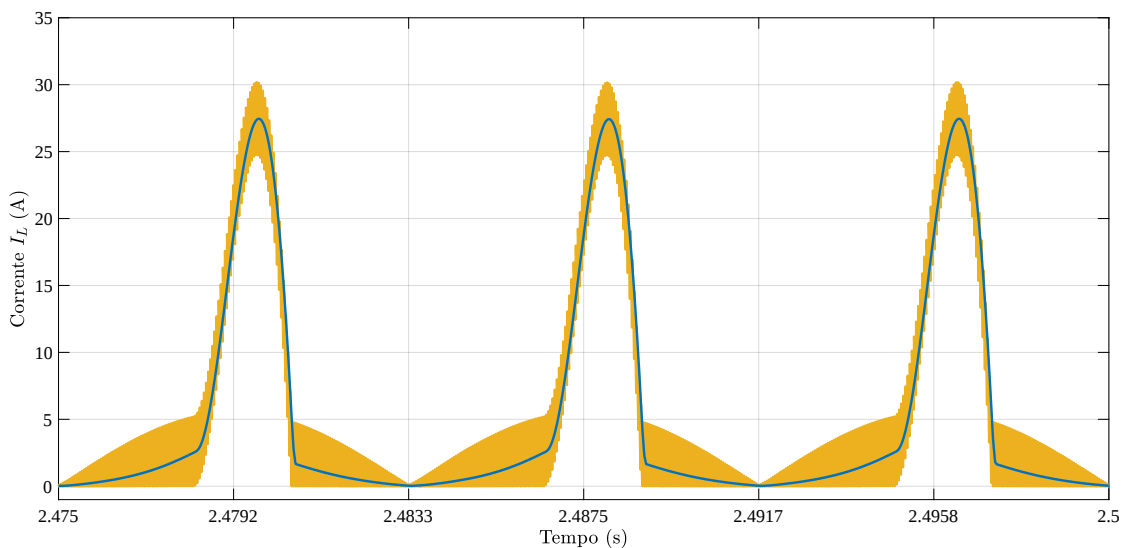
Neste capítulo foi explicado o funcionamento do conversor *Boost* PFC estudado, em seguida foi realizado a modelagem do mesmo. A partir da modelagem realizada para o conversor *Boost*, foi projetado as condições de operação do controle da malha interna de corrente (frequência de cruzamento por 0 dB próxima a 2 kHz) e foi analisado a distribuição harmônica de uma referência para a corrente no indutor, desta forma é possível realizar as escolhas dos controladores que são abordados no Capítulo 4.

Além disso, foi realizado o projeto do controlador da malha externa de forma que ele tenha uma resposta lenta o suficiente para que nem o controle de corrente nem a oscilação natural na tensão de saída, devido a tensão de entrada, interfira no controle de tensão.

4 PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR *BOOST* PFC

Inicialmente, foi realizada a simulação do conversor *Boost* PFC, sem os controladores, utilizando um valor constante para o ciclo de trabalho da chave que proporcionasse uma tensão na saída próxima aos 400 V. Ao fazer isso, torna-se possível obter as formas de onda de tensões e correntes do conversor para comparação futura com os resultados contendo o sistema de controle em malha fechada. Os principais sinais a serem analisadas são a corrente de entrada, Figura 29, e a tensão de saída, Figura 30, pois esses sinais são as grandezas controladas do sistema. Além disso, como o controle da corrente de entrada leva em consideração a tensão de entrada, como visto na Figura 16, a comparação da corrente e tensão de entrada também é relevante. Esses dois últimos sinais são apresentados na Figura 31.

Figura 29 – Corrente de entrada do conversor (amarelo) e seu valor médio no período de chaveamento (azul). Resultado considerando o sistema sem controlador.

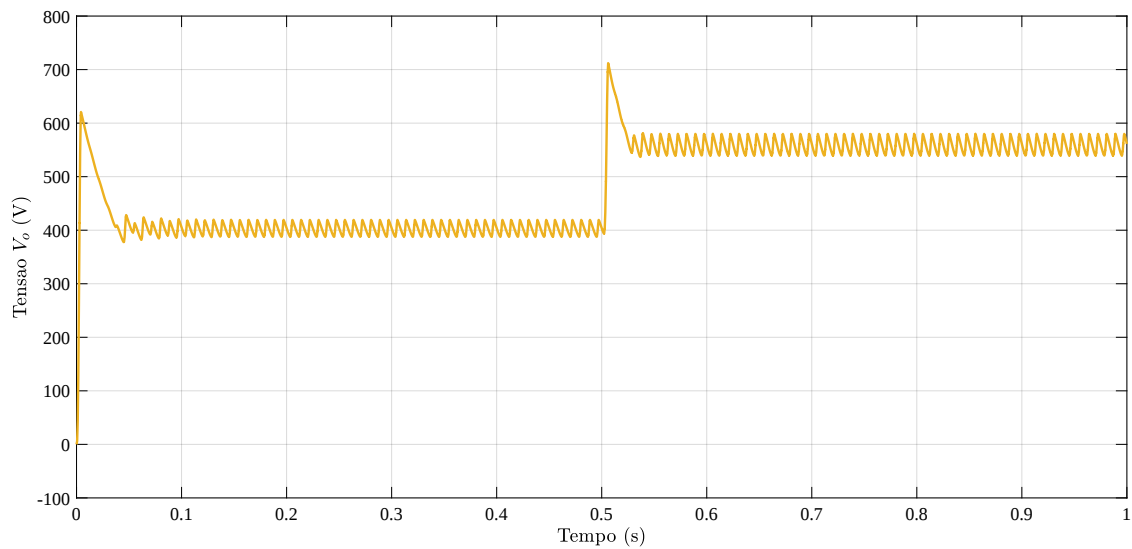


Fonte: O Autor (2022).

A corrente vista na Figura 31 foi decomposta, utilizando a ferramenta de FFT, gerando a Figura 32. Desta figura pode ser observado que a corrente tem alto conteúdo harmônico em 60 Hz e em suas harmônicas. Além disto, foi calculado o fator de potência (FP) segundo as definições de potência por Fryze, o que resultou em um fator de potência em regime permanente de 0.697.

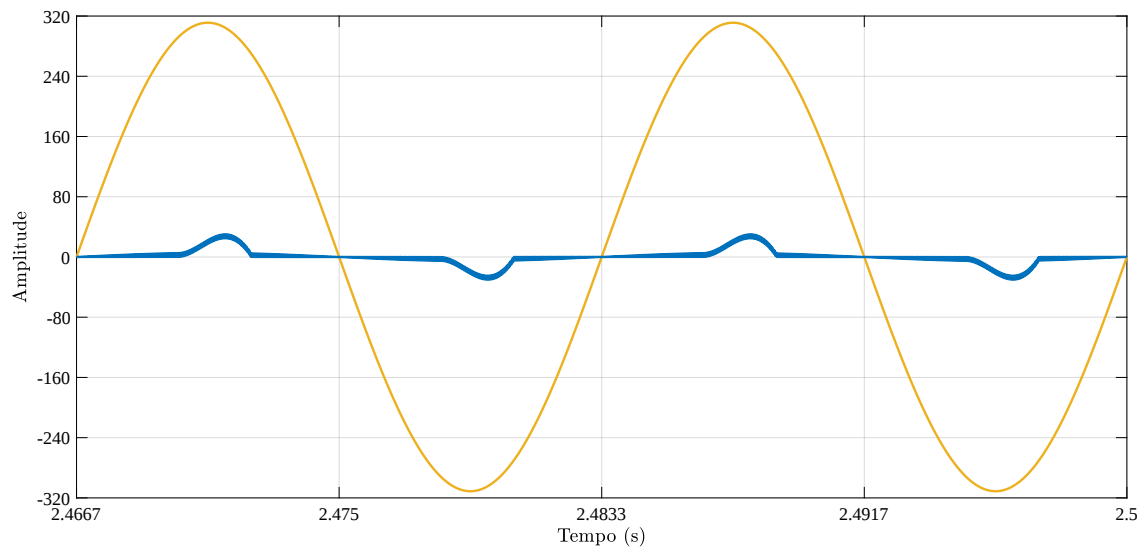
O conversor *Boost* PFC foi simulado após realizar o projeto do controlador da corrente, conforme exibido na Figura 33. Nesta simulação, a saída do controlador de corrente (ação de controle) é utilizada como ciclo de trabalho do conversor, contudo, como esse valor não pode ser negativo nem passar de 1, ele passa por uma saturação. A partir da simulação foi

Figura 30 – Tensão de saída do conversor aplicando um degrau no ciclo de trabalho. Resultado considerando o sistema sem controlador.



Fonte: O Autor (2022).

Figura 31 – Tensão (amarelo) e corrente de entrada (azul) do conversor. Resultado considerando o sistema sem controlador.

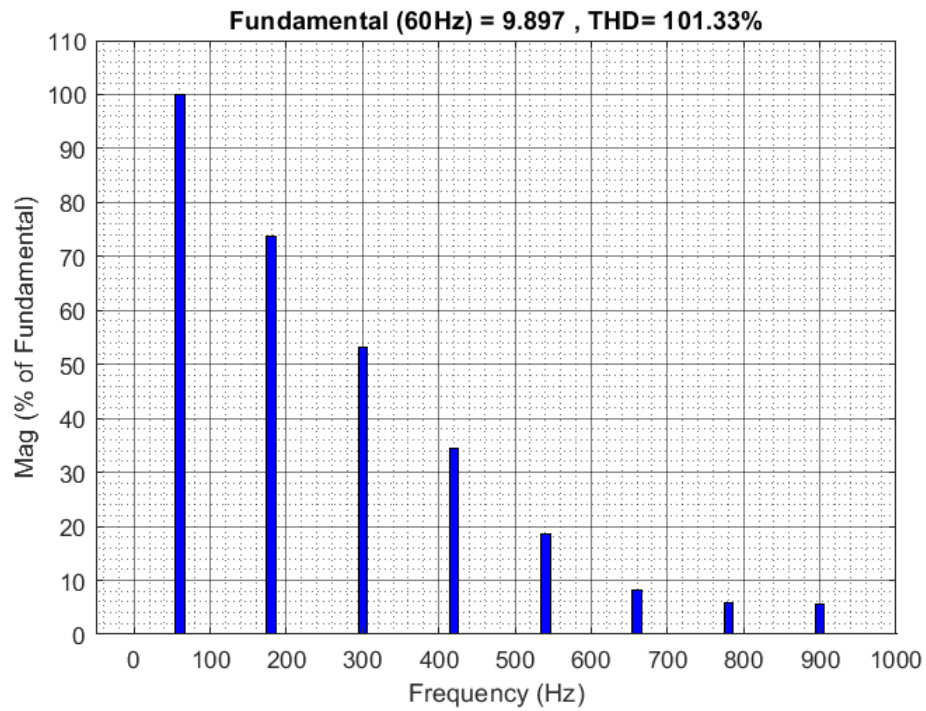


Fonte: O Autor (2022).

analisado as formas de ondas das variáveis controladas, além da FFT da corrente da rede e do fator de potência visto pela rede. Nas próximas seções são abordadas os projetos e resultados das seguintes estratégias de controle da malha interna de corrente:

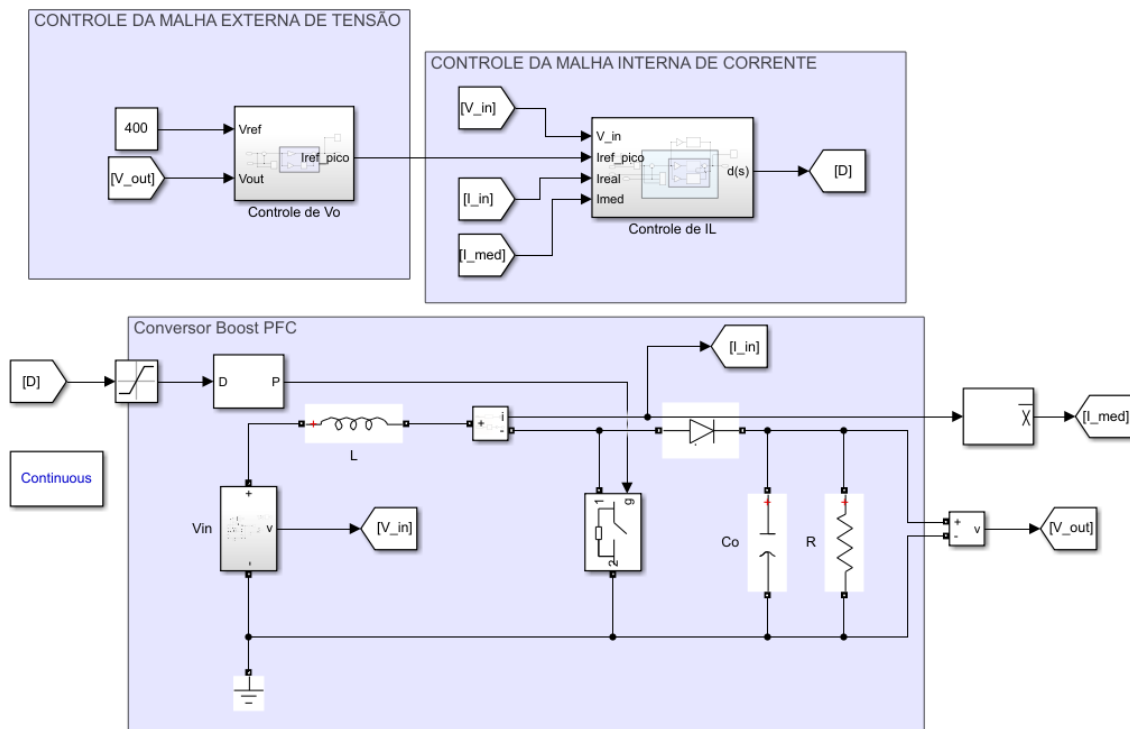
- 4.1 - Proporcional-Integral;
- 4.2 - Proporcional + Ressonante;
- 4.3 - Proporcional-Integral + Ressonante.

Figura 32 – FFT da corrente na fonte do conversor. Resultado considerando o sistema sem controlador.



Fonte: O Autor (2022).

Figura 33 – Simulação do conversor *Boost* PFC em malha fechada utilizando o *MATLAB/Simulink*.



Fonte: O Autor (2022).

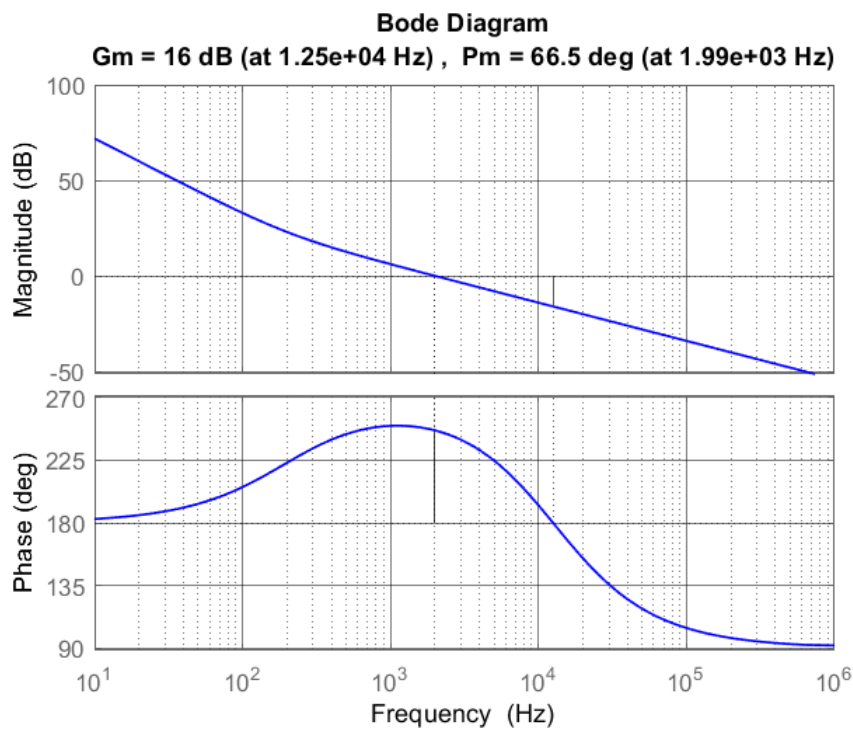
4.1 CONTROLADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL (PI)

Considerando que a frequência de chaveamento é de 20 kHz e a frequência mínima para a utilização da Equação (3.57) é de 600 Hz, o controle PI é projetado de forma que a frequência que passa pelo 0 dB será próximo a 2 kHz. O controlador proporcional-integral foi projetado com o zero em 200 Hz, sendo dez vezes menor que o ponto de cruzamento por 0 dB. O diagrama de bode da função de transferência de malha aberta é apresentado na Figura 34, o qual considerou o seguinte controlador:

$$C_i^{PI}(s) = 0.021779 \frac{s + 1256}{s}. \quad (4.1)$$

A partir do uso deste controlador, foi obtido uma margem de ganho de 16 dB, em 12.5 kHz, e uma margem de fase de 66.5°, em, aproximadamente, 2 kHz.

Figura 34 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema avaliado considerando o controlador PI.

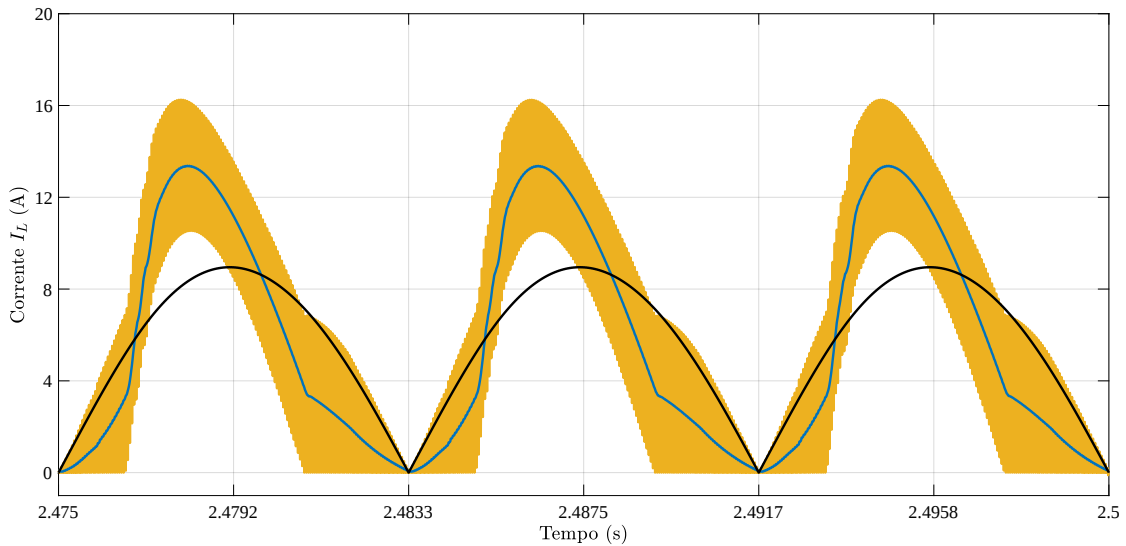


Fonte: O Autor (2022).

A corrente no indutor e a corrente de referência estão sendo mostradas na Figura 35. Para facilitar a avaliação, também foi adicionada na Figura 35 o valor médio da corrente do indutor a cada período de chaveamento. Em comparação com a Figura 29, o controle PI tornou a corrente mais próxima a senoide. Além do fator de potência, o índice de desempenho IAE, do valor médio da corrente em regime permanente para uma janela de 1/60 segundos, também foi utilizado para realizar a comparação entre os controladores simulados. Desta forma, para o controlador PI foi obtido um IAE de $39,16mA.s$ e um fator de potência de 0,906. A tensão e corrente de entrada do conversor são mostradas na

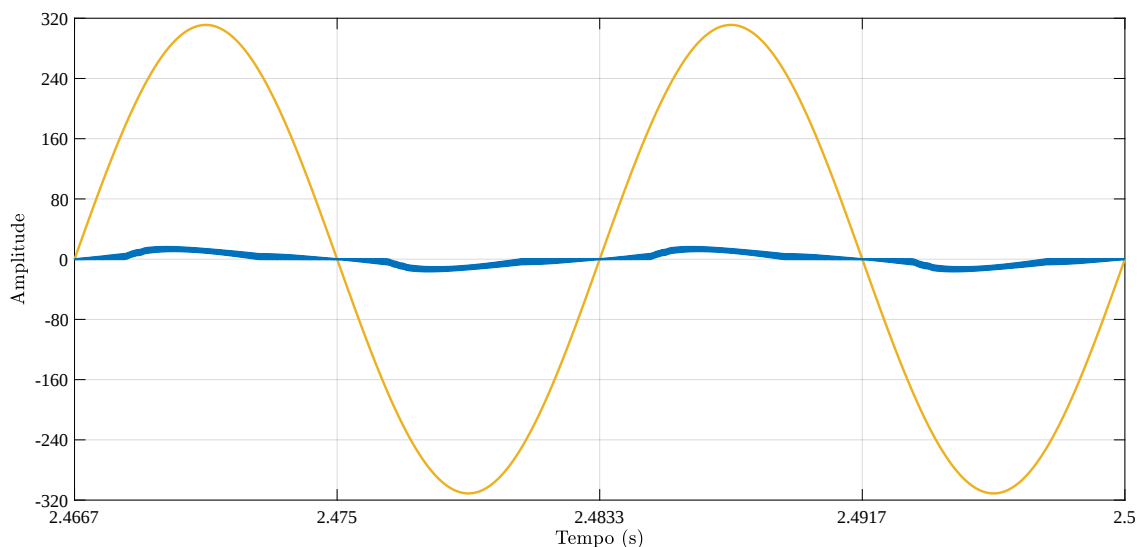
Figura 36. A decomposição espectral da corrente de entrada do conversor, obtida a partir da sua FFT é exibida na Figura 37.

Figura 35 – Corrente de entrada do *Boost* PFC para o C_i sendo PI. Que apresenta a corrente de referência (preto), a corrente instantânea (amarelo) e corrente média (azul).



Fonte: O Autor (2022).

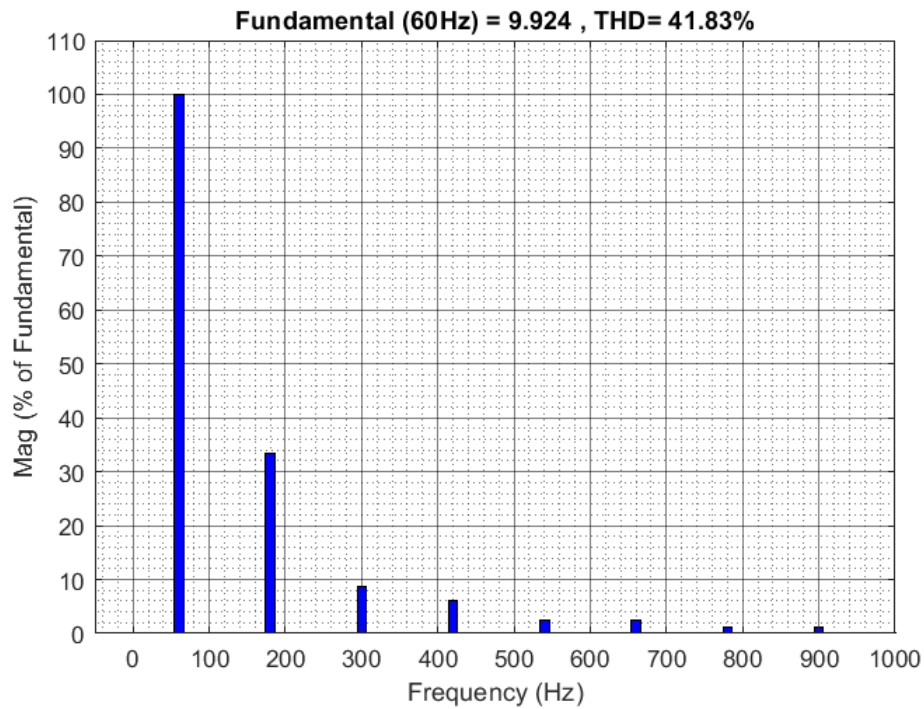
Figura 36 – Tensão (amarelo) e corrente de entrada (azul) do conversor. Resultado considerando o sistema com controlador PI.



Fonte: O Autor (2022).

Ao analisar as Figura 32 e Figura 37, percebe-se que o controlador PI acarretou numa redução do DHT da corrente de entrada de 59,5%. Além disso, pode-se afirmar que em comparação com a Figura 32 o controle PI teve mudanças insignificantes quanto a fundamental (60 Hz), porém, reduziu a porcentagem dos outros harmônicos.

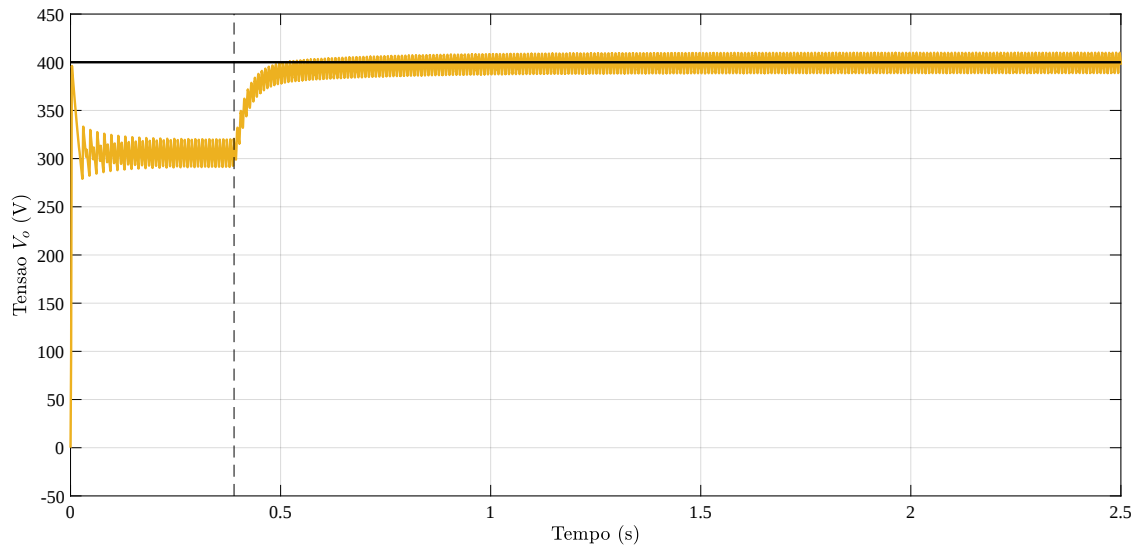
Figura 37 – FFT da corrente na fonte do conversor. Resultado considerando o sistema com controlador PI.



Fonte: O Autor (2022).

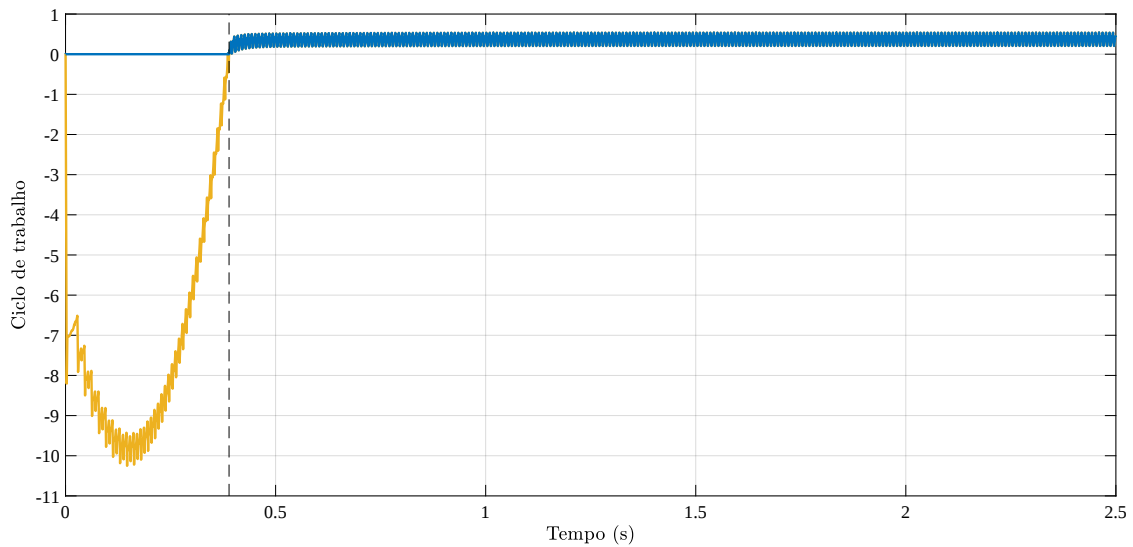
Além do controle de corrente, também foi analisado o controle de tensão, definido na Equação (3.61). O resultado da simulação utilizado para avaliação da malha externa é exibido na Figura 38, onde a tensão de referência está em preto e a tensão de saída em amarelo. Como o controle da tensão é lento em comparação ao da corrente, ele muda o valor de pico da corrente de referência lentamente, o que resulta, inicialmente, em uma referência menor que a menor corrente possível no indutor. Como consequência, o valor do ciclo de trabalho se torna negativo, Figura 39, para tentar reduzir a corrente, mas, como discutido anteriormente, a saturação não permite que valores negativos sejam aplicados ao modulador PWM, o que resulta num ciclo de trabalho igual a zero. Fazendo com que o conversor opere como a Figura 19.

Figura 38 – Resultado de simulação para o controle de tensão de saída (amarelo) seguindo a referência (preto). Resultado considerando o sistema com controlador PI.



Fonte: O Autor (2022).

Figura 39 – Ciclo de trabalho antes da saturação (Amarelo) e depois da saturação (Azul) para o sistema com controlador PI.



Fonte: O Autor (2022).

4.2 CONTROLADOR PROPORCIONAL COM RESSONANTE

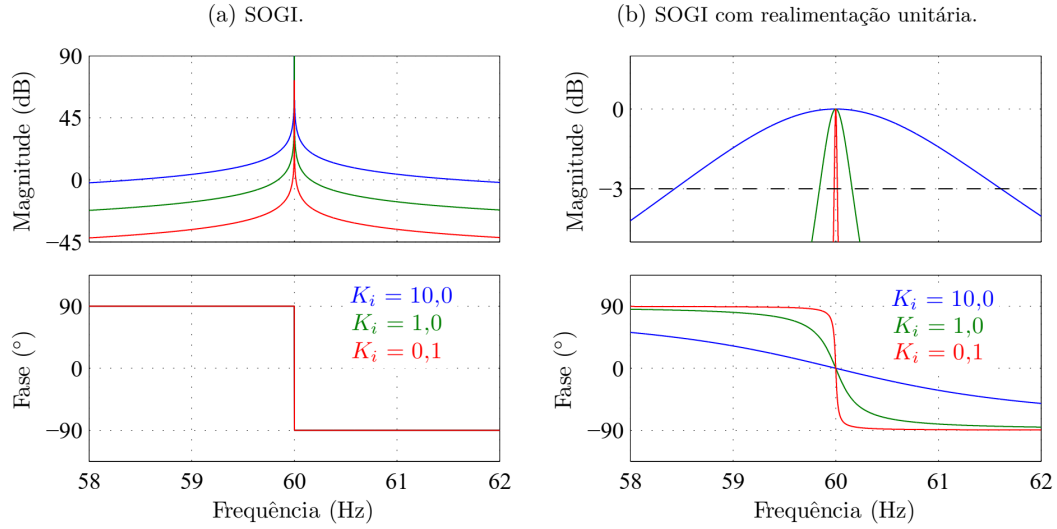
Essa estratégia de controle pode ser implementada através de um SOGI, também conhecido como Integrador de Sinais Senoidais (SSI) ou controlador ressonante. (NETO, 2020)

Sua função transferência pode ser dada por:

$$C_{SOGI}^{(\pm w_0)}(s) = \frac{2K_i s}{s^2 + w_0^2} \quad (4.2)$$

tendo um par de polos complexos conjugados em cima do eixo jw resulta em ganhos elevados na frequência de ressonância w_0 , como pode ser observada na Figura 40.

Figura 40 – Diagrama de Bode de SOGI sintonizado em $w_0=60\cdot 2\pi$ rad/s com distintos ganhos de K_i .



Fonte: (NETO, 2020).

Entendendo o comportamento do controlador ressonante e que, segundo a Figura 23, a corrente de referência, gerada por uma saída constante do controle de tensão, tem como maior componente 120 Hz, além da componente CC, o controle foi projetado nessa frequência de ressonância, resultando no controlador:

$$C_i^{RES}(s) = 0.448545 \frac{2s}{s^2 + (2\pi \cdot 120)^2}. \quad (4.3)$$

O controlador proporcional foi projetado de forma que o sistema mantenha a passagem por 0 dB próximo à 2 kHz, de forma que o controlador Proporcional com ressonante seja dado por:

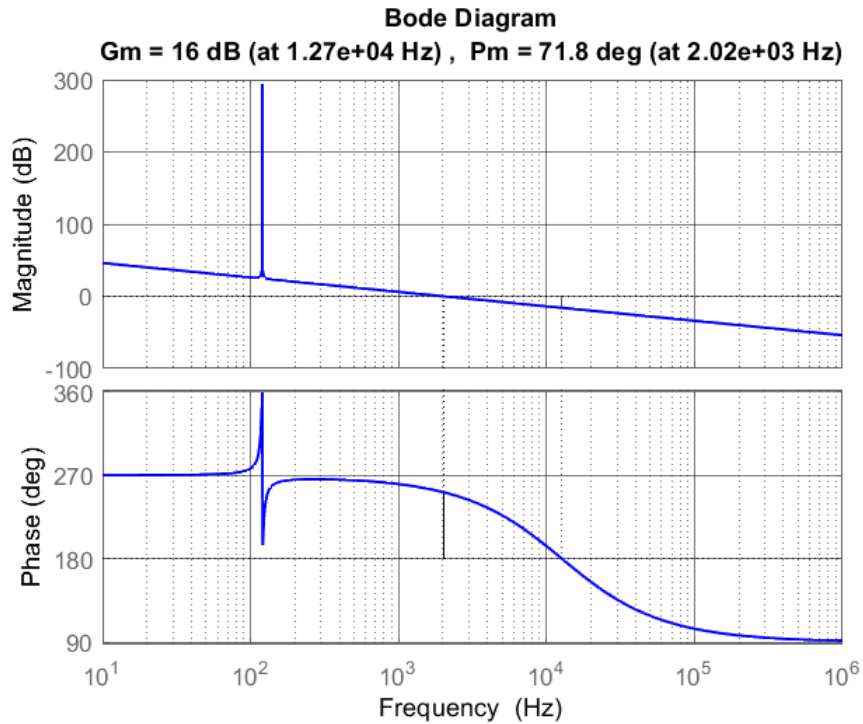
$$C_i^{P-RES}(s) = 0.022215 + C_i^{RES}(s) = 0.022215 + 0.448545 \frac{2s}{s^2 + (2\pi \cdot 120)^2}. \quad (4.4)$$

Ao utilizar esse controlador o diagrama de Bode do controle da corrente está na Figura 41.

Com o controlador projetado foi simulado, semelhante ao do controlador Proporcional com ressonante, para que possa analisar as grandezas controladas. O controle das correntes no indutor é mostrado na Figura 42, a comparação da tensão de entrada e da corrente de entrada é exibida na Figura 43 e a decomposição espectral desta corrente por FFT é mostrada na Figura 44. Foi realizado o mesmo calculo de IAE, que resultou no valor de $118.6mA.s$ e um fator de potência de 0,829.

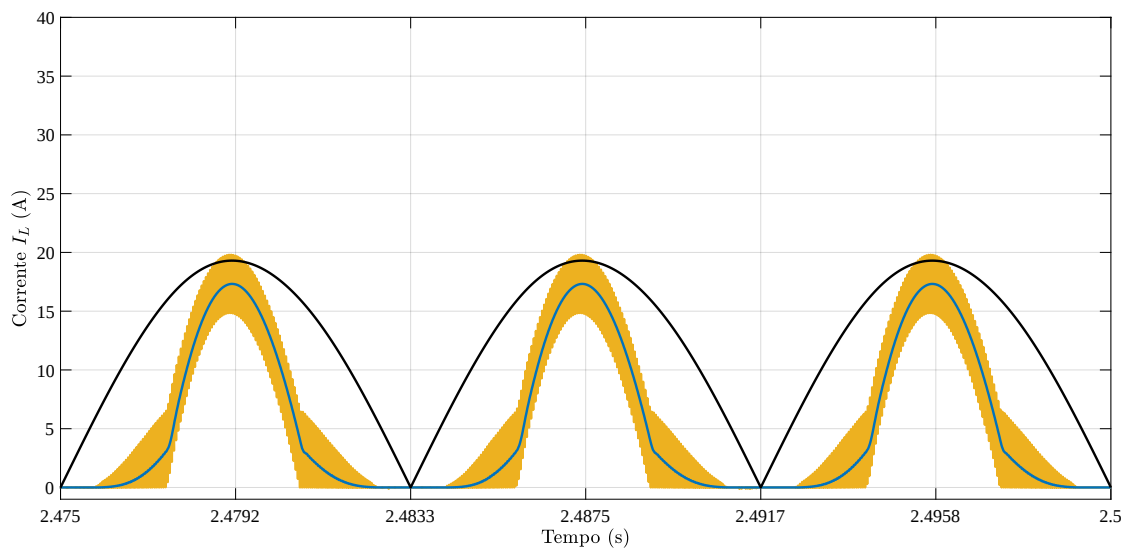
Ao analisar as Figura 32 e Figura 44, percebe-se que o controlador PI acarretou em uma queda do DHT da corrente de entrada de 34,06%. O controle de tensão, Figura 45, continuou funcionando, o ciclo de trabalho começou a saturar, mesmo em regime permanente, Figura 46.

Figura 41 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema avaliado considerando o controlador P com ressonante.



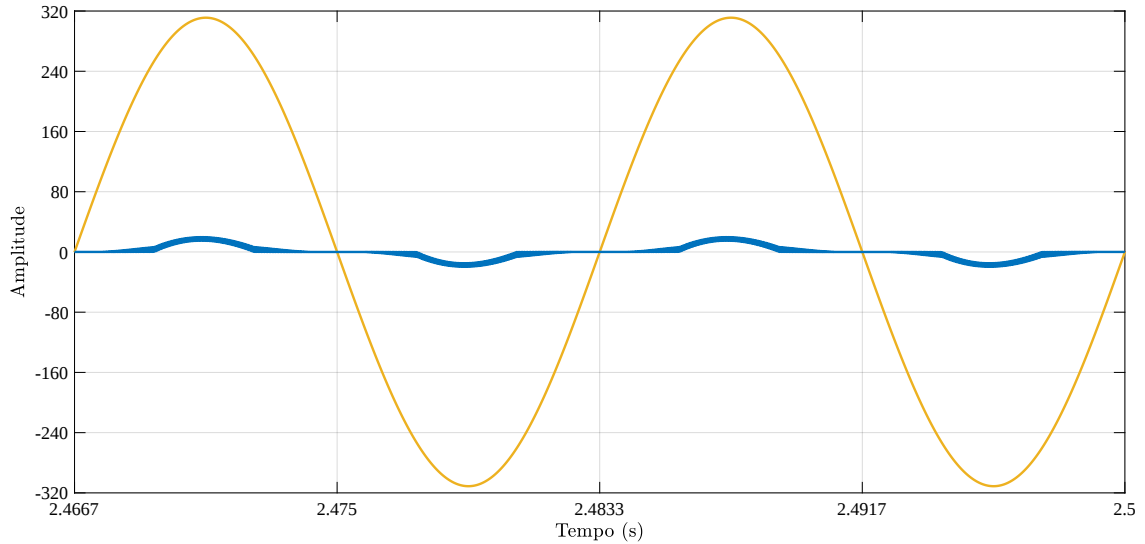
Fonte: O Autor (2022).

Figura 42 – Corrente de entrada do *Boost* PFC para o sistema com controlador P com ressonante. Que apresenta a corrente de referência (preto), a corrente instantânea (amarelo) e corrente média (azul).



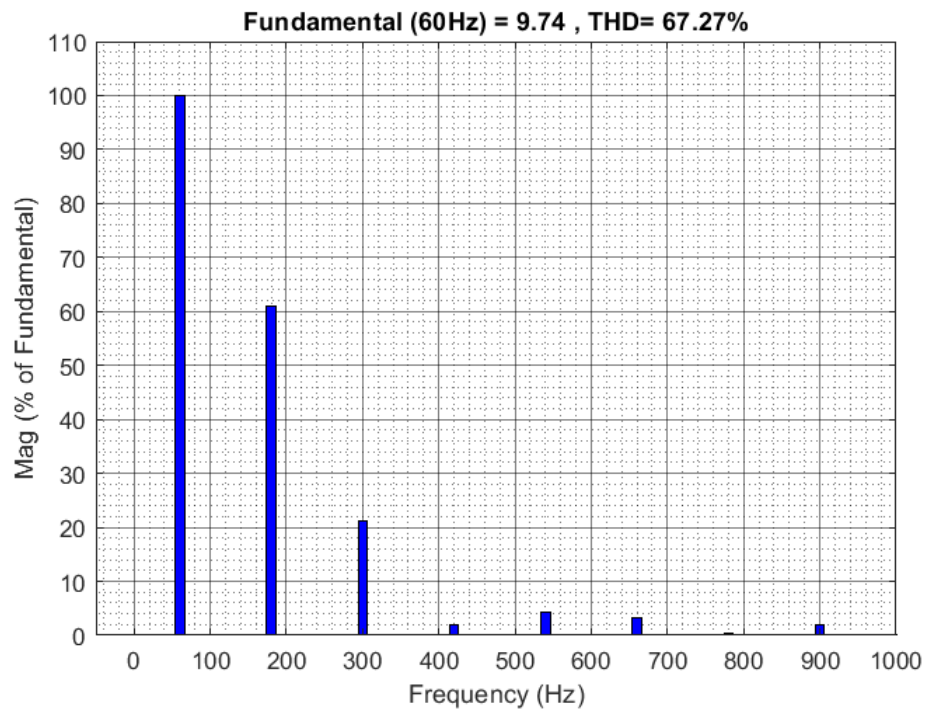
Fonte: O Autor (2022).

Figura 43 – Tensão (amarelo) e corrente (azul) de entrada do conversor. Resultado considerando o sistema com controlador P com ressonante.



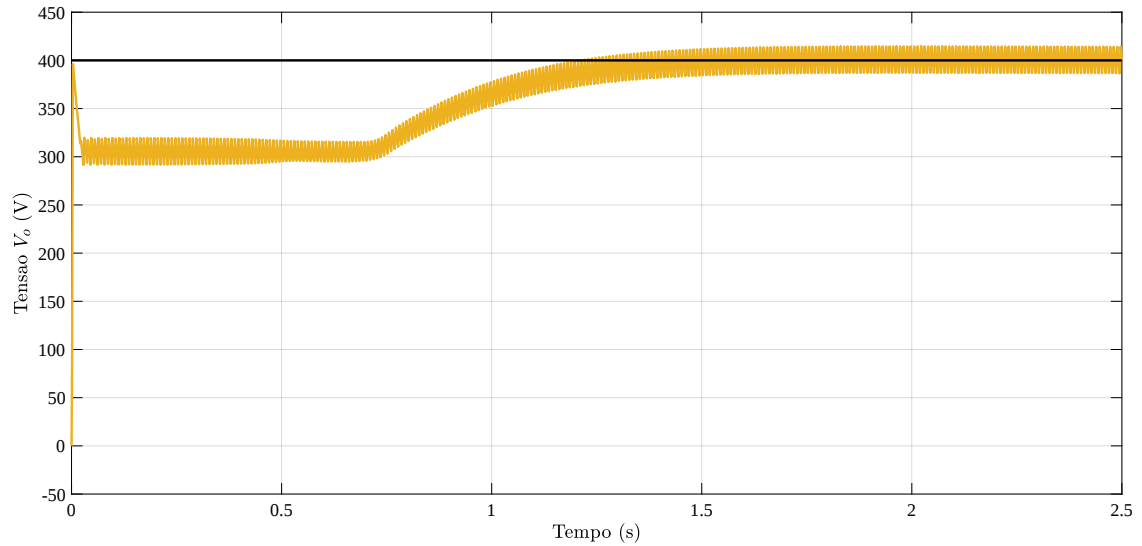
Fonte: O Autor (2022).

Figura 44 – FFT da corrente na fonte do conversor. Resultado considerando o sistema com controlador P com ressonante.



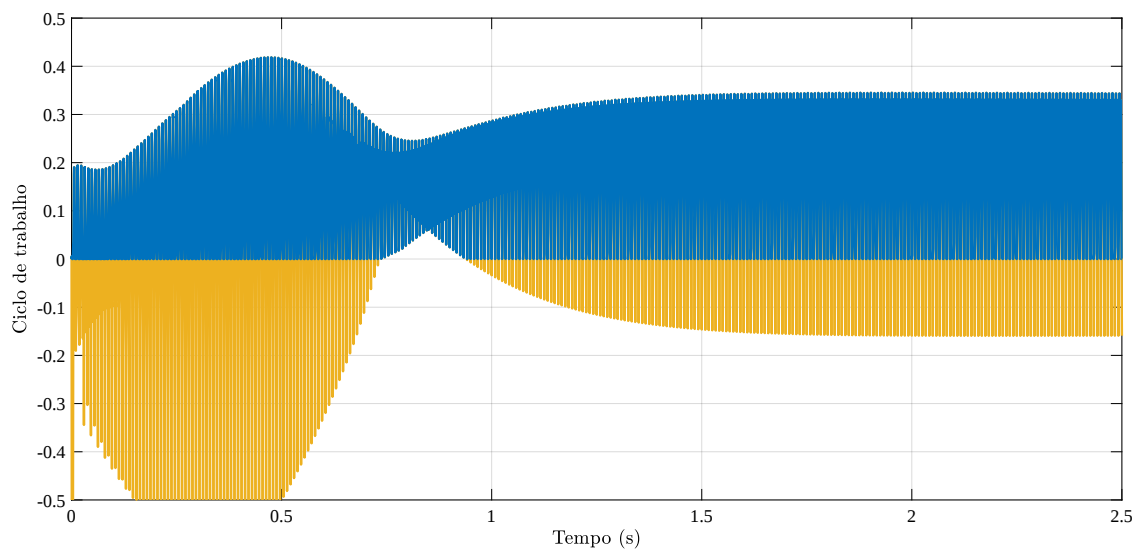
Fonte: O Autor (2022).

Figura 45 – Resultado de simulação para o controle de tensão de saída (amarelo) seguindo a referência (preto). Resultado considerando o sistema com controlador P com ressonante.



Fonte: O Autor (2022).

Figura 46 – Ciclo de trabalho antes da saturação (Amarelo) e depois da saturação (Azul) para o sistema com controlador P com ressonante.



Fonte: O Autor (2022).

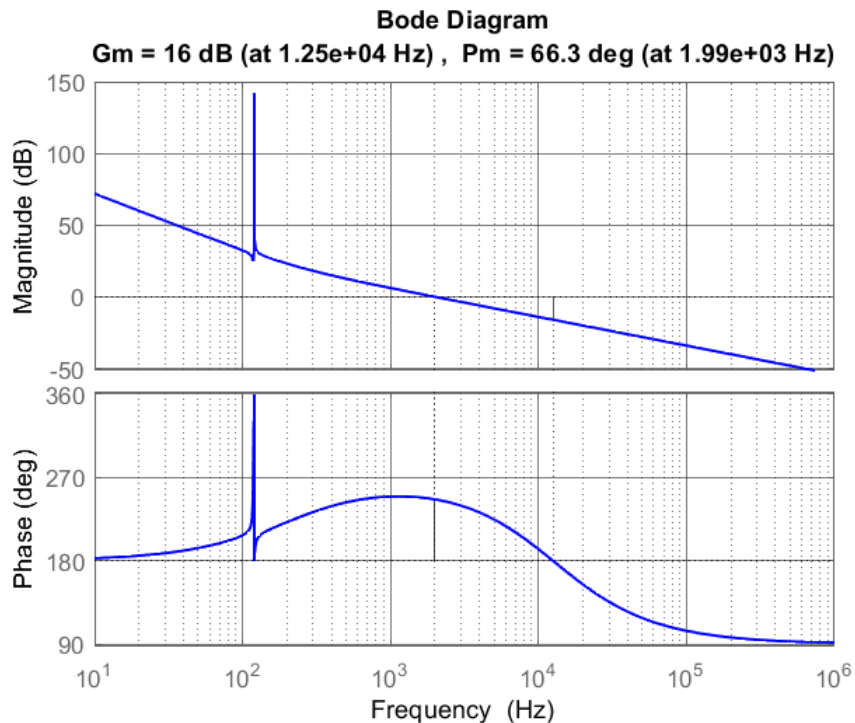
4.3 CONTROLADOR PI-RESSONANTE

O controlador PI com Ressonante será composto pela soma dos controladores já projetados (PI e ressonante), neste caso, sua equação será dada por:

$$C_i^{PI-RES}(s) = C_i^{PI}(s) + C_i^{RES}(s) = 0.021779 \frac{s + 1256}{s} + 0.89709 \frac{s}{s^2 + (240\pi)^2} \quad (4.5)$$

dessa forma o diagrama de bode desse controle irá respeitar o diagrama da Figura 34 e próximo ao ponto de ressonância terá o ganho da Figura 41 o que resulta na Figura 47.

Figura 47 – Diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema avaliado considerando o controlador PI com ressonante.

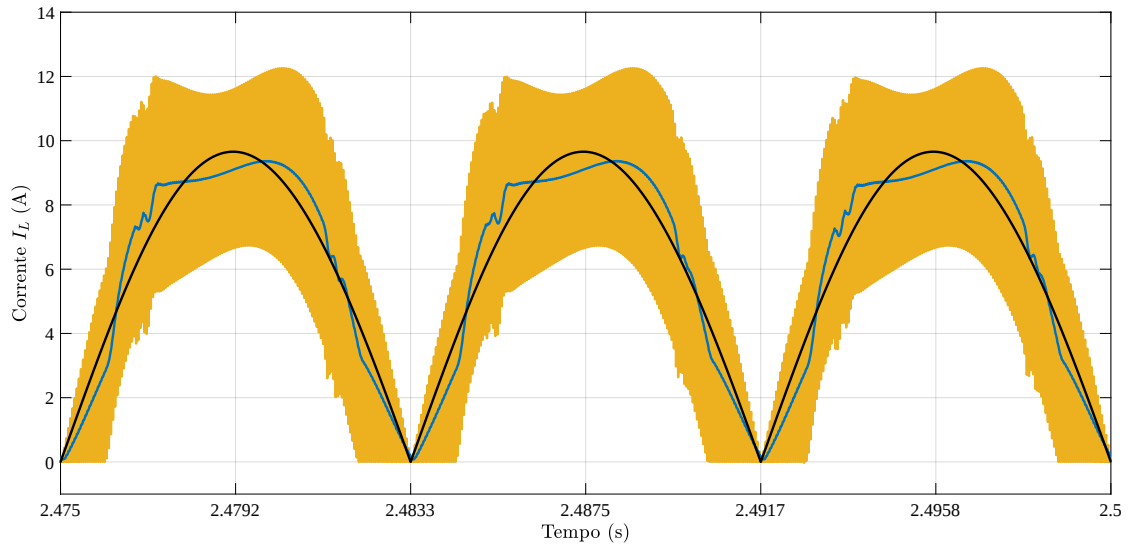


Fonte: O Autor (2022).

Com o controlador pronto, foi simulado da mesma forma que os controladores testados anteriormente. A Figura 48 mostra que a corrente média está mais próxima à referência, a comparação da tensão de entrada e da corrente de entrada é exibida na Figura 49, e a FFT da corrente da fonte está na Figura 50

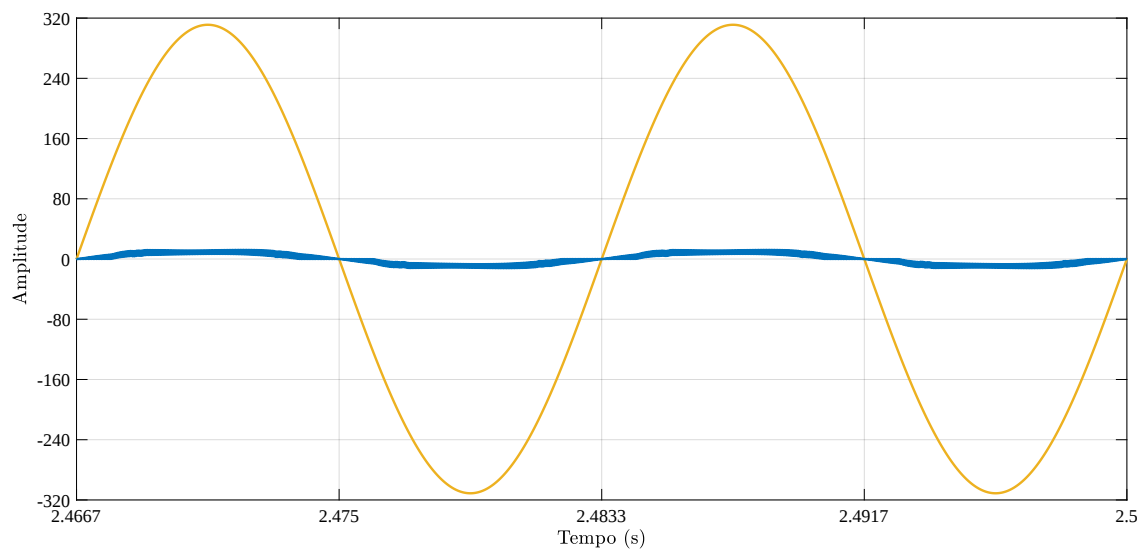
Este controlador conseguiu um IAE de $8.897mA.s$, um fator de potência de 0,968 e a maior redução do DHT, tendo uma redução de 75,81%. Quanto ao controle da tensão, Figura 51, continuou funcionando e o ciclo de trabalho, também, teve a união da componente CC do PI e a senoidal do ressonante, Figura 52.

Figura 48 – Corrente de entrada do *Boost* PFC para o sistema com controlador PI com ressonante. Que apresenta a corrente de referência (preto), a corrente instantânea (amarelo) e corrente média (azul).



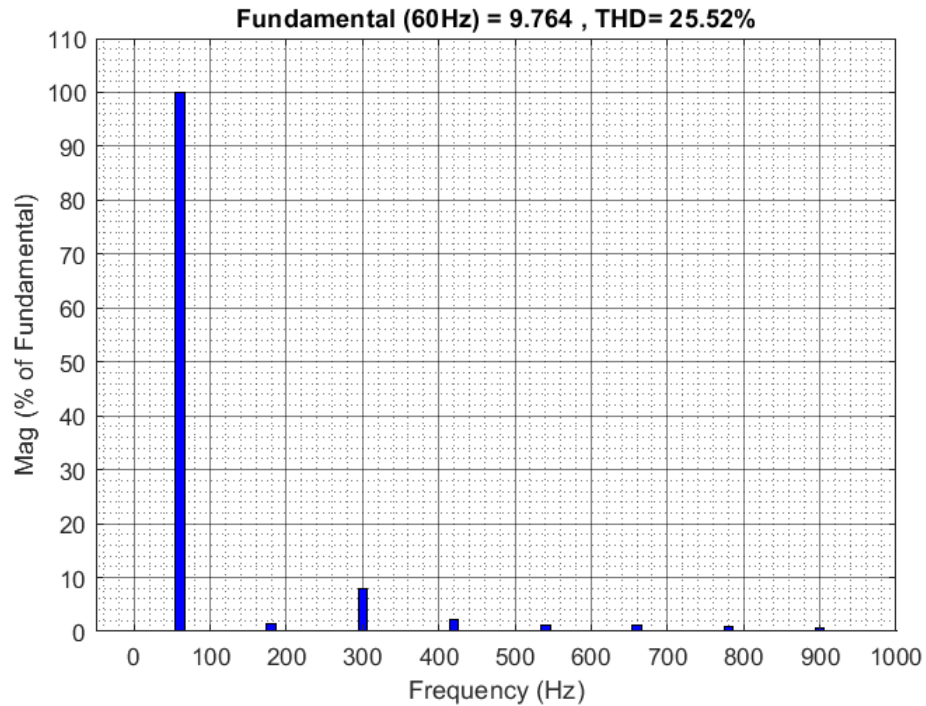
Fonte: O Autor (2022).

Figura 49 – Tensão (amarelo) e corrente (azul) de entrada do conversor. Resultado considerando o sistema com controlador PI com ressonante.



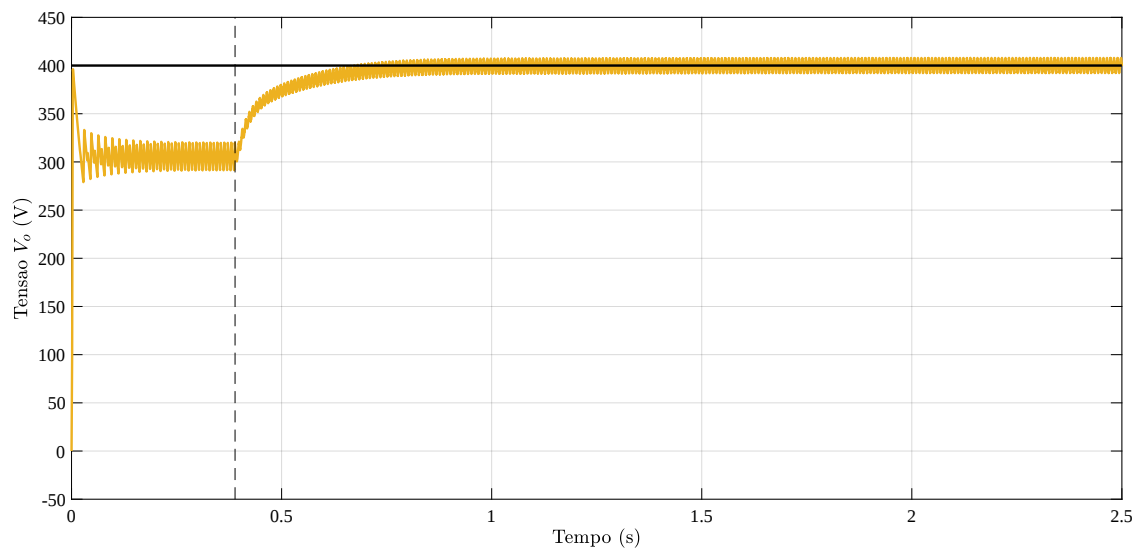
Fonte: O Autor (2022).

Figura 50 – FFT da corrente na fonte do conversor. Resultado considerando o sistema com controlador PI com ressonante.



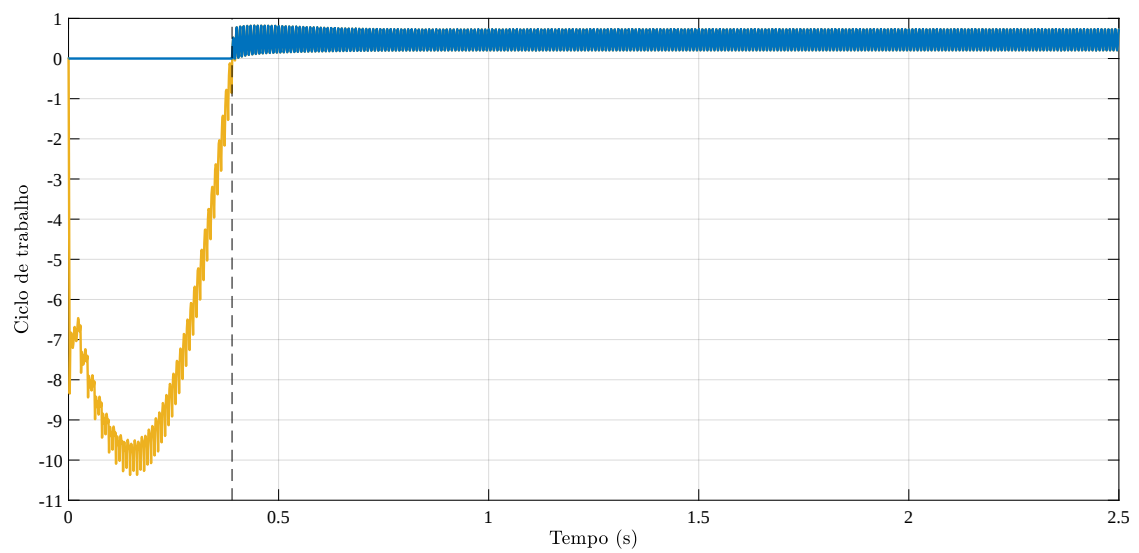
Fonte: O Autor (2022).

Figura 51 – Resultado de simulação para o controle de tensão de saída (amarelo) seguindo a referência (preto). Resultado considerando o sistema com controlador PI com ressonante.



Fonte: O Autor (2022).

Figura 52 – Ciclo de trabalho antes da saturação (Amarelo) e depois da saturação (Azul) para o sistema com controlador PI com ressonante.



Fonte: O Autor (2022).

4.4 COMPARAÇÃO DE RESULTADOS

Como visto nas seções anteriores, o controlador PI com ressonante obteve os melhores resultados quanto aos critérios avaliados (DHT, FP e IAE), enquanto que os resultados do controlador P com ressonante foram os piores dos três controladores projetados. Contudo ao adicionar o termo ressonante, do controlador P com ressonante, ao controlado PI, que obteve bons valores para DHT e FP, fez com que houvesse uma melhora na resposta obtida pelo controlador PI. Na tabela 2 está o compilado dos resultados para cada controlador.

Tabela 2 – Comparação dos resultados dos controladores propostos.

Controladores	DHT	FP	IAE
sem controlador	101.33%	0.697	
PI	41.83%	0.906	39.16 mA.s
P ressonante	67.27%	0.829	118.6 mA.s
PI ressonante	25.52%	0.968	8.897 mA.s

Fonte: O Autor (2022).

5 CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi realizado a comparação de três estratégias de controles para a corrente do conversor *Boost PFC*. Iniciou-se com o estudo de trabalhos científicos para entender o funcionamento do conversor e a modelagem da corrente em função do ciclo de trabalho e a tensão de saída em função da corrente. Com a modelagem validada através da simulação em *MATLAB (Simulink)*, foi proposto um controlador Proporcional-Integral para realizar o controle da tensão de saída, Malha externa, e o controlador da corrente do indutor, malha interna, foi proposto ao analisar o diagrama de Bode do sinal de referência da corrente, considerando que o controlador de tensão convergiu, aplicando, assim, o teorema do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1975).

O ambiente de simulação foi refeito para testar os controladores projetados, inicialmente foi testado um controle Proporcional-Integral para controlar a corrente do indutor, contudo os resultados obtidos pela simulação, para o controle da corrente, não eram satisfatórios, ao mesmo tempo o controle da tensão de saída apresentou resultados suficientemente bons para o controle de tensão projetado.

Com a insuficiência do controle Proporcional-Integral, foi projetado um controlador Proporcional com ressonante na frequência de 120 Hz, no entanto, tal estratégia continuou sem ter a capacidade de seguir a referência da corrente. Por conta disso, foi proposto realizar a troca do controlador Proporcional pelo Proporcional-Integral.

Na estratégia do controle Proporcional-Integral ressonante, foi realizado a união das duas estratégias, o que resultou num controle de corrente satisfatório, no qual a corrente média conseguiu seguir a referência, mesmo que o erro não seja nulo, obtendo a melhor resposta entre as estratégias comparadas.

5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Pelo objetivo principal do trabalho ter sido a comparação de estratégias de controle numa planta do conversor *Boost PFC*, sugere-se a implementação de mais estratégias como o controle repetitivo, que foi utilizado em (NETO, 2018) e (NETO, 2020), o controle preditivo, utilizado em (BOUAFASSA; RAHMANI; MEKHILEF, 2015) e outras estratégias já implementadas na literatura para o *Boost PFC*. Pode-se também melhorar o controle da malha externa com a adição de uma ação *anti-windup*. Além da comparação dos controladores vistos neste trabalho, utilizando uma implementação digital.

REFERÊNCIAS

- ABDEL-RAHMAN, S. Ccm pfc boost converter design. *Infineon, Tech. Rep. DN 2013-01*, 2013.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017.
- ASSUNÇÃO, F. Y. K. de; ANDRADE, N. D. de; SOARES, R. L. R.; BODOY, R. B. Implementação dos controladores de corrente e tensão de um filtro ativo de potência utilizando fpga-in-the-loop. In: *Anais do VIII ECOPET-Encontro Centro-Oeste dos Grupos PET*. [S.l.: s.n.], 2021.
- BOUAFASSA, A.; RAHMANI, L.; MEKHILEF, S. Design and real time implementation of single phase boost power factor correction converter. *ISA transactions*, Elsevier, v. 55, p. 267–274, 2015.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. Controller design. In: _____. *Fundamentals of Power Electronics*. Cham: Springer International Publishing, 2020. p. 347–405. ISBN 978-3-030-43881-4. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4_9>.
- FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied mathematics and optimization*, Springer, v. 2, n. 2, p. 170–194, 1975.
- GUERRA, A. L. *Revisão de métodos de correção de fator de potência e projeto de um conversor boost PFC*. Dissertação (B.S. thesis) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2021.
- HART, D. W. *Power Electronics*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2011.
- JUNIOR, E. T. d. S. et al. Análise e projeto de compensadores para o conversor boost. 1994.
- LIM, S. F.; KHAMBADKONE, A. M. A simple digital dcm control scheme for boost pfc operating in both ccm and dcm. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 47, n. 4, p. 1802–1812, 2011.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power electronics: Converters applications, and design*, 2nd ed. p. 9, 10, 1995.
- NETO, M. E. da S.; AMORA, M. A. B.; PINTO, V. P. Métodos de rastreamento do ponto de máxima potência aplicados na geração eólica. *Brazilian Journal of Development*, v. 7, n. 4, p. 33714–33739, 2021.
- NETO, R. C. *Controle repetitivo complexo baseado em GDSC aplicado a filtro ativo de potência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2018.
- NETO, R. C. Controle repetitivo implementado por estruturas real e complexa: uma abordagem unificada. Universidade Federal de Pernambuco, 2020.
- NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. A. Circuitos elétricos. p. 431,432, 2016.

REZENDE, J. O.; GUIMARÃES, G. C.; REZENDE, P. H. O.; OLIVEIRA, T. L.; SILVA, L. R.; PICCINI, A. R. *ANÁLISE DE UMA PROPOSTA DE CONDICIONADOR DE POTÊNCIA NA GERAÇÃO FOTOVOLTAICA PARA MELHORAR A QUALIDADE DE ENERGIA*. [S.l.]: SOBRAEP, 2021.

RODRIGUES, A. M. Influência da distorção harmônica e de desequilíbrios em medidores de energia elétrica ativa. *Curitiba: UFPR*, 2009.

VITORINO, M. A. *Eletônica de Potência: Fundamentos, Conceitos e Aplicações*. [S.l.]: Editora e Livraria Appris Ltda., 2019.

ZHANG, J.; JOVANOVIĆ, M. M.; LEE, F. C. Comparison between ccm single-stage and two-stage boost pfc converters. In: IEEE. *APEC'99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No. 99CH36285)*. [S.l.], 1999. v. 1, p. 335–341.