



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

IAGO DANIEL FLORENCIO DE MELO

**DESENVOLVIMENTO DE KIT DIDÁTICO PARA CONTROLE DE CORRENTE DE UM
CONVERSOR BOOST PFC**

Recife
2023

IAGO DANIEL FLORENCIO DE MELO

**DESENVOLVIMENTO DE KIT DIDÁTICO PARA CONTROLE DE CORRENTE DE
UM CONVERSOR BOOST PFC**

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

Orientador(a): Prof. Dr. Rafael Cavalcanti Neto

Recife
2023

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

Melo, Iago Daniel Florencio de.

Desenvolvimento de kit didático para controle de corrente de um conversor boost PFC / Iago Daniel Florencio de Melo. - Recife, 2023.
65 : il., tab.

Orientador(a): Rafael Cavalcanti Neto

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Federal de Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geociências, Engenharia Elétrica - Bacharelado, 2023.

1. Conversor Boost PFC. 2. Controle Digital. 3. Kit Didático. 4. Fator de Potência. 5. Distorção Harmônica. I. Neto, Rafael Cavalcanti. (Orientação). II. Título.

620 CDD (22.ed.)

IAGO DANIEL FLORENCIO DE MELO

**DESENVOLVIMENTO DE KIT DIDÁTICO PARA CONTROLE DE CORRENTE DE
UM CONVERSOR BOOST PFC**

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

Aprovado em: 28/09/2023.

BANCA EXAMINADORA

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

Prof. Dr. Márcio Rodrigo Santos de Carvalho (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Calebe Hermann de Oliveira Lima (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Dedico este trabalho aos meus pais, por sempre me apoiarem sem medir esforços, dedico também a meu irmão e a minha companheira.

AGRADECIMENTOS

Eu gostaria de iniciar os agradecimentos aos meus pais, Daniel e Izabel, que desde o início estiveram ao meu lado, compartilhando o entusiasmo pelas minhas conquistas e me apoiando nos momentos de dificuldade. Vocês me ensinaram a importância da perseverança, da dedicação e do trabalho árduo. Sou eternamente grato pela presença constante e pelo incentivo que me deram para nunca desistir dos meus sonhos. Agradeço também a meu irmão, Igor Melo, pelas ideias e experiências trocadas como também pelos diversos momentos de apoio e ensinamentos.

Agradeço a minha namorada, Beatriz Almeida, que é peça chave em todo esse processo, ela que esteve comigo em todos os momentos bons e ruins, me dando suporte e me encorajando. A sua paciência e parceria foram necessárias para que meus objetivos fossem conquistados.

Agradeço também aos meus primos, Guebler e Glauber por todo o suporte durante meu tempo em Recife, como também pelos momentos compartilhados juntos.

Agradeço aos meus sogros, Gustavo, Marta e a minha cunhada Amanda, por todo o acolhimento e todo o suporte no dia a dia.

Agradeço aos meus colegas do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE, pelo convívio, momentos de descontração, também pelo suporte e todo conhecimento trocado.

Agradeço ao professor Rafael Cavalcanti Neto, por toda paciência e todos os aprendizados passados a mim. Agradeço aos meus amigos, Camilla Domingues, Tiago Alves e Thiago Wanderley por todo este tempo de graduação, momentos que compartilhamos tristezas, mas também alegrias.

Por fim, e com certeza o mais importante de todos, agradeço a Deus, pelo dom da vida, por todas as oportunidades que foram concebidas a mim e por estar ao meu lado em todos os momentos da minha vida.

RESUMO

Conversores CC/CC são utilizados em muitas aplicações nos dias de hoje e com o crescimento do mercado de mobilidade elétrica tem-se várias oportunidades de implementar os mesmos nesta área, como um exemplo são os carregadores dos Veículos Elétricos (VE's), que são uma interface entre a rede e o VE. Estes equipamentos que servem de interface para com a rede, por serem compostos de fontes chaveadas, causam Distorções Harmônicas (DH) na corrente demandada da rede e provocam uma diminuição no Fator de Potência (FP) do sistema, exibindo geralmente um FP abaixo de 0.92, que é o valor mínimo estipulado no padrão brasileiro. Desta forma, é comumente necessário fazer uma correção no fator de potência. Quando o conversor CC/CC de interesse é um conversor *Boost*, essa correção do fator de potência pode ser feita por meio do controle da corrente de entrada do conversor, e para isto sendo projetado e montado como um conversor Boost com PFC (*Power Factor Correction*). Nesse contexto, o objetivo deste trabalho é montar um kit didático baseado no conversor *Boost PFC*, onde os alunos podem trabalhar apenas na interface e projeto de controle, que é feito neste trabalho por meio do DSC (Digital Signal Controller) *TMS320F28-335* da *Texas Instruments* (TI). Neste trabalho, o conversor Boost PFC foi inicialmente simulado no ambiente *MATLAB/Simulink* para depois ser feita sua montagem na Placa de Circuito Impresso (PCI), onde nessa placa tem saídas de medições da corrente de entrada, da tensão de entrada e tensão de saída. Sinais esses que vão no DSC para implementação do controle. Por fim, foram retirados os resultados experimentais em bancada com o kit desenvolvido, onde foi comparado os controladores de corrente proporcional e proporcional + integral (PI), onde o controlador PI obteve o melhor resultado.

Palavras-chave: Conversor Boost PFC; Controle Digital; Kit Didático; Fator de Potência; Distorção Harmônica.

ABSTRACT

DC/DC converters are used in many applications nowadays, and with the growth of the electric mobility market, there are several opportunities to implement them in this area. One example is the chargers for Electric Vehicles (EVs), which serve as an interface between the grid and the EV. These devices, which act as an interface with the grid and are composed of switched-mode power supplies, cause Harmonic Distortions (HD) in the current demanded from the grid and lead to a decrease in the Power Factor (PF) of the system, typically exhibiting a PF below 0.92, which is the minimum value stipulated in the Brazilian standard. Therefore, it is commonly necessary to perform power factor correction. When the DC/DC converter of interest is a Boost converter, this power factor correction can be achieved by controlling the input current of the converter, and for this purpose, it is designed and assembled as a Boost converter with Power Factor Correction (PFC). In this context, the objective of this work is to assemble an educational kit based on the Boost PFC converter, where students can focus on the interface and control design, which is accomplished in this work using the Texas Instruments (TI) TMS320F28-335 Digital Signal Controller (DSC). In this work, the Boost PFC converter was initially simulated in the MATLAB/Simulink environment before being assembled on a Printed Circuit Board (PCB), which includes measurement outputs for input current, input voltage, and output voltage. These signals are sent to the DSC for control implementation. Finally, experimental results were obtained on the bench with the developed kit, where the proportional and proportional + integral (PI) current controllers were compared, with the PI controller achieving the best result.

Keywords: Boost PFC Converter; Digital Control; Educational Kit; Power Factor; Harmonic Distortion.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Conversor <i>Boost</i> PFC.	15
Figura 2: Corrente de entrada do conversor <i>Boost</i> PFC.	15
Figura 3: Direção da transferência de potência em conversor que opera como interface entre barramento CC e fonte CA.	20
Figura 4: Conversor com dois estágios de operação	21
Figura 5: Sinal PWM. Sinal de referência em vinho e portadora em verde.	22
Figura 6: Sistema de controle simples	25
Figura 7: Controle em cascata do conversor <i>Boost</i> PFC.	26
Figura 8: Diagrama de blocos da planta didática.	27
Figura 9: Conversor <i>Boost</i> com a chave semicondutora ativa conduzido.	29
Figura 10: Conversor <i>Boost</i> com a chave semicondutora ativa bloqueada.	29
Figura 11: Tensão no indutor durante um período de chaveamento.	30
Figura 12: Tensão com retificação de onda completa.	31
Figura 13: Corrente no Indutor - Limite entre modos de condução	34
Figura 14: Indutor montado com 38 Espiras.	34
Figura 15: Simulação do conversor <i>Boost</i> PFC.	36
Figura 16: Tensão de Saída - Resultado Simulado	37
Figura 17: Corrente de Saída - Resultado Simulado	37
Figura 18: Corrente de entrada – Resultado Simulado	38
Figura 19: Buffer para medição da tensão de entrada	40
Figura 20: Buffer para medição da tensão de saída.	40
Figura 21: Amplificador Operacional na configuração diferencial.	40
Figura 22: Circuito de alimentação	42
Figura 23: Layout da placa de circuito impressa – <i>All layers</i>	43
Figura 24: Diagrama de blocos do sistema	44
Figura 25: Diagrama de Bode - Controlador de Tensão.	48
Figura 26: Diagrama de Bode - Controlador P de Corrente	48
Figura 27: Diagrama de Bode - Controlador PI de Corrente	49

Figura 28: Controle de tensão implementado no DSP	50
Figura 29: Implementação do controle proporcional da malha de corrente.....	51
Figura 30: Implementação do controle PI da malha de corrente.....	51
Figura 31: Código para Proteção do Circuito	52
Figura 32: Resultados para conversor Boost PFC em malha aberta. São apresentados os seguintes sinais: tensão de saída (em azul); tensão de entrada (em vermelho); e corrente de entrada (em laranja).	53
Figura 33: Resultados para conversor Boost PFC em malha fechada – malha interna com controlador proporcional. São apresentados os seguintes sinais: tensão de saída (em azul); tensão de entrada (em vermelho); e corrente de entrada (em laranja).	55
Figura 34: Resultados para conversor Boost PFC em malha fechada – malha interna com controlador proporcional-integral. São apresentados os seguintes sinais: tensão de saída (em azul); tensão de entrada (em vermelho); e corrente de entrada (em laranja).	56
Figura 35: Resultado de simulação do conversor Boost PFC em malha fechada.....	57
Figura 36: Resultado de simulação do conversor Boost PFC com controlador PI de corrente	57
Figura 37: Kit didático proposto neste TCC – Conversor Boost PFC montado na PCI.	58
Figura 38: Bancada de testes utilizada nos experimentos	59

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Níveis de tensão e corrente selecionados para o conversor.	28
Tabela 2: Comparação do FP entre os controladores.....	57

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

VE's	Veículos Elétricos
DH	Distorções Harmônicas
FP	Fator de Potência
PFC	Power Factor Correction
DSC	Digital Signal Controller
TI	Texas Instruments
PCI	Placa de Circuito Impresso
EVs	Electric Vehicles
HD	Harmonic Distortions
PF	Power Factor
PCB	Printed Circuit Board
MCC	Modo de Condução Contínuo
MCD	Modo de Condução Descontínuo
MCM	Modo de Condução Misto
UPS	Uninterruptible Power Supply
PWM	Pulse Width Modulation
P	Proporcional
PI	Proporcional mais Integral
PID	Proporcional mais Integral mais Derivativo
ADC	Conversor Analógico-Digital
ZOH	Zero Order-Holder
COBEP	Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência

LISTA DE SÍMBOLOS

D	Duty Cycle
G_{id}	Planta para Controle da Corrente
G_{vi}	Planta para Controle da Tensão
f_s	Frequência de Chaveamento
R_L	Carga Resistiva
V_{in}	Tensão de Entrada do Conversor
V_{out}	Tensão de Saída do Conversor
I_{in_max}	Corrente de Entrada Máxima do Conversor
I_{out}	Corrente de Saída do Conversor
v_L	Tensão no Indutor
V_L	Tensão Média no Indutor
T_{on}	Período que a Chave está Ligada
T_{off}	Período que a Chave está Desligada
V_f	Tensão de Polarização Direta no Diodo
I_L	Corrente Média no Indutor
I_{Lpeak}	Corrente de Pico no Indutor
L	Indutância
T_s	Período de Chaveamento
A_l	Relação Entre Indutância e Número de Espiras do Núcleo Toroidal
N	Número de Espiras
X	Reatância do Indutor
ω	Frequência Angular
$R_{ds}(on)$	Resistência do MOSFET Saturado
$V_{gs}(th)$	Tensão Limiar entre Gate e Source
V_{ds}	Tensão entre Drain e Source
$R_{\theta JA}$	Resistência Térmica de Junção com o Ar Ambiente
P	Potência Dissipada
T_{MOS}	Temperatura do MOSFET
$T_{Ambiente}$	Temperatura Ambiente
$G_{c_p}(z)$	Controlador Discreto Proporcional de Corrente
$G_{c_{PI}}(z)$	Controlador Proporcional mais Integral de Corrente
$G_{c_v}(z)$	Controlador Proporcional + Integral de Tensão

$u_p[k]$	Ação de Controle Proporcional
$u_i[k]$	Ação de Controle Integral
$u_i[k - 1]$	Ação de Controle Integral uma Amostra Antes
$e[k]$	Erro
K_p	Ganho Proporcional
K_i	Ganho Integral

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	MOTIVAÇÃO	15
1.2	OBJETIVO GERAL.....	17
1.3	METODOLOGIA.....	17
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	17
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	19
2.1	CONVERSORES ESTÁTICOS.....	19
2.2	MODULAÇÃO DE CONVERSORES CC-CC	21
2.3	CONVERSOR <i>BOOST</i> PFC.....	23
2.4	CONTROLE EM CASCATA PARA CONVERSORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA	24
3	DESENVOLVIMENTO DO KIT DIDÁTICO	26
3.1	ESPECIFICAÇÃO DE REQUISITOS.....	27
3.2	PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR.....	28
3.2.1	Avaliação do Ganho Estático do Conversor	29
3.2.2	Seleção dos Semicondutores do Estágio de Retificação do Conversor Boost PFC	31
3.2.3	Projeto do Indutor do Conversor Boost PFC	32
3.2.4	Especificação do Filtro de Saída do Conversor Boost PFC.....	34
3.2.5	Seleção dos Dispositivos Semicondutores do Estágio de Conversão CC/CC do Conversor Boost PFC.....	34
3.2.6	Avaliação de Perdas e de Características Térmicas dos Semicondutores.....	35
3.2.7	Validação das Grandezas de Interesse em Simulação	36
3.3	PROJETO DOS CIRCUITOS DE CONDICIONAMENTO.....	38
3.4	PROJETO DOS CIRCUITOS DE ALIMENTAÇÃO.....	41
3.5	PROJETO DA PCI.....	42
4	VALIDAÇÃO DO KIT UTILIZANDO UM DSP	44
4.1	DSP <i>TMS320F28-335</i>	45
4.2	ESTRUTURA E PROJETO DO CONTROLE	46
4.3	IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DIGITAL	49
4.4	RESULTADOS	53
4.4.1	Kit Didático e Montagem Experimental.....	58
5	CONCLUSÃO.....	60
	REFERÊNCIAS.....	61

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de novos dispositivos eletroeletrônicos está quase sempre atrelado com o uso de conversores estáticos de potência, os quais são projetados buscando alcançar sistemas mais eficientes e de maior confiabilidade [1]. Dentre as diversas aplicações de eletrônica de potência, os conversores CC/CC e CA/CC tem forte inserção no nosso cotidiano, visto que são utilizados em fontes chaveadas de corrente contínua. Um exemplo de grande importância na atualidade para aplicação desses conversores se encontra no meio da mobilidade elétrica, seja com os carregadores dos veículos elétricos (VE's), seja com a necessidade de alimentar os circuitos de baixa potência, internos ao veículo, por meio das baterias.

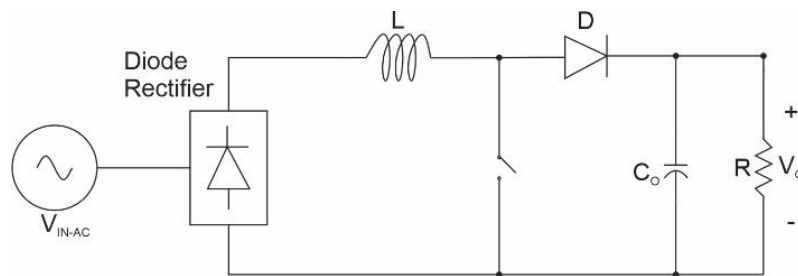
Nas topologias utilizadas hoje em dia para o carregamento das baterias dos VE's, é necessário a existência de um barramento CC com tensão mais alta do que a fornecida pela rede [2]. Para tornar esse barramento CC possível, é necessário utilizar um conversor CA/CC (ou conversor de dois estágios sendo o primeiro CA/CC e o seguindo CC/CC) com características de elevação de tensão, o que pode ser alcançado com uma topologia conhecida como *Boost*. No conversor *Boost* convencional, a tensão de saída é aumentada por meio de uma razão que é função da tensão de entrada e do ciclo de trabalho da chave [3]. Pelo fato de serem fontes chaveadas, o sistema não é linear, fazendo com que, quando conectado à rede, o fator de potência da carga caia consideravelmente, indo para valores abaixo de 0,92, o que nos padrões brasileiros acarreta multas para alguns tipos de consumidores.

Uma alternativa para aplicar a elevação de tensão enquanto corrige o fator de potência é o uso do conversor *Boost* PFC. O conversor *Boost* com função PFC (*Power Factor Correction*) é formado por dois estágios de conversão, onde o primeiro é dado pela retificação do sinal de entrada que é fornecido pela rede e o segundo é onde ocorre a elevação de tensão em si, através do chaveamento da sua chave semicondutora, conforme exibido na Figura 1. Esse conversor pode ser classificado de acordo com o seu modo de operação, o qual pode ser classificado como: modo de condução contínuo (MCC); modo de condução descontínuo (MCD); e modo de condução misto (MCM). Além de funcionar como um elevador de tensão, esse conversor também tem a capacidade de aumentar o fator de potência para deixá-lo o mais próximo do unitário. Em sistemas de baixa potência, operar no modo MCD permite um controle fácil da forma de onda da corrente de entrada, porém quando se

vai para potências mais altas essa tratativa é abandonada devido aos altos estresses causados ao dispositivo. Como a corrente de entrada média será mais próximo de um sinal senoidal, terá uma parte do sinal operando em MCD e outra parte em MCC, conforme exibido Figura 2, e este modo de operação é chamado de MCM [4], [5]

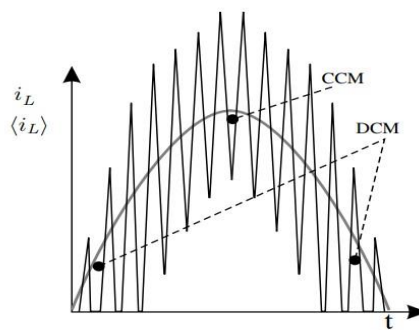
Para que isto ocorra, torna-se necessário que um controle em malha fechada seja implementado no conversor para compensar as componentes harmônicas da corrente. Essas harmônicas são grandes causadoras de mal funcionamento em equipamentos elétricos e de ruídos no sistema, aumentando as perdas no sistema. Existem normas internacionais que limitam a contaminação harmônica em sistemas elétricos, o que torna ainda mais importante a atenuação dessas correntes harmônicas [6] .

Figura 1: Conversor *Boost* PFC.



Fonte: O Autor (2023)

Figura 2: Corrente de entrada do conversor *Boost* PFC.



Fonte: [4].

1.1 Motivação

A presença de cargas não lineares no sistema elétrico acarreta uma grande quantidade de harmônicos que surgem na rede, que no curto prazo pode não causar

danos imediatos, porém ao longo prazo pode causar operação indevida de equipamentos elétricos. Alguns dos problemas que podem surgir são: a falha dos dispositivos, devido a ressonância série e/ou paralela; ruídos audíveis; aumento da potência não-ativa demandada pela carga; entre outros [7] .

Devido ao fato do grande número de conversores conectados à rede, e a perspectiva é que esse número cresça cada vez mais, este trabalho visa elucidar o funcionamento do conversor Boost PFC, bem como mostrar as etapas do seu projeto, para que assim no final seja implementado o controle em malha fechada dele, com o objetivo de melhorar o fator de potência (FP) desse tipo de carga. Isso se torna possível graças à implementação de duas malhas de controle distintas: uma malha interna dedicada ao controle da corrente de entrada, e outra malha externa encarregada de regular a tensão de saída.

A malha de controle externa assume a tarefa de assegurar que a tensão de saída do conversor Boost PFC seja mantida em um valor estável e adequado aos requisitos do sistema. Isso é fundamental para garantir o funcionamento adequado dos dispositivos conectados à saída do conversor, protegendo-os contra flutuações indesejadas na tensão e assegurando a integridade e longevidade desses equipamentos. Já a malha de controle interna assume o papel crucial de garantir que a corrente de entrada seja devidamente monitorada e ajustada para atender às necessidades do sistema de forma otimizada, ou seja, tenha uma menor distorção harmônica total para que seja mais próxima de uma senoide em fase com a tensão.

Apesar do curso de graduação em engenharia elétrica contar com duas cadeiras obrigatórias na área de engenharia de controle, nenhuma delas se aprofunda na implementação de controle em duas malhas, tão pouco possui um caráter prático para o estudante de graduação. Nesse contexto, o uso de um kit didático que permita a implementação de controle em duas malhas permite aos alunos desenvolverem novas competências e fixar melhor os conhecimentos adquiridos nas disciplinas de engenharia de controle.

O desenvolvimento de um kit didático traz a oportunidade deste ser replicado, podendo ter, inclusive, seus parâmetros de projeto alterados para os interesse próprio do usuário. Dessa forma, mais pessoas poderão aplicar os conhecimentos das diversas técnicas de controle em um ambiente simples e conciso, conseguindo atingir os requisitos de controle sem a necessidade de alterar o kit uma vez já projetado.

1.2 Objetivo Geral

Projetar um kit didático contendo um conversor *Boost* PFC e circuitos de condicionamento e acionamento. Além disso, também é objetivo deste trabalho apresentar resultados experimentais para diferentes técnicas de controle digital da corrente de entrada e tensão de saída, mostrando todos os passos de projeto e implementação delas.

1.3 Metodologia

Este trabalho foi dividido em algumas etapas para alcançar o objetivo geral, como mostra a seguir:

- Projetar o conversor *Boost* PFC.
- Simular conversor projetado no Software *Matlab/Simulink*.
- Desenvolver uma placa de circuito impressa (PCI) para a montagem do kit didático.
- Montar o Conversor *Boost* PFC na PCI desenvolvida.
- Realizar testes experimentais do kit didático, aquisitando os resultados em malha aberta.
- Implementar controladores digitais e realizar testes experimentais com o kit didático, aquisitando os resultados do sistema em malha fechada.

1.4 Organização do Trabalho

O trabalho está organizado da seguinte maneira:

- No capítulo 2 se encontra a fundamentação teórica, que tem por objetivo embasar o leitor nos conceitos e práticas utilizadas no trabalho.
- No Capítulo 3 se encontra as etapas no desenvolvimento do kit didático, como também projeto dos circuitos e projeto da PCI.

- No Capítulo 4 é onde será feito o fechamento da malha, aplicando os controladores digitais para a malha interna e para a malha externa no DSP, mostrando os resultados experimentais e suas comparações.
- No Capítulo 5 se encontra a Conclusão, onde será sintetizado os principais resultados como também indicará possíveis oportunidades de trabalho no futuro.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A fim de proporcionar ao leitor uma contextualização sólida e um embasamento teórico compreensivo, torna-se imprescindível a apresentação de alguns conceitos básicos que serviram de alicerce para o desenvolvimento deste trabalho. Tópicos como conversores estáticos, modulação de conversores e a atuação do controle nos conversores são abordados neste capítulo.

2.1 Conversores Estáticos

Conversores estáticos são dispositivos eletroeletrônicos que desempenham um papel fundamental na conversão de energia elétrica entre diferentes padrões elétricos, proporcionando uma interface crucial entre as fontes de energia, as cargas e o sistema de distribuição de energia elétrica.

Esses conversores estão intrinsecamente presentes em diversas aplicações da engenharia elétrica, incluindo sistemas de armazenamento de energia, acionamentos elétricos e sistemas de conversão de energia renovável [8]. Os principais elementos que compõem os conversores estáticos são: chaves semicondutoras (IGBT's, MOSFET's, Diodos etc.), componentes armazenadores de energia (capacitores e indutores), circuitos de modulação e controle [9]. De acordo com [10], esses dispositivos podem ser classificados de acordo com os padrões elétricos de suas entradas e saídas, isto é, eles podem:

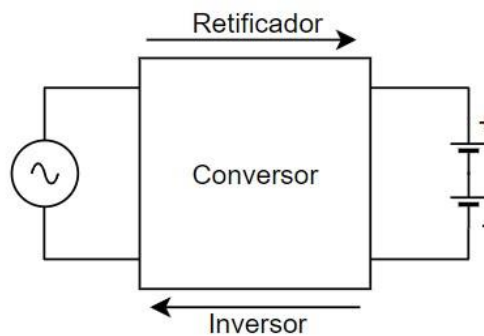
- **Conversores CA/CC (Entrada CA / Saída CC):** Este tipo de conversor é comumente referido como retificador, e pode ser utilizado como primeiro estágio para fontes para sistemas de baixa potência, cujas cargas operam em corrente contínua.
- **Conversores CC/CA (Entrada CC / Saída CA):** Este tipo de conversor é comumente referido como inversor, sendo frequentemente utilizado quando se deseja produzir uma tensão alternada a partir de um barramento CC. Um exemplo de aplicação são os conversores utilizados para interfacear geração solar à rede elétrica.
- **Conversores CC/CC (Entrada CC / Saída CC):** Usualmente utilizado para compatibilizar os níveis elétricos de corrente e tensão entre

geração e carga, sendo ambas de corrente contínua. Como consequência disso, as topologias clássicas são utilizadas com o foco em construir conversores elevadores ou abaixadores, conforme a aplicação necessitar.

- **Conversores CA/CA (Entrada CA / Saída CA):** Essa classe de conversores é utilizada quando se deseja compatibilizar níveis elétricos de corrente e tensão que possuem frequência e/ou amplitude diferentes. Um exemplo de aplicação típica de conversores CA/CA são os inversores de frequência, utilizados para fazer o acionamento de máquinas elétricas.

Apesar das definições apresentadas acima, é importante que o leitor saiba que algumas topologias de conversores estáticos podem operar tanto como retificadores, como também como inversores. Nessas aplicações, a classificação do conversor estático depende da direção em que se é feita a transferência de potência, como exemplificado na Figura 3.

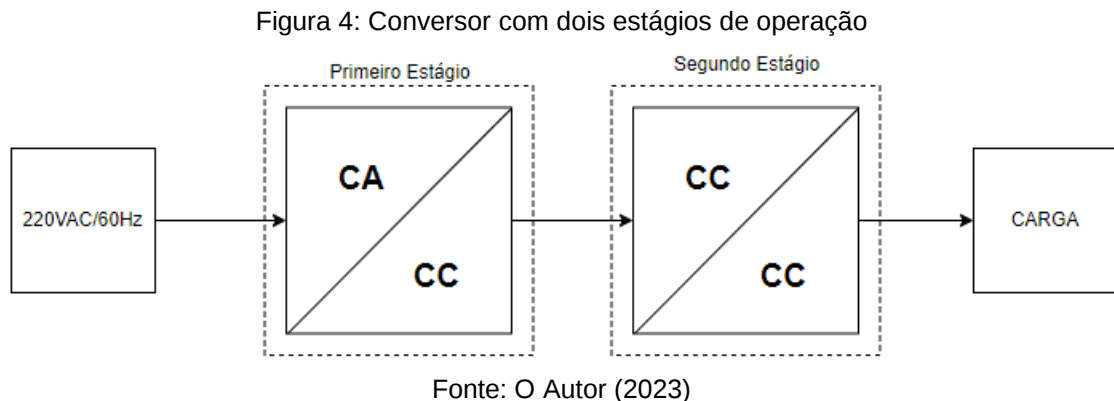
Figura 3: Direção da transferência de potência em conversor que opera como interface entre barramento CC e fonte CA.



Fonte: Adaptado de [10].

Como o presente trabalho foca no desenvolvimento de um kit didático contendo um conversor *Boost* PFC, é importante aprofundar algumas explicações sobre conversores CC/CC. Essa classe de conversores geralmente possui entradas baseadas em tensões não reguladas, que são obtidas por meio do estágio de retificação. Assim, com frequência, conversores CC/CC são utilizados como segundo estágio de potência de fontes chaveadas, cujo primeiro estágio é implementado por conversores CA/CC. Um diagrama de blocos geral de um conversor estático de dois

estágios para implementação de uma fonte chaveada é apresentado na Figura 4. Essas fontes chaveadas são comumente usadas para converter entradas não reguladas em saídas controladas para um nível de tensão desejado [11].



2.2 Modulação de Conversores CC-CC

Os conversores CC/CC podem ser classificados em conversores isolados e não-isolados [12]. Os conversores CC/CC isolados são caracterizados por possuírem saídas isoladas galvanicamente da entrada do conversor, sendo essa isolação normalmente implementada por um transformador de alta frequência. Além de serem responsáveis pela isolação galvânica, esses transformadores possuem relação de transformação selecionada pelo projetista, afetando o ganho estático do conversor. Em oposição a essa classe de conversores, tem-se os conversores não-isolados, que não possuem isolação galvânica entre entrada e saídas. Os conversores CC/CC ainda são classificados em duas grandes famílias, sendo elas:

- **Conversor abaixador (característica *Buck*):** Este tipo de conversor produz uma tensão de saída CC menor que sua tensão de entrada. Esse conversor tem aplicação frequente em circuitos reguladores de tensão, fontes de alimentação, controle de motores CC, entre outras [12].
- **Conversor elevador (característica *Boost*):** Este tipo de conversor produz uma tensão de saída CC maior que sua tensão de entrada. As principais implementações se encontram na regulação de fontes de

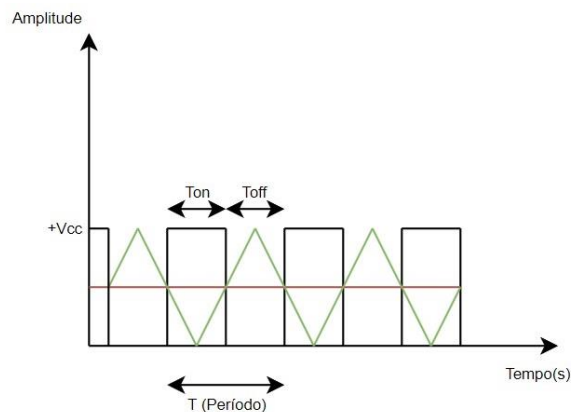
alimentação, amplificadores de áudio, UPS (*uninterruptible power supply*), carregadores de bateria, entre outros [13] .

Existem ainda outras topologias de conversores como o *Buck-Boost* e o *Cúk*, por exemplo, que possuem a capacidade de operar tanto como conversor elevador quanto como conversor abaixador, a depender da razão cíclica selecionada pelo projetista.

Para que a transferência de energia entre a entrada e saída dos conversores se dê da maneira desejada e adequada, é necessário usar técnicas de modulação para comutar as chaves semicondutoras, fazendo-as operar em corte e saturação de modo a minimizar perdas no sistema [14] . Dentre as estratégias de modulação encontradas na literatura, as mais conhecidas são: modulação por largura de pulso; modulação de frequência; modulação por densidade de pulso; e modulação sigma-delta.

A técnica de modulação mais implementada em conversores estáticos de potência é a modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*), a qual também é aplicada neste trabalho. Sua implementação se baseia no controle da largura do pulso, que normalmente referido como “ciclo de trabalho” ou “*duty cycle*” (D), do sinal de chaveamento das chaves semicondutoras, onde o ciclo de trabalho é dado por $D = \frac{T_{on}}{T}$ (Figura 5). Em outras palavras, é feito o controle do tempo em que a chave semicondutora irá conduzir em relação ao período da portadora (onda triangular da Figura 5).

Figura 5: Sinal PWM. Sinal de referência em vinho e portadora em verde.



Fonte: O Autor (2023).

O sinal modulado em PWM é gerado por meio de uma comparação entre dois sinais, conforme exibido na Figura 5, sendo eles o sinal de referência (em vinho na Figura 5) e a portadora (em verde na Figura 5). Quando a portadora for maior que o sinal referência, a saída do comparador equivalerá a nível lógico baixo (ou zero). Por outro lado, quando o da portadora for menor que o sinal referência, a saída do comparador equivalerá a nível lógico alto (ou +Vcc). Em conversores CC/CC, a onda portadora normalmente é uma onda triangular ou dente de serra com amplitude unitária. Logo, o sinal de referência, que representará o ciclo de trabalho do conversor, será um sinal com valores instantâneos entre 0 e 1.

2.3 Conversor *Boost* PFC

O conversor *Boost* PFC é um conversor não-isolado elevador, equivalente ao conversor *Boost* convencional, porém conectado à rede. Como já abordado na introdução deste trabalho, esse conversor pode ser separado em dois estágios de potência, sendo o primeiro o estágio de retificação e o segundo o estágio de regulação da tensão de saída para um nível maior [15]. Para fazer o controle do conversor *Boost* PFC de forma otimizada, é necessário primeiramente modelá-lo matematicamente, e, conforme mencionado no Capítulo 1, utilizar uma estratégia de controle em cascata.

A modelagem do conversor é realizada a partir de suas equações em espaço de estados, calculando seu modelo médio e linearizando-o em torno de um ponto de operação estável. Isso é necessário pois o conversor estático é considerado um circuito não linear e, portanto, apresenta uma dinâmica não linear. Para essa análise, o sistema é analisado em dois momentos distintos: quando a chave está ligada; e quando está desligada. A partir dessas duas etapas de operação, torna-se possível montar as equações necessárias em cada uma das etapas, conforme foi demonstrado e calculado em [17].

Segundo [17], tem-se que a função de transferência da corrente de entrada pela razão cíclica do conversor *Boost* PFC é dada por:

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

enquanto a função de transferência da tensão de saída em função da corrente de entrada é dada por:

$$G_{vi} = \frac{V_o(s)}{I_L(s)} = \frac{(1-D)}{C_o} \frac{1}{s + \frac{1}{RC_o}}. \quad (2)$$

De posse das funções de transferência exibidas em (1) e (2), torna-se possível fazer o projeto dos controladores, capítulo 4, de ambas as malhas interna e externa do sistema de controle, onde os parâmetros da equação são os do conversor boost. Contudo, para maior entendimento desses conceitos, é descrito a seguir algumas definições acerca do controle em cascata.

2.4 Controle em Cascata para Conversores Estáticos de Potência

Modelar a planta é uma etapa fundamental no projeto do controle em malha fechada. A partir da modelagem precisa da planta, torna-se possível analisar diferentes cenários de atuação, compreendendo assim o comportamento do sistema controlado em diversas situações operacionais distintas. Nesta fase, após ter definido os requisitos de controle, o projetista determina qual estratégia deve ser utilizada para que o sistema se comporte da forma desejada. Seguindo esta linha, algumas das estratégias de controle mais convencionais são: controlador proporcional (P); controlador proporcional + integral (PI); e controlador proporcional + integral + derivativo (PID). Existem ainda outras estratégias de controle, que são usadas em situações mais específicas, porém elas não serão abordadas neste trabalho.

Neste trabalho, dentre as estratégias clássicas de controle, é dado um enfoque nas duas primeiras estratégias. A primeira delas é o controlador com ação proporcional que é essencialmente um amplificador com ganho ajustável, projetado para produzir uma ação de controle proporcional ao erro. A segunda estratégia é o controlador com ação PI, que representa uma combinação da ação proporcional com a ação integral, onde o valor da ação de controle é parcialmente proporcional ao sinal de erro, e parcialmente proporcional à integral do sinal de erro. Como consequência, a ação de controle só será constante para referências do tipo degrau quando o erro

atingir valor nulo em regime permanente [18]. Os diagramas de blocos que implementam as ações P e PI são exibidos na Figura 6.

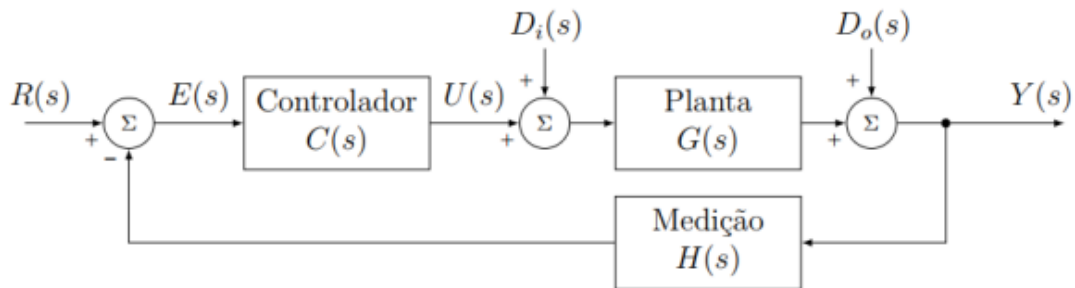


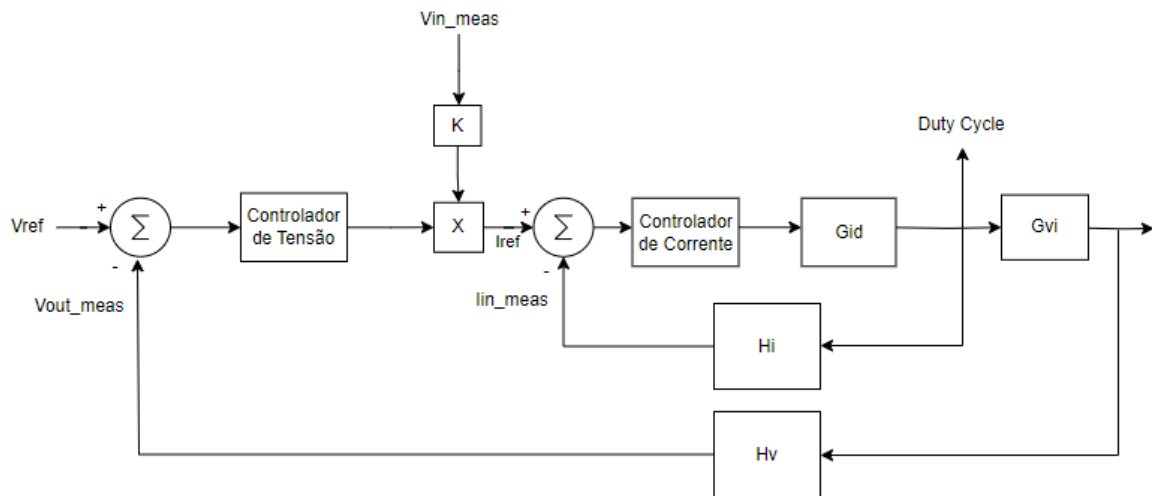
Figura 6: Sistema de controle simples

Fonte: Adaptado de [19]

Em sistemas de controle têm-se dois conceitos fundamentais, as variáveis controladas e as variáveis de controle. A primeira se dá nos parâmetros que se deseja regular/controlar em um sistema, elas representam o comportamento que o sistema deve atingir ou manter dentro de limites específicos. Exemplos de variáveis controladas são a corrente de entrada e a tensão de saída do conversor *Boost* PFC, que serão as variáveis controladas neste trabalho. Já as variáveis de controle são as grandezas que são ajustadas no sistema, por exemplo, são as entradas que podem ser alteradas ou ajustadas pelo controlador para influenciar no comportamento das variáveis controladas. De forma objetiva, as variáveis controladas representam os resultados que queremos alcançar e manter, enquanto as variáveis de controle são os meios que temos para influenciar e ajustar esses resultados para alcançar o objetivo no sistema. No caso exemplo abordado neste trabalho, as ações de controle do sistema resultam no ciclo de trabalho do conversor, que, por sua vez, é a variável de controle do sistema.

Como as variáveis controladas neste trabalho são a corrente de entrada e a tensão de saída do conversor *Boost* PFC, o diagrama de blocos do sistema é representado por duas plantas, G_{id} (Planta do controle de corrente) e G_{vi} (Planta do controle de tensão). Portanto, faz-se necessário a implementação de uma estratégia de controle em cascata, com duas malhas de controle, uma mais externa (tensão) e outra mais interna (corrente), conforme exibido na Figura 7.

Figura 7: Controle em cascata do conversor *Boost* PFC.



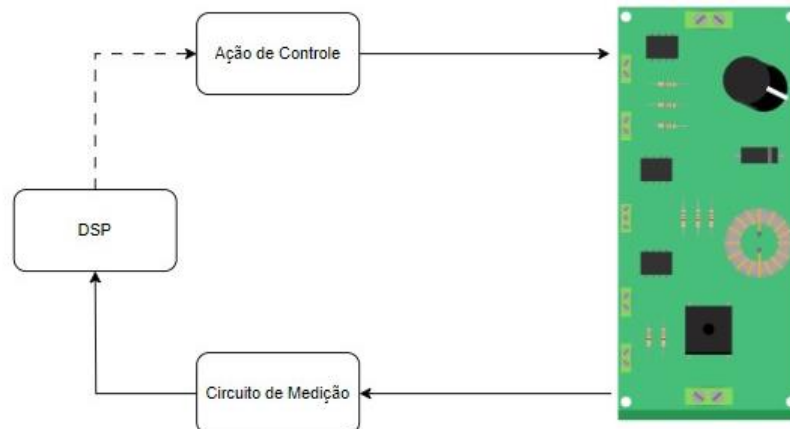
Fonte: O Autor (2023).

Essa estrutura de controle pode ser subdividida em duas fases distintas: a malha de controle externa, encarregada do controle da tensão de saída, e a malha de controle interna, responsável pela regulação da corrente de entrada. Embora ambas as malhas de controle estejam integradas em uma única estrutura, é possível desvinculá-las e projetar cada uma de maneira independente. Para efetuar esse projeto sem levar em conta o acoplamento entre elas, é fundamental que a malha interna de corrente seja desenvolvida de forma consideravelmente mais ágil em comparação à malha externa de tensão. Seguindo essa premissa, durante a fase de projeto da malha interna, podemos ignorar a malha externa, visto que esta possui uma dinâmica suficientemente lenta para não afetar a operação da malha interna. Por outro lado, durante a fase de projeto da malha externa, assumimos que a malha interna é suficientemente rápida para convergir muito antes da malha externa, dispensando a consideração de sua dinâmica.

3 DESENVOLVIMENTO DO KIT DIDÁTICO

Com os conceitos consolidados do Capítulo 2 acerca dos conversores estáticos e da atuação do controle nos mesmos, alguns procedimentos são seguidos a partir da especificação de requisitos técnicos, visando desenvolver o kit didático. Pela Figura 8, pode-se ter um entendimento mais claro de como irá funcionar a planta didática.

Figura 8: Diagrama de blocos da planta didática.



Fonte: O Autor (2023).

Para este desenvolvimento é necessário que, após o projeto do circuito de potência do conversor e dos circuitos de medição, seja feito o projeto do layout da PCI e seja mandado produzir para que assim possa soldar os componentes e realizar a integração com o DSP. Lembrando que para este projeto todo o controle foi implementado de forma digital.

3.1 Especificação de Requisitos

A especificação de requisitos em um projeto é uma etapa crucial no processo de planejamento e desenvolvimento, pois define de forma clara e detalhada o que o projeto deve alcançar para satisfazer os objetivos propostos. Ela fornece uma base sólida para o planejamento, execução e avaliação do trabalho, e ajuda a garantir que os leitores tenham uma compreensão clara e contextualizada do que será apresentado ao longo do texto e quais são as expectativas em relação ao projeto. Neste sentido, os principais requisitos que devem ser alcançados são:

- O kit deverá possibilitar que seus usuários utilizem tanto um conversor Boost-PFC quanto um conversor Boost convencional.
- Para que seja realizado o controle em malha fechada, é necessário que o kit disponibilize as medições da corrente de entrada, da tensão de entrada e da tensão de saída.

- Para a implementação do controle digital, é necessário que o kit disponibilize conexões para um microcontrolador ou DSP.
- O projeto visa a construção de um conversor com potência de saída de 6W.
- A tensão de saída deverá ser controlada para manter um nível desejado em 24V.
- Os circuitos de baixa potência deve ser alimentados com 15V.
- O kit deve ser pequeno o suficiente para ser utilizado facilmente como bancada didática em sala de aula. Além disso, devem estar claramente gravados na PCI a função de cada borne de entrada.
- A alimentação do conversor Boost-PFC deve ser feita por meio de um transformador com tomada monofásica para uma rede de 220V/60Hz.

Com base nos requisitos apresentados acima, optou-se por utilizar os níveis de tensão e corrente indicados na Tabela 1 para o conversor. Além disso, definiu-se que:

- A frequência de chaveamento escolhida seria de $f_s = 80\text{kHz}$, visto que uma frequência de chaveamento maior possibilitaria o uso de uma indutância menor, facilitando o projeto.
- Com base na Tabela 1, optou-se por trabalhar com uma carga $R_L = 100\Omega$.

Tabela 1: Níveis de tensão e corrente selecionados para o conversor.

Tensão e Corrente no Conversor			
V_{in}	V_{out}	I_{in_max}	I_{out}
$12V_{rms}$	$24V$	$3A$	$0,24A$

Fonte: O Autor (2023).

3.2 Projeto do Circuito de Potência do Conversor

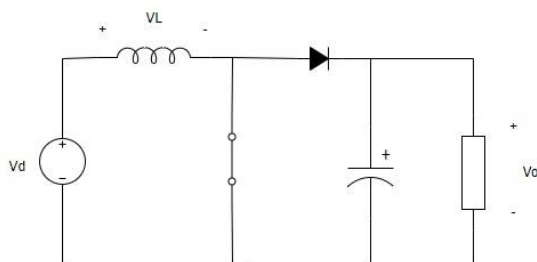
Nesta subseção é apresentado todo o projeto do conversor, contemplando a seleção de componentes e os cálculos de perdas, para que sejam feitas a simulação e a montagem dele. O conversor Boost PFC, Figura 1, é composto de alguns componentes essenciais, como indutor, capacitor de filtro, MOSFET, diodo e carga.

Estes componentes devem ser cuidadosamente projetados para garantir um funcionamento confiável e robusto do conversor.

3.2.1 Avaliação do Ganho Estático do Conversor

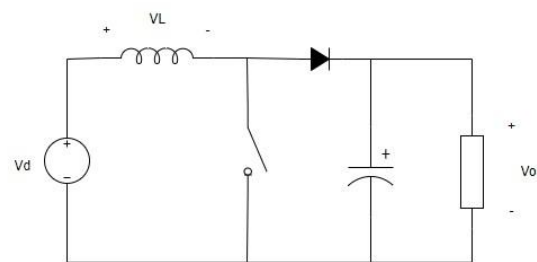
Inicialmente foi avaliada a tensão de saída que o conversor deveria operar em malha aberta para funcionar no ponto indicado na Tabela 1, com isso foi definido o *duty cycle* necessário para atingir este objetivo. Esta relação entre o *duty cycle* e a tensão de saída é obtida por meio da análise da tensão no indutor, como mostra o desenvolvimento a seguir.

Figura 9: Conversor Boost com a chave semicondutora ativa conduzido.



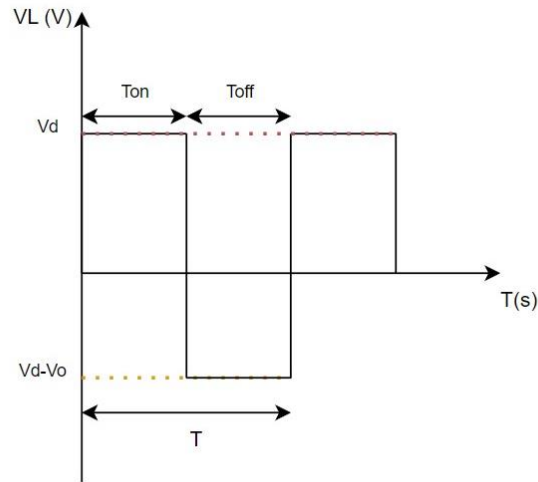
Fonte: O Autor (2023).

Figura 10: Conversor Boost com a chave semicondutora ativa bloqueada.



Fonte: O Autor (2023).

Figura 11: Tensão no indutor durante um período de chaveamento.



Fonte: O Autor (2023).

Primeiramente deve-se analisar a tensão no indutor quando a chave está fechada (chave semicondutora ativa conduzindo), Figura 9, e depois a tensão quando a chave está aberta (chave semicondutora ativa bloqueando), Figura 10. Ao fazer isso, observa-se que a tensão no indutor (v_L) para esses dois intervalos é dada por:

$$\text{Chave Fechada:} \quad v_L = v_d \quad (3)$$

$$\text{Chave Aberta:} \quad v_L = v_d - v_o \quad (4)$$

Com essas equações em mãos, é possível montar o gráfico do comportamento da tensão no indutor (Figura 11), onde o valor da tensão média em regime permanente de um indutor é igual a zero e será representado por letra maiúscula (V_L). Esse cálculo permite encontrar a relação de ganho do conversor, como mostrado a seguir:

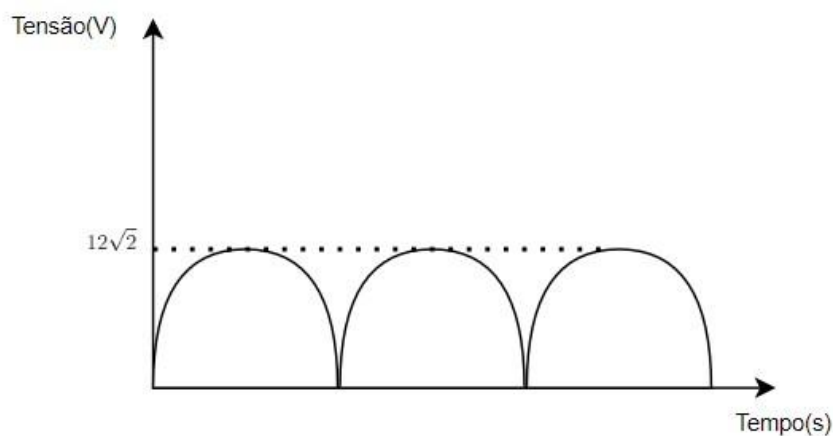
$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = 0 \quad (5)$$

$$\frac{1}{T} [v_d T_{on} + (v_d - v_o) T_{off}] = 0 \quad (6)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1 - D} \quad (7)$$

O conversor Boost foi projetado para apresentar uma tensão de saída de 24V em malha aberta. Sendo assim, considerando a Equação (7), e sabendo que a tensão de entrada depois de retificada (Figura 12), variando de 0 à $12\sqrt{2}V$, escolheu-se 15V como tensão de entrada para projeto dos componentes. Portanto, é necessário um $D = 0,38$ para o funcionamento do conversor em malha aberta, ou seja, durante 38% do período de chaveamento a chave semicondutora deverá estar fechada.

Figura 12: Tensão com retificação de onda completa.



Fonte: O Autor (2023).

3.2.2 Seleção dos Semicondutores do Estágio de Retificação do Conversor Boost PFC

Para fazer uma retificação de onda completa, escolheu-se o componente *KBPC8005*, que é composto por diodos que suportam uma corrente retificada média de 8A e são capazes de bloquear tensões até 50V, [20].

Decidiu-se sobre dimensionar a ponte retificadora a fim de garantir robustez na operação e nos testes de controle, onde poderiam existir sobressinais que causariam danos ao dispositivo.

Os diodos dessa ponte retificadora possuem uma máxima tensão de polarização direta de $V_f = 1,1V$. Como consequência disso, espera-se que o comportamento da corrente de entrada (variável que será controlada no capítulo seguinte) seja degradado quando a tensão de entrada do conversor Boost PFC for inferior a V_f .

3.2.3 Projeto do Indutor do Conversor Boost PFC

Para o projeto do indutor, foi levado em consideração que a corrente que passa por ele deve operar no modo MCM. Sendo assim, deverá ser escolhida uma tensão limite entre 0 e $12\sqrt{2}V$ para a qual, até este limite, o conversor irá operar no modo MCD, enquanto além desse limite o conversor operará em MCC. O valor escolhido para o projeto foi de 15V, para o qual é calculado a indutância baseando-se na operação limite entre o modo de condução contínuo e descontínuo, Figura 13.

Originalmente, o projeto do conversor foi feito considerando uma tensão de entrada de $15V_{rms}$, para a qual todos os componentes foram inicialmente projetados (inclusive com base nisso foi escolhida a tensão limite de 15V). Contudo, em decorrência da dificuldade de encontrar transformadores comerciais com a relação de transformação desejada e com a potência desejada, optou-se por adaptar o projeto para o uso de um transformador com tensão de saída $12V_{rms}$. Isto não afeta o projeto em si, porém, o conversor irá operar durante uma maior parcela de tempo em modo de condução descontínuo, já que a tensão limite entre o MCD e o MCC estão mais próximas da tensão máxima imposta na entrada do conversor.

Com isso, torna-se possível determinar a corrente média, em regime permanente, que passa no indutor. Para tanto, considere que a corrente média no indutor (I_L) é dada por:

$$I_L = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt \quad (8)$$

$$I_L = \frac{I_{Lpeak}}{2} \quad (9)$$

$$I_L = \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} t_{on} \quad (10)$$

$$I_L = \frac{T_s V_o}{2L} D(1 - D) \quad (11)$$

em que T_s é o período de chaveamento, V_o é a tensão de saída, D é a razão cíclica (*duty Cycle*) e L é a indutância do conversor Boost.

Isolando a indutância, e sabendo que a frequência de chaveamento é $f_s = 80kHz$ e a corrente no indutor é igual a corrente de entrada I_{in} , é possível determinar o seu

valor por meio da Equação (11), sendo assim $L = 91\mu\text{H}$. A fim de facilitar o projeto, estabeleceu-se um valor próximo para a indutância em $L = 100\mu\text{H}$. Esse aumento de indutância deve diminuir o *ripple* da corrente de entrada, aumentando um pouco a duração de tempo em que o conversor operará em MCC.

Com base no material disponível em laboratório, o autor optou por utilizar um núcleo toroidal do fabricante *MAGNETICS* para o projeto. Com base no catálogo do fabricante, é possível calcular o número aproximado de espiras que devem ser montadas no núcleo a fim de alcançar este valor de indutância por meio da expressão (12), onde $A_l = 60\text{nH}/(\text{espiras}^2)$, que é um parâmetro do núcleo toroidal selecionado. Assim, foi escolhido um número de espiras aproximado de $N = 41$.

$$L = A_l N^2 \quad (12)$$

Após enrolar as espiras no núcleo toroidal, o indutor foi avaliado experimentalmente. Para tanto, foi aplicado um sinal senoidal em uma frequência e amplitude conhecida nos terminais do indutor, sendo feito assim a medição de tensão e corrente com auxílio de um osciloscópio *Yokogawa DL850*. Com estes valores, foi possível calcular a reatância (a resistência intrínseca do condutor foi desprezada por ter um valor muito menor que o de reatância) por meio de:

$$X = \frac{V}{I} \quad (13)$$

em que:

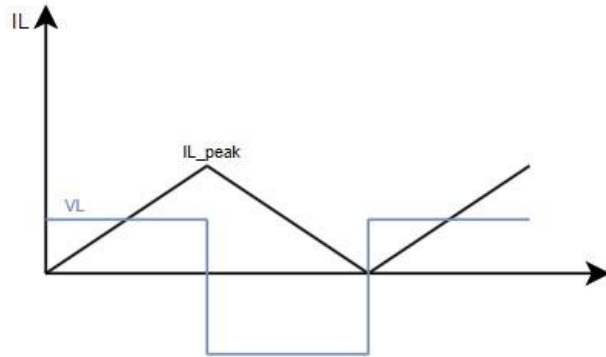
$$X = \omega L \quad (14)$$

e

$$\omega = 2\pi f \quad (15)$$

Assim, isolando o L na Equação (14), conseguimos checar o valor da indutância experimental. Durante essa avaliação, para a indutância chegar no valor exato de $100\mu\text{H}$, foi necessário fazer um ajuste fino no número de espiras, chegando utilizar exatamente $N = 38$, Figura 14.

Figura 13: Corrente no Indutor - Limite entre modos de condução



Fonte: O Autor (2023).

Figura 14: Indutor montado com 38 Espiras.



Fonte: O Autor (2023).

3.2.4 Especificação do Filtro de Saída do Conversor Boost PFC

Como o *ripple* da tensão de saída não é um fator determinante no controle da corrente de entrada, não houve preocupação no projeto detalhado do capacitor do filtro de saída. Portanto, decidiu-se assim usar um capacitor eletrolítico disponível no estoque do laboratório do GEPAE de $470\mu F$. Também se utilizou um capacitor de filme fino de $10\mu F$ para filtrar os ruídos de baixa frequência. Os dois capacitores foram posicionados em paralelo no circuito do conversor *Boost*.

3.2.5 Seleção dos Dispositivos Semicondutores do Estágio de Conversão CC/CC do Conversor Boost PFC

O estágio de conversão CC/CC do conversor Boost PFC é caracterizado por possuir dois dispositivos semicondutores: uma chave ativa e um diodo. Dada as características de nível de tensão de bloqueio e frequência de chaveamento, foram selecionados um MOSFET e um diodo Schottky.

Com relação à seleção do MOSFET, um primeiro fato importante a ser levado em consideração é a tensão V_{ds} suportada pelo dispositivo, que, de acordo com a Subseção 3.2.2, deverá ser maior que a tensão de saída do conversor. Dessa forma,

o MOSFET deve ter capacidade de bloquear tensões de aproximadamente 24V. Contudo, devido a existência de transitórios de energização do conversor, transitórios de controle e a possibilidade de usuários selecionarem um ciclo de trabalho maior, torna-se importante considerar uma máxima tensão de bloqueio significativamente maior que 24V. Como esse conversor é planejado para ser utilizado em kit didático, optou-se por utilizar um MOSFET com capacidade de bloqueio de 200V, minimizando a chance de alunos queimarem o MOSFET e o volume de manutenções necessárias.

Outra característica bastante importante é a resistência entre *drain* e *source* quando o dispositivo está fechado, a qual é encontrado no *datasheet* do dispositivo como $R_{ds(on)}$. Essa resistência é importante devido ao fato que ela, junto com a corrente que passará no MOSFET, determinará quanta potência será dissipada no dispositivo durante sua condução, ou seja, o quanto ele vai esquentar durante o chaveamento. Posteriormente, com base nessas perdas, pode ser feito o projeto do dissipador. Buscando minimizar essas perdas, é importante encontrar um dispositivo com baixa resistência. Também deve-se analisar a tensão limiar entre *gate* e *source*, encontrado nos *datasheets* como $V_{gs(th)}$, esta é a tensão que deverá ser aplicada para saturar o dispositivo. De acordo com estes pontos recomendados, foi escolhido o MOSFET *IRF640* [21], que contém um $V_{ds} = 200V$, $R_{ds(on)} = 0,18\Omega$ e $2V \leq V_{gs(th)} \leq 4V$. Neste projeto optou-se por desconsiderar as perdas por chaveamento, para viabilizar a realização de um projeto simplificado.

Com relação ao diodo é importante analisar primeiramente a corrente suportada que em certas parcelas de tempo vai ser igual a corrente de entrada, e também é importante notar o tempo de recuperação reversa do diodo, pois se for muito lento quando o MOSFET estiver saturado os dois estarão conduzindo ao mesmo tempo, alterando a resposta esperada ao sistema.

3.2.6 Avaliação de Perdas e de Características Térmicas dos Semicondutores

A fim de determinar a temperatura média que o MOSFET irá alcançar, deve-se considerar a potência dissipada nele quando está ligado por meio da Equação (16). E sabe-se que a temperatura tem uma relação linear com a potência dissipada por meio da resistência térmica de junção com o ar ambiente ($R_{\theta JA}$), Equação (17).

$$P = R_{ds(on)} \cdot I_{indutor}^2 \quad (16)$$

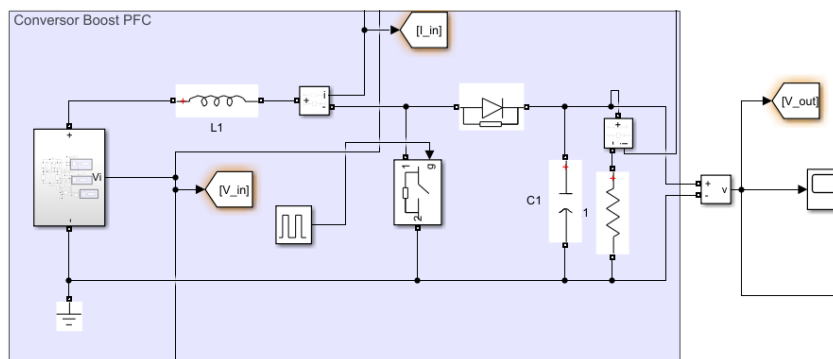
$$T_{MOS} = P \cdot R_{\theta JA} + T_{ambiente} \quad (17)$$

Considerando que a corrente máxima que irá passar no indutor será de 3A, então temos que a potência dissipada no MOSFET será $P = 1,62W$, tendo como média uma temperatura ambiente de $25^\circ C$ e uma resistência térmica de junção máxima de $R_{\theta JA} = 62^\circ C/W$ (este valor se encontra no *datasheet* do dispositivo), conseguimos calcular a temperatura que o MOSFET irá alcançar para um valor $T_{MOS} = 125^\circ C$, e a temperatura máxima de trabalho suportada é de $150^\circ C$. Como a temperatura alcançada foi inferior a temperatura máxima, o conversor irá funcionar mesmo sem o uso de dissipador.

3.2.7 Validação das Grandezas de Interesse em Simulação

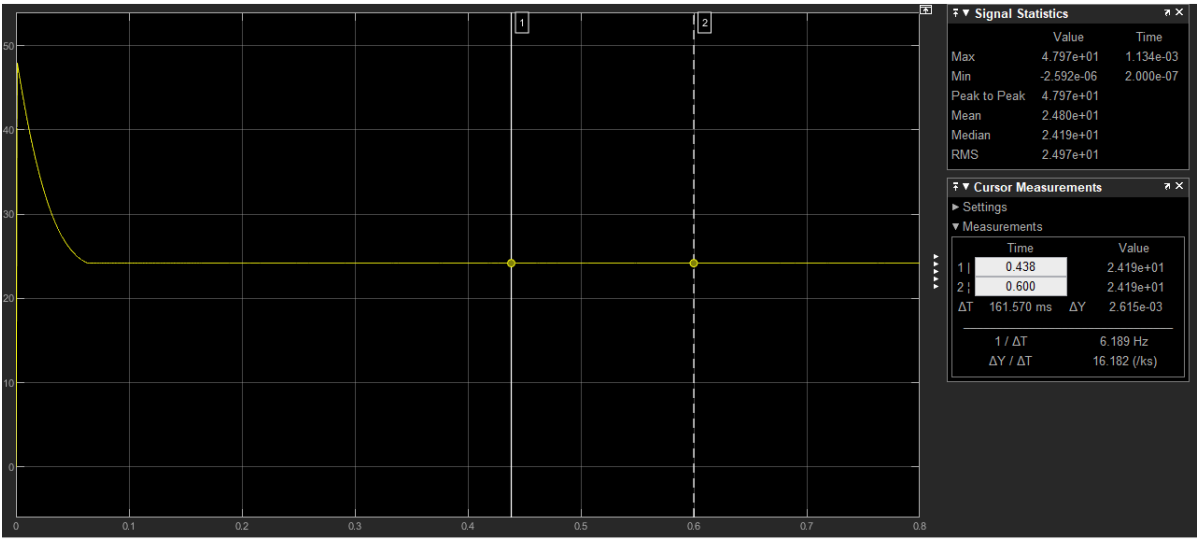
Para validar os parâmetros calculados nesta seção, foi feita a simulação no ambiente *MATLAB/Simulink* do conversor Boost PFC, Figura 15, como mostra as imagens abaixo. A Figura 16 apresenta a tensão de saída do conversor, enquanto a Figura 17 apresenta a corrente de saída do conversor e a Figura 18 apresenta a corrente de entrada do conversor. A partir desses resultados, observa-se que os componentes passivos seleccionados atendem as premissas definidas na Seção 3.1.

Figura 15: Simulação do conversor Boost PFC



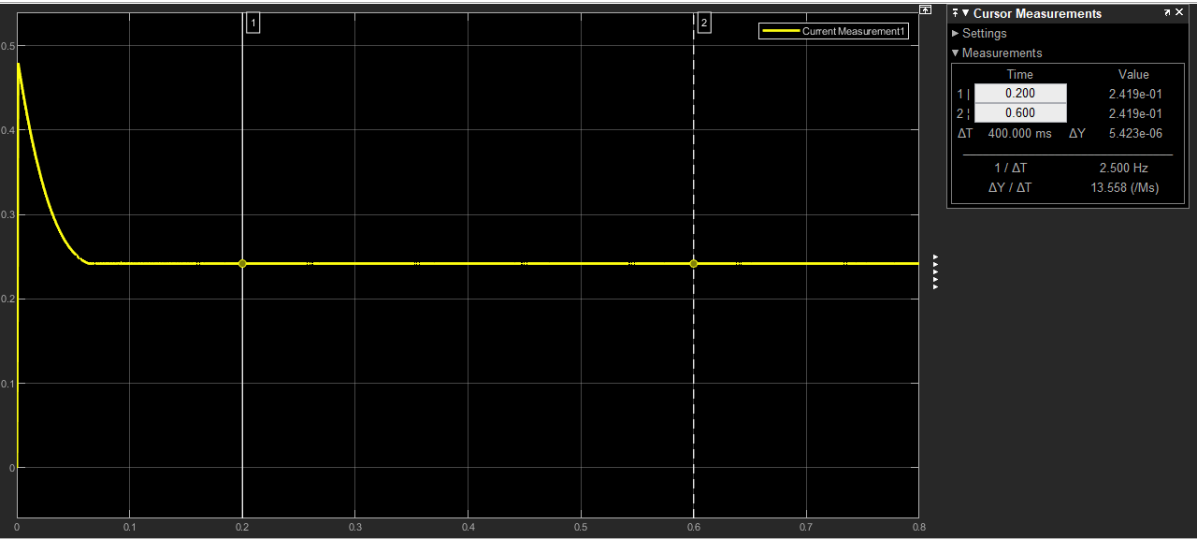
Fonte: O Autor (2023)

Figura 16: Tensão de Saída - Resultado Simulado



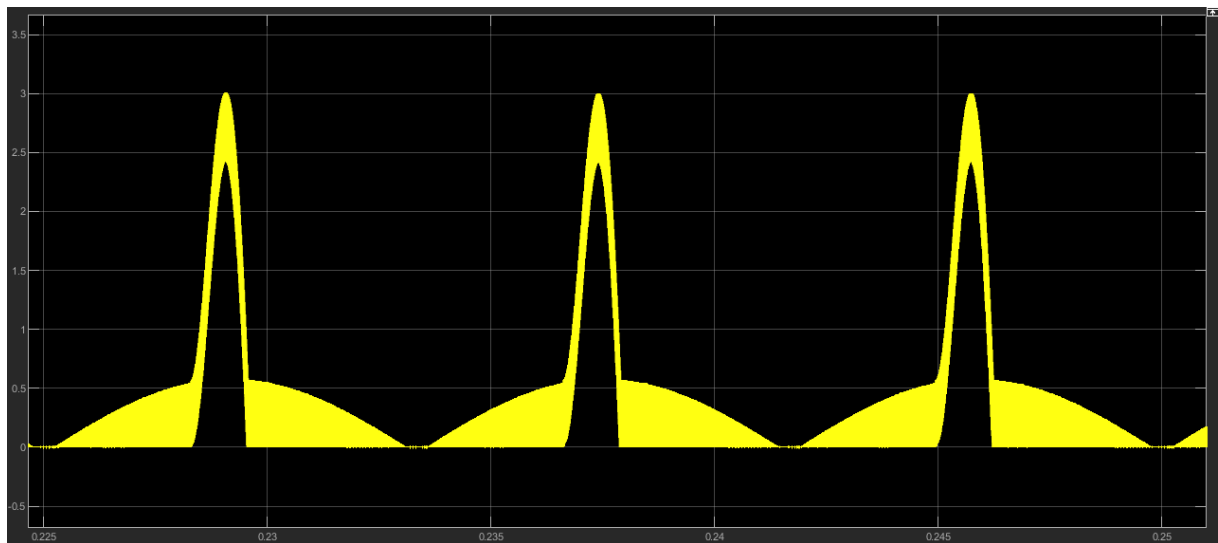
Fonte: O Autor(2023)

Figura 17: Corrente de Saída - Resultado Simulado



Fonte : O Autor(2023)

Figura 18: Corrente de entrada – Resultado Simulado



Fonte: O Autor (2023)

3.3 Projeto dos Circuitos de Condicionamento

Como dito nas especificações de requisitos, para controlar o conversor Boost PFC é necessário realizar três medições: a tensão de entrada; a tensão de saída; e a corrente de entrada. Esses sinais devem ser enviados ao DSP, onde será realizado o controle, que aceita no máximo 3,3V nas suas entradas analógicas. Com isto é necessário utilizar amplificadores operacionais em conjunto com divisores de tensão para ajustar a escala dos sinais medidos para o fundo de escala dos conversores analógicos digitais do DSP. Além disso, para o acionamento do MOSFET, é necessário o uso de um circuito de gatilho, pois o DSP irá gerar o sinal modulado em PWM para atuar o MOSFET, porém ele não possui capacidade de fornecer a corrente necessária para o gatilho. Desta forma, é necessário a implementação de um circuito de gatilho, e para isto foi escolhido o driver *TC4428* [21] .

Para o circuito de medição da tensão de entrada é utilizado o amplificador operacional *TL072*, na sua aplicação como um *buffer*, com um divisor de tensão na entrada não inversora para atenuar tensão de entrada, que está entre 0 e $12\sqrt{2} V$ para um nível aceitável pelo DSP (0 a 3,3V). Para isso, foi escolhido dois resistores, um de

620k Ω (R1) e outro de 100k Ω (R2), conforme exibido na Figura 19, de acordo com a Equação (18).

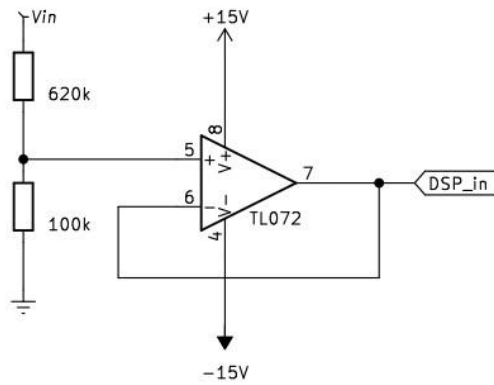
Para o circuito de medição da tensão de saída também é utilizado o amplificador operacional *TL072*, na sua aplicação como um *buffer*, com um divisor de tensão na entrada não inversora. Contudo, para essa medição, deseja-se atenuar a tensão de saída que está entre 0 e 40V para um nível aceitável pelo DSP. Sendo assim foi escolhido dois resistores, um de 560k Ω (R1) e outro de 50k Ω (R2), conforme apresentado na Figura 20, também de acordo com a Equação (18).

Para finalizar os circuitos de medição falta apenas definir como será feita a medição da corrente de entrada. Para esse projeto, foi definido o uso de um resistor *shunt* para fazer a medição da corrente de entrada. Para tanto, um resistor *shunt* de 0,01 Ω foi colocado em série com a entrada, logo, a partir da a diferença de potencial sobre esse resistor, torna-se possível medir a corrente de entrada do conversor. Para uma maior segurança no projeto, definiu-se uma margem para a corrente de entrada de até 22 de pico, ou seja, uma tensão diferencial no resistor de 0,22V. Assim, de acordo com a Equação (19), sabendo que ($V_2 - V_1 = 0,22V$), para uma tensão de saída máxima de 3.3V (máximo suportado pelo DSP), é necessário um ganho de 15, ou seja, foi escolhido resistores de 150k Ω (R_2) e de 10k Ω (R_1) para alcançar este valor, Figura 21.

$$V_o = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (18)$$

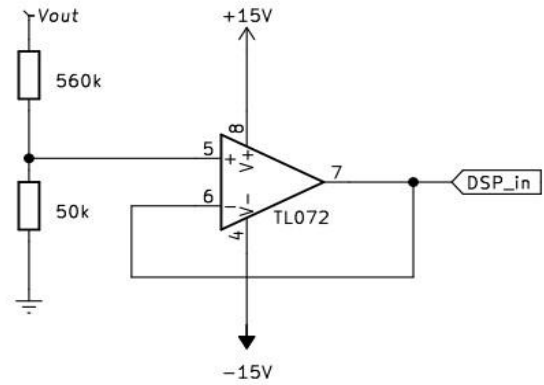
$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (19)$$

Figura 19: Buffer para medição da tensão de entrada



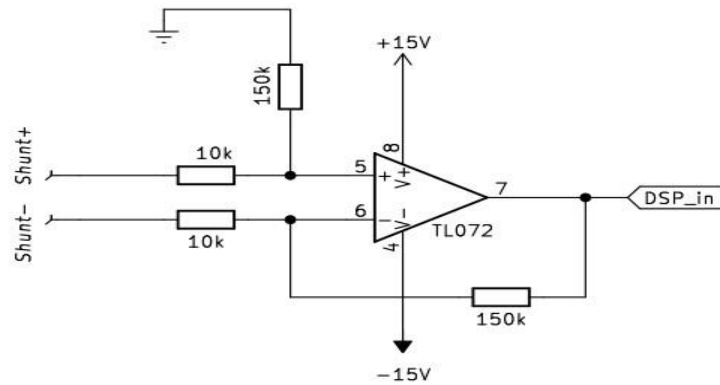
Fonte: O Autor(2023)

Figura 20: Buffer para medição da tensão de saída



Fonte: O Autor(2023)

Figura 21: Amplificador Operacional na configuração diferencial



Fonte: O Autor (2023)

Para o acionamento da chave, como é necessário apenas acionar um MOSFET na configuração de *low side driver*, pois o *source* do MOSFET está conectado no

ground, então a tensão V_{gs} aplicada no mesmo é de fácil obtenção, o que não aconteceria quando se necessita acionar um MOSFET *high side driver*, pois seria necessário um circuito externo de *bootstrap*. Para a configuração utilizada neste trabalho, o circuito integrado TC4428 é suficiente para desempenhar este papel. Alguns resistores e capacitores foram posicionados conforme sugerido em *application notes* do fabricante do circuito integrado.

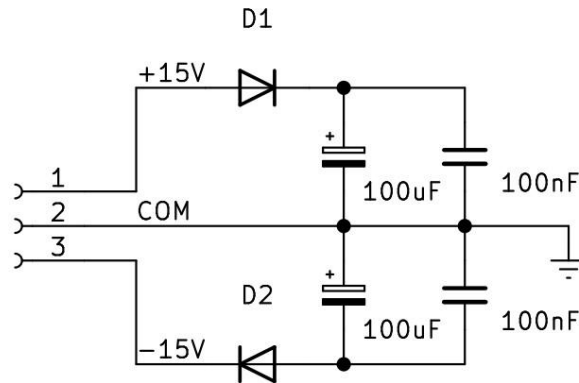
Como o kit didático visa a prática de controle digital utilizando o conversor *Boost PFC*, é necessário que o circuito de condicionamento contemple um filtro *anti-aliasing* e um circuito de proteção. O circuito *anti-aliasing* é um filtro passa-baixas, normalmente de primeira ou segunda ordem, utilizado para atenuar a contaminação harmônica nos sinais de medição que seriam gerados por sinais de frequências superior a frequência de Nyquist [22]. Por outro lado, o circuito de proteção é necessário para proteger o conversor analógico digital do microcontrolador ou DSP em que o controlador digital vai ser implementado. Neste trabalho, esses circuitos não estão incluídos na PCI porque eles seriam de responsabilidade do aluno implementar em uma matriz de contato, visto que o kit seria utilizado para práticas de controle digital.

3.4 Projeto dos Circuitos de Alimentação

Todos os amplificadores operacionais podem ser alimentados com uma tensão de até $\pm 18V$, para isto foi escolhido uma tensão de $\pm 15V$ para alimentar os CI's. Entre o $+15V$ e o comum e entre o $-15V$ e o comum deve-se colocar capacitores de desacoplamento, que servem de filtro para ruídos de alta frequência. Para evitar que possa existir uma inversão de polaridade na hora de alimentar os circuitos, são utilizados dois diodos de proteção, um para a entrada de $+15V$ e outro para a de $-15V$, conforme exibido na Figura 22.

Por fim, para separar os circuitos de potência e de medição na placa, decidiu-se utilizar um indutor de acoplamento com núcleo de ferrite, o *HF30ACC575018*, entre as malhas de terra dos circuitos.

Figura 22: Circuito de alimentação



Fonte: O Autor (2023)

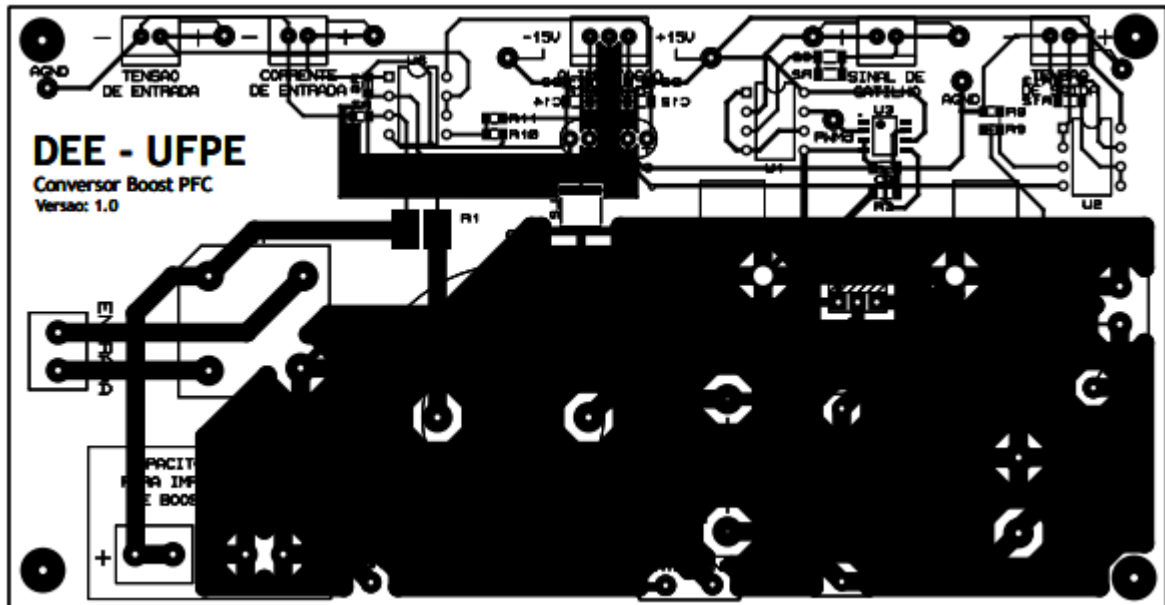
3.5 Projeto da PCI

O *Layout* da PCI foi realizado respeitando algumas boas práticas encontradas na literatura e no mercado [23]. As trilhas do circuito de potência, ou seja, onde passará altas correntes e serão observadas altas tensões, deverão suportar os níveis de corrente do circuito simulado. Para tanto, basta avaliar em simulação as amplitudes de corrente do circuito de potência e utilizar uma ferramenta de cálculo para dimensionamento de largura de trilha, como a encontrada em [REF: <https://pcbbrasil.com.br/calculo-trilha-pcb>]. Já para os circuitos de sinais, como as correntes e tensões são baixas, optou-se por utilizar um tamanho padronizado de 20th (aproximadamente 0,5mm).

Com relação a planos de terra, a placa de circuito impressa projetada pelo autor contempla duas malhas de terra. Uma dessas malhas foi feita para os circuitos de sinais, enquanto a outra malha foi feita o circuito de potência. No circuito de potência, além de existir tensões e correntes maiores que aquelas encontradas nos circuitos de sinais, também são encontradas componentes de tensão e corrente de alta frequência, decorrentes do chaveamento. Para isolar essa contaminação harmônica dos circuitos de sinais, os planos de terra são conectados através de um indutor, utilizado para desacoplar os planos. Para as conexões externas na PCI, é importante

posicionar as entradas e as saídas em extremidades opostas da placa, bem como também os conectores de sinal. Todos os conectores foram claramente identificados na placa por meio de suas legendas, implementadas na camada de *top silk* da placa. Uma visão geral, de todas as camadas juntas, da placa é exibida na Figura 23.

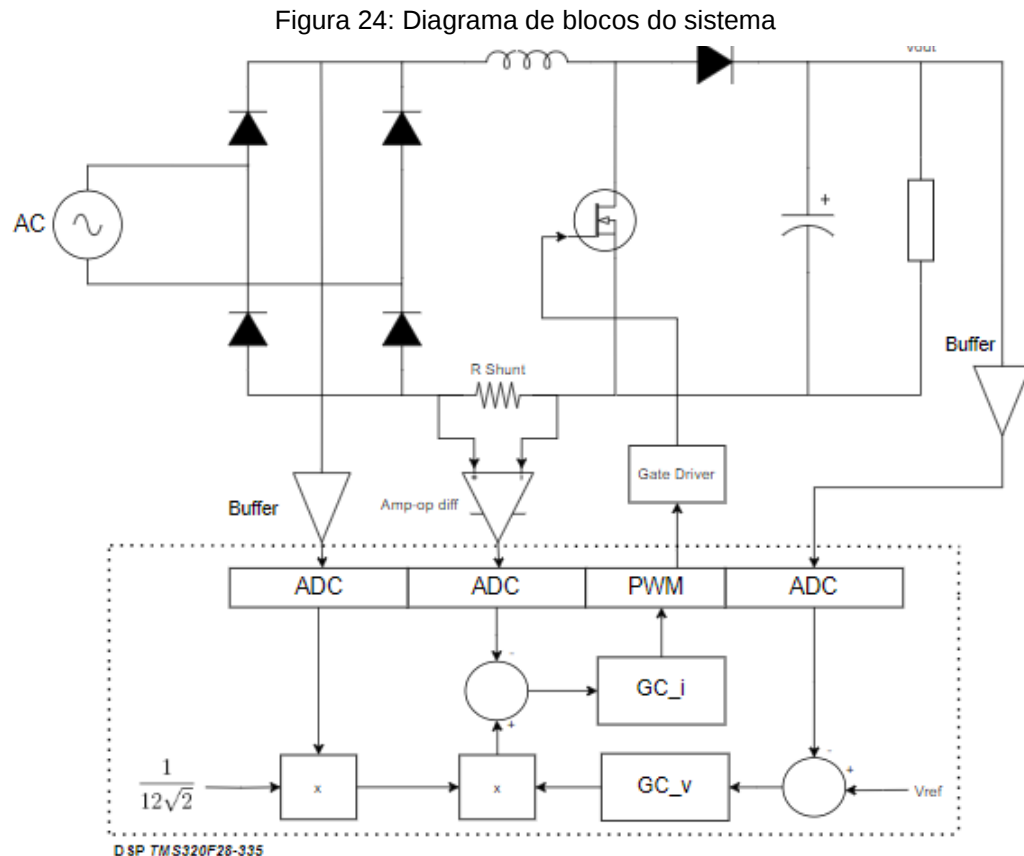
Figura 23: Layout da placa de circuito impressa – *All layers*



Fonte: O Autor (2023)

4 VALIDAÇÃO DO KIT UTILIZANDO UM DSP

A estrutura central do sistema consiste na planta, compreendendo o conversor Boost PFC, juntamente com o DSP responsável por receber os sinais oriundos desse conversor. Esses sinais são então utilizados pelo DSP para executar o controle da corrente de entrada. Todo esse processo de integração encontra-se detalhado no diagrama de blocos apresentado na Figura 24. Os circuitos de proteção e filtro *anti-aliasing* que foram montados em *protoboard* não foram contemplados no diagrama por motivo de simplificação.



Fonte: O Autor(2023)

Com o objetivo de relembrar para o leitor o processo de aquisição dos sinais, procederemos a uma breve explicação do diagrama mencionado anteriormente. Os sinais de tensão de entrada e saída são direcionados ao conversor analógico-digital (ADC) do DSP, atravessando um *buffer* destacado na seção de design de condicionamento de sinais. Enquanto isso, a corrente de entrada é adquirida por intermédio de um resistor *shunt*, encaminhando o sinal, por meio de um amplificador operacional configurado em modo diferencial, para o ADC do DSP. Todo esse procedimento é executado com o propósito de assegurar que os sinais que são aplicados ao DSP se mantenham dentro da faixa de 0 à 3,3V, e todas essas etapas são meticulosamente projetadas, contemplando uma margem de segurança adequada. O sistema de controle é composto por duas malhas distintas: a malha externa, encarregada da regulação da tensão de saída, e a malha interna, responsável pelo controle da corrente de entrada. A ação de controle será a razão cíclica aplicada no modulador PWM que aciona o MOSFET do conversor Boost PFC. O controle da corrente de entrada tem como objetivo fazer a corrente de entrada acompanhar o formato de onda da tensão de entrada, sem desfasamento, aumentando assim o FP.

4.1 DSP TMS320F28-335

Neste trabalho, os controladores digitais são implementados no DSP TMS320F28-335, da *Texas Instruments*. Esse dispositivo possui 16 canais ADC, onde é possível se obter uma resolução de até 12 *bits* [25]. Para o controle do sistema apresentado neste trabalho, são necessárias 3 entradas ADC, que são utilizadas para leitura das tensões de entrada e saída e da corrente de entrada.

O DSP TMS320F28-335 possui três *timers* de 32 *bits* e 18 saídas PWM. Como o presente projeto só visa a atuação de um único MOSFET, apenas uma dessas saídas PWM é usada. Para os objetivos propostos, esse DSP é sobredimensionado, porém como ele é frequentemente utilizado em laboratórios de pesquisa e como ele contém diversas funções complexas já pré-estabelecidas, optou-se por utilizar essa plataforma. Caso o presente projeto estivesse sendo desenvolvido para fins comerciais, o autor recomendaria buscar um processador de mais baixo custo e dimensionado para o uso do projeto.

4.2 Estrutura e Projeto do Controle

O sistema de controle é composto por duas malhas distintas: a malha externa, encarregada da regulação da tensão de saída, e a malha interna, responsável pelo controle da corrente de entrada. Ainda que ambas as malhas de controle estejam integradas em uma única estrutura, existe a possibilidade de desacoplar suas operações e abordar o projeto de cada uma de maneira independente. Para fazer isso, a malha interna deve ser implementada de modo a ficar significativamente mais rápida que a malha externa [19].

Ao viabilizar o projeto das malhas de controle sem considerar o acoplamento entre elas, é de extrema importância evitar que a frequência de chaveamento interfira nas frequências de corte das malhas interna e externa. Para tanto, a frequência de cruzamento por 0dB da malha interna deve ser significativamente inferior que a frequência de chaveamento do sistema. Além disso, a frequência de cruzamento por 0dB da malha externa deve ser significativamente menor que a frequência de cruzamento por 0dB da malha interna.

Para controle de tensão foi implementado um controlador PI. Essa solução é suficiente para garantir erro nulo em regime permanente para malha externa, tornando o sistema estável e viabilizado a sintonia da frequência de cruzamento por 0dB. Por outro lado, para o controle da corrente de entrada foi feita uma comparação de duas estratégias de controle, sendo elas: um controlador P; e um controlador PI. Nessa aplicação, é esperado que o controlador PI alcance um FP maior que o alcançado com o controlador P, visto que a corrente de entrada possui uma componente CC cujo erro associado será menor com o uso de um integrador na malha de controle.

Considerando a frequência de chaveamento de 80kHz, é necessário que a frequência de corte do controlador seja de no mínimo 10 vezes menor que a de chaveamento, para isto foi considerado uma frequência de cruzamento por 0dB de 4kHz para a malha de controle de corrente. O projeto do controlador dessa malha foi feito utilizando a ferramenta *sisotool* do *MATLAB* que ajuda na alocação dos polos e zeros para estabilizar o sistema e ter a resposta com os parâmetros desejados. Como o controle deve ser discreto pois deverá ser implementado em um processador, o projeto foi feito no domínio do plano z , e para discretizar as funções de transferência foi utilizado o método *ZOH* (*zero order-holder*). Com isto foram obtidos os controladores de corrente exibidos na Equação (20), referente ao controlador P, e na

Equação (21), referente ao controlador PI. É importante notar que foi feito um ajuste fino nos ganhos dos controladores experimentalmente, então as frequências podem variar um pouco em torno do projeto inicial.

A discretização da planta foi feita utilizando o método ZOH porque o modelo matemático do modulador PWM é similar ao modelo matemático do ZOH. Assim, ao utilizar a discretização pelo método ZOH, o modelo do modulador PWM acaba sendo contemplado no modelo da planta. Além disso, também foi considerado o efeito do atraso computacional decorrente da implementação do controle digital, que é feito inserindo um atraso de uma amostra (z^{-1}) na função de transferência da planta discretizada [26]

$$G_{c_p}(z) = 0,1040 \quad (20)$$

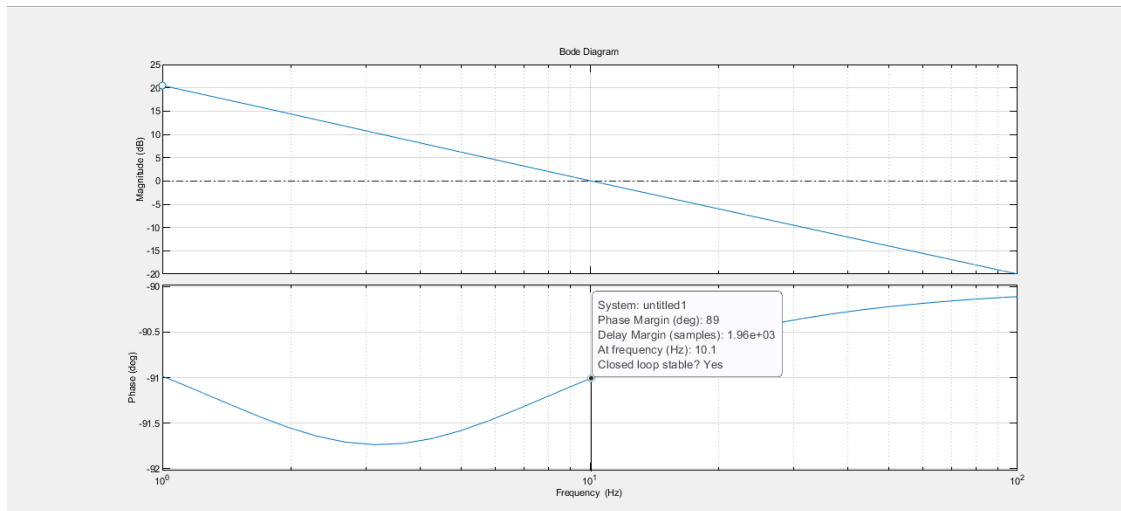
$$G_{c_{PI}}(z) = 0,029 + \frac{0,00005 \cdot z}{z - 1} \quad (21)$$

O controlador de tensão foi projetado para que a malha externa apresentasse uma frequência de cruzamento por 0dB 10x mais lenta que a frequência obtida para a malha de corrente, ou seja, foi projetado para que a frequência fosse em torno de 200Hz garantindo assim a convergência do controle da corrente antes que o controle da tensão. Usando a mesma ferramenta *sisotool*, obteve-se o controlador apresentado na Equação (22).

$$G_{c_v}(z) = 0,0642 + \frac{10^{-5}z}{z - 1} \quad (22)$$

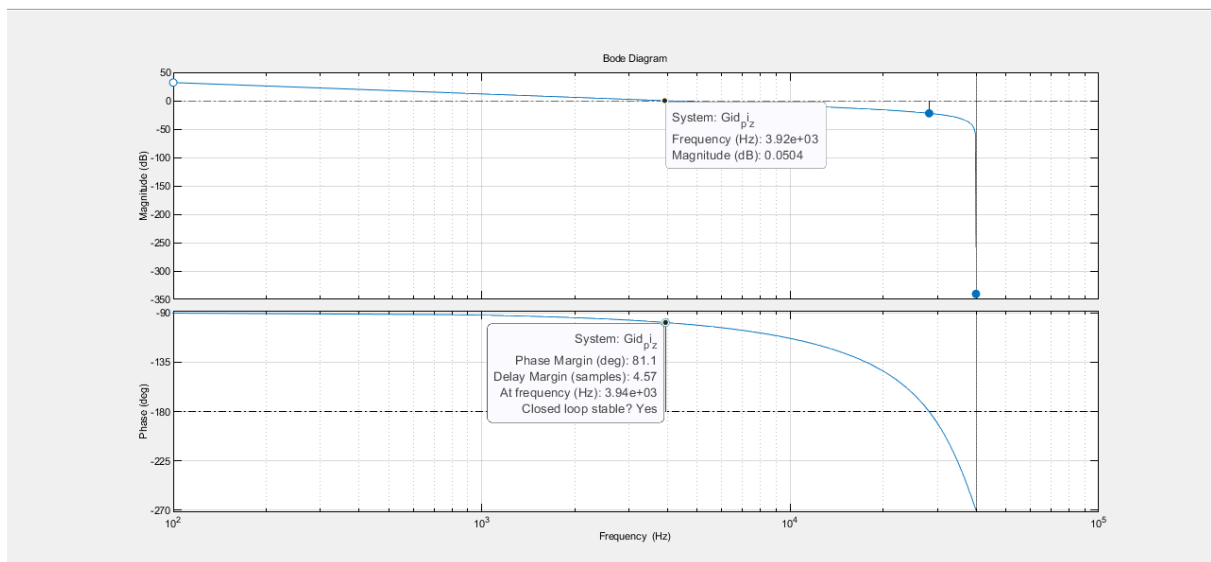
Com isso, é possível plotar o diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta da malha de tensão, conforme exibido na Figura 25. Além disso, também é possível plotar o diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta da malha de corrente considerando tanto o controlador P, Figura 26, quanto o controlador PI, Figura 27.

Figura 25: Diagrama de Bode - Controlador de Tensão



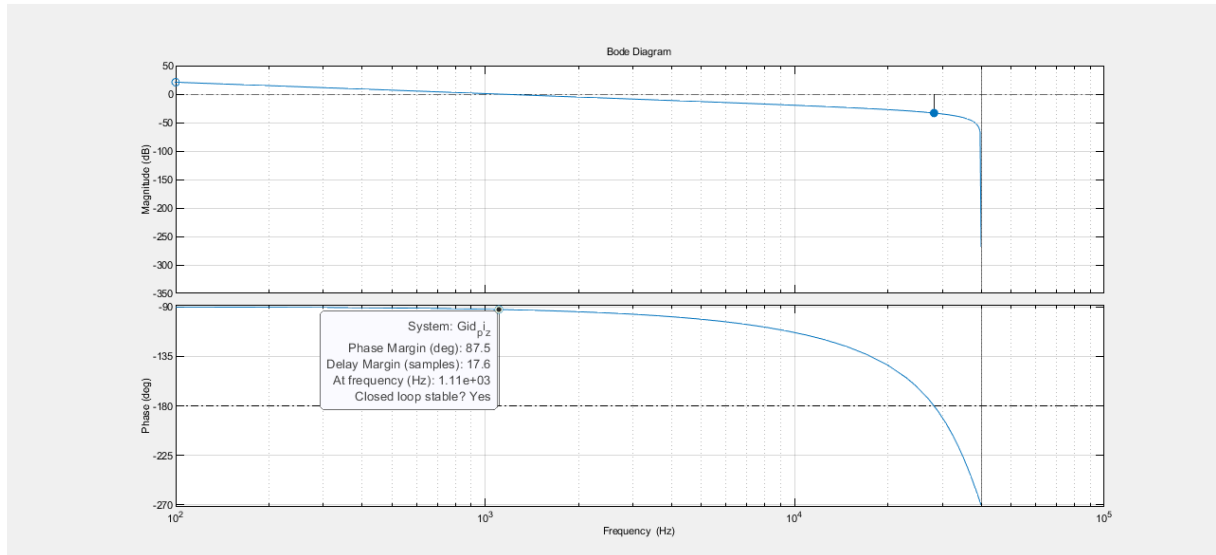
Fonte: O Autor (2023)

Figura 26: Diagrama de Bode - Controlador P de Corrente



Fonte: O Autor (2023)

Figura 27: Diagrama de Bode - Controlador PI de Corrente



Fonte: O Autor (2023)

Com os resultados obtidos em simulação, tem-se um sistema estável para todos os casos, para o controlador proporcional + integral de tensão a margem de fase é dada por 89° , para o controlador proporcional de corrente a margem de fase é dada por $81,1^\circ$ e o controlador proporcional + integral de corrente a margem de fase é dada por $87,5^\circ$.

4.3 Implementação do Controle Digital

A implementação do controle digital é feita em uma rotina de interrupção temporizada, garantindo a frequência de amostragem constante. Para facilitar a compreensão do leitor, as explicações e códigos descritos a seguir abstraem toda a implementação dos *interrupts*, *clock* e PWM, tendo como objetivo mostrar apenas como o controle digital foi feito.

Dada a disposição do sistema de controle em duas malhas, inicialmente é necessário implementar o controlador de tensão. Para isto, é calculado o erro de tensão e, em seguida, é implementada a equação de diferenças obtida a partir da

função transferência discreta do controlador, Equação (22). Na Figura 28 está o trecho de código que implementa o controlador de tensão.

Figura 28: Controle de tensão implementado no DSP

```

/* -----*/
/* -----Controle de Tensão----- */
/* -----*/

voltage_measure = Vout;           /*Medição da tensão recebida pela entrada analógica*/
error_measure_v = vref - voltage_measure; /*Cálculo do Erro*/
proportional_v = 0.0642*error_measure_v; /*Cálculo do Controle Proporcional*/
integral_v      = integral_v_1 + 0.00001*(error_measure_v); /*Termo Integral Iago*/

integral_v_1    = integral_v;      /*Atualização do valor em k-1 do controlador integral*/
error_v_1       = error_measure_v; /*Atualização do valor em k-1 do erro*/
PI_v            = proportional_v + integral_v;
iref            = PI_v*Vin*0.0589;

/* -----*/
/* -----*/
/* -----*/

```

Fonte: O Autor (2023)

Da Figura 24, observa-se que a tensão de saída é adquirida pelo ADC do DSP, salvando seu valor na variável *voltage_measure*. Assim, o erro da malha de tensão pode ser calculado subtraindo a referência (*Vref*) da tensão medida (*voltage_measure*). Após o erro ter sido calculado, ele é utilizado como entrada dos blocos de controle de tensão. As equações que implementam o controlador de tensão são:

$$\begin{cases} u_p[k] = 0,0642 \cdot e[k] \\ u_i[k] = u_i[k-1] + 10^{-5} \cdot e[k] \end{cases} \quad (23)$$

em que $u_p[k]$ é a ação de controle proporcional (*proporcional_v*), $u_i[k]$ é a ação de controle integral (*integral_v*), $u_i[k-1]$ é a ação de controle integral obtida no período anterior (*integral_v_1*) e $e[k]$ é o erro de tensão (*error_measure_v*).

Após as saídas dos controladores terem sido calculadas, é necessário calcular a ação de controle total (atualizando a variável *PI_v*) e atualizar os valores do instante k-1 para o integrador (*integral_v_1*). Por fim é gerada a corrente de referência, onde o valor 0,0589255651 é o valor aproximado de $\frac{1}{12\sqrt{2}}$, necessário para normalizar o

sinal de tensão da entrada. Após feito isto, agora é necessário implementar o controle de corrente. A seguir, é explicada a implementação do controlador proporcional para malha de corrente, Figura 29, e, em seguida, a implementação do controlador PI, Figura 30.

Figura 29: Implementação do controle proporcional da malha de corrente.

```
/* -----*/
/* Controle de Corrente (Gc=P) */
/* -----*/

current_measure = Iin;                               /*Medição da corrente recebida pela entrada analógica*/
error_measure_i = iref - current_measure;            /*Cálculo do Erro*/

proportional_i = 0.1040*error_measure_i;

I_control = proportional_i;                          /*Cálculo do Controlador PI*/
```

Fonte: O Autor (2023)

Figura 30: Implementação do controle PI da malha de corrente.

```
/* -----*/
/* Controle de Corrente (Gc=PI) */
/* -----*/

current_measure = Iin;                               /*Medição da corrente recebida pela entrada analógica*/
error_measure_i = iref - current_measure;            /*Cálculo do Erro*/
proportional_i = Kp*error_measure_i;                /*Cálculo do Controlador Proporcional*/
integral_i = integral_1 + Ki*error_1;               /*Cálculo do Termo Integral*/
integral_1 = integral_i;                            /*Atualizando o integrador no instante k-1*/
error_1 = error_measure_i;                          /*Atualizando o erro no instante k-1*/
I_control = proportional_i + integral_i;
```

Fonte: O Autor (2023)

Para o controlador P é inicialmente calculado o erro subtraindo a corrente de referência (*iref*), gerado pelo controlador de tensão, pela corrente adquirida e guardada na variável *current_measure_i*. Em seguida, é feito o cálculo da saída do controlador proporcional, que corresponde ao ciclo de trabalho que aplicado no MOSFET.

Para o controlador PI, o processo se deu na mesma forma, com a diferença que os valores finais de ganho foram sintonizados por meio de um ajuste fino, onde se buscou otimizar os ganhos. Por esse motivo, nas linhas de código que implementam o controlador PI, foram utilizadas as variáveis K_p e K_i ao invés do valor explícito do ganho. Essa prática possibilitou testes mais rápidos durante a etapa de ajuste fino. Para os resultados finais, foram utilizados $K_p = 0,029$ e $K_i = 0,00005$.

Também vale ressaltar que no código do controlador PI é necessário atualizar os valores de erro e do integrador para o instante $k-1$ (uma amostra atrás). Por fim foi implementado um código de segurança, conforme exibido na Figura 31. Uma saturação foi implementada para evitar que o ciclo de trabalho do conversor fique próximo ou igual a 1, causando problemas ao conversor Boost. Foi decidido utilizar uma margem de segurança de 20%, fazendo com que o máximo ciclo de trabalho utilizado fosse de 80%. Além disso, um segundo mecanismo de segurança foi implementado, em que, caso a tensão de saída ultrapasse 35V ou a corrente de entrada ultrapasse 25A, a razão cíclica deveria ser zerada.

Figura 31: Código para Proteção do Circuito

```
//Implementando a saturação
if (I_control>0.8){
    I_control = 0.8;
}else if (I_control<0){
    I_control = 0;
}

Doff = I_control;
D = 1 - Doff;

//SEGURANÇA -> ABRE A CHAVE
if (Vout >= 35){
    Doff = 0;
}
if (Iin >= 25){
    Doff = 0;
}
```

Fonte: O Autor (2023)

O motivo do ciclo de trabalho estar como $D = 1 - Doff$ se dá pelo fato de a saída do *gate driver* utilizado no kit didático ser de operação complementar. Assim, faz-se necessário usar essa linha de comando para corrigir isso.

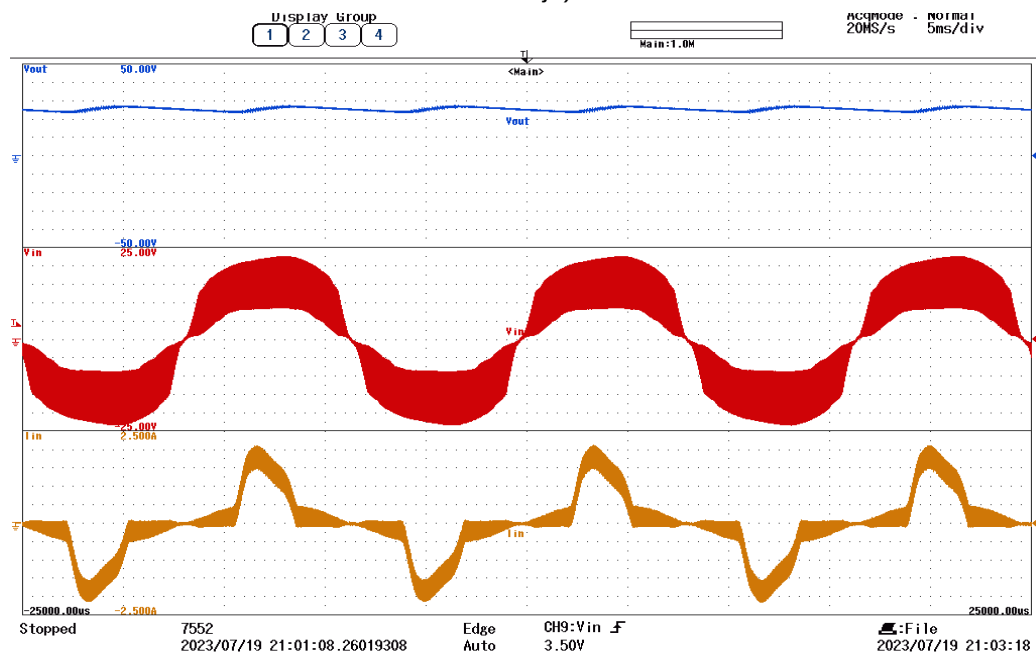
4.4 Resultados

Depois de implementado o código e montado o *setup*, foram obtidos os resultados experimentais, onde os procedimentos para obtenção de forma segura foram os seguintes:

1. Ligar o transformador na rede mantendo o chaveamento desabilitado.
2. Iniciar o chaveamento com um termopar conectado à carga junto com um FAN para manter os testes por longos períodos.
3. Para desligar, primeiro tira-se o transformador da rede e depois para o chaveamento, para evitar que o *duty cycle* esteja em 80% e entregue muita potência à carga de forma contínua.

Com isto tem-se o resultado do controle em Malha Aberta, Figura 32, onde se manteve o *duty cycle* constante em $D = 0,38$ para manter a tensão de saída em 24V.

Figura 32: Resultados para conversor Boost PFC em malha aberta. São apresentados os seguintes sinais: tensão de saída (em azul); tensão de entrada (em vermelho); e corrente de entrada (em laranja).



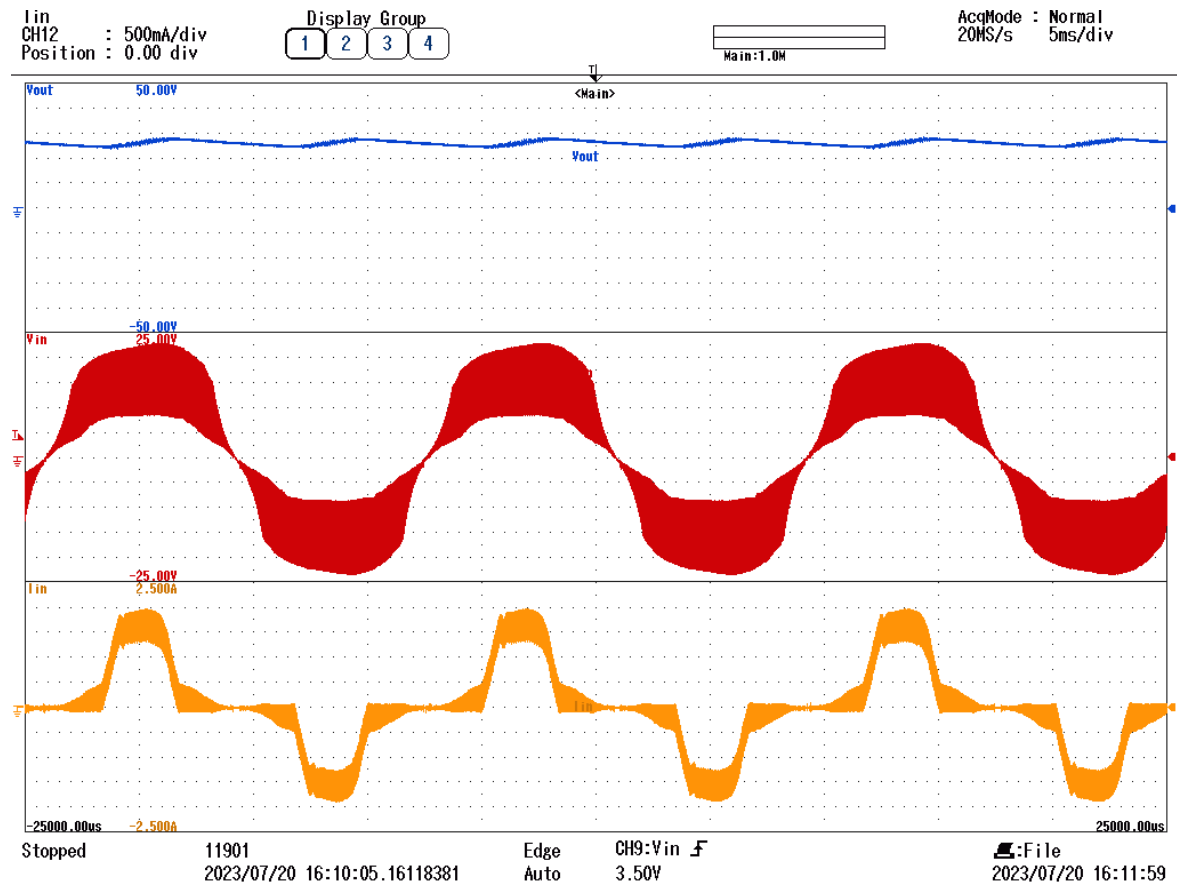
Fonte: O Autor (2023)

Todos os resultados são apresentados por meio de uma divisão onde: em azul se tem a tensão de saída que está configurada para exibição em uma escala de

10V/div; em vermelho tem-se a tensão de entrada que está configurada para exibição em uma escala de 10V/div; e em laranja tem-se a corrente de entrada que está configurada para exibição em uma escala de 0,5A/div, que foi obtida por meio de uma garra de corrente para osciloscópio. Ao observar os resultados, observa-se um ruído elevado na tensão de entrada. Essa situação pode ser explicada pelo chaveamento do MOSFET, que faz a corrente de entrada ter componentes harmônicas múltiplas da frequência de chaveamento. Como o transformador tem uma relação de transformação elevada, sua impedância série também é elevada. Portanto, ao considerar uma corrente de entrada com conteúdo de alta frequência elevado, naturalmente é esperado conteúdo de alta frequência na tensão de entrada.

Após obter o resultado em malha aberta e ser exatamente o esperado, foi implementado o controlador proporcional. Dessa avaliação, espera-se obter um sinal de corrente menos defasado em relação a tensão e mais próximo do formato de uma senoide. Os resultados referentes a essa avaliação pode ser encontrado na Figura 33.

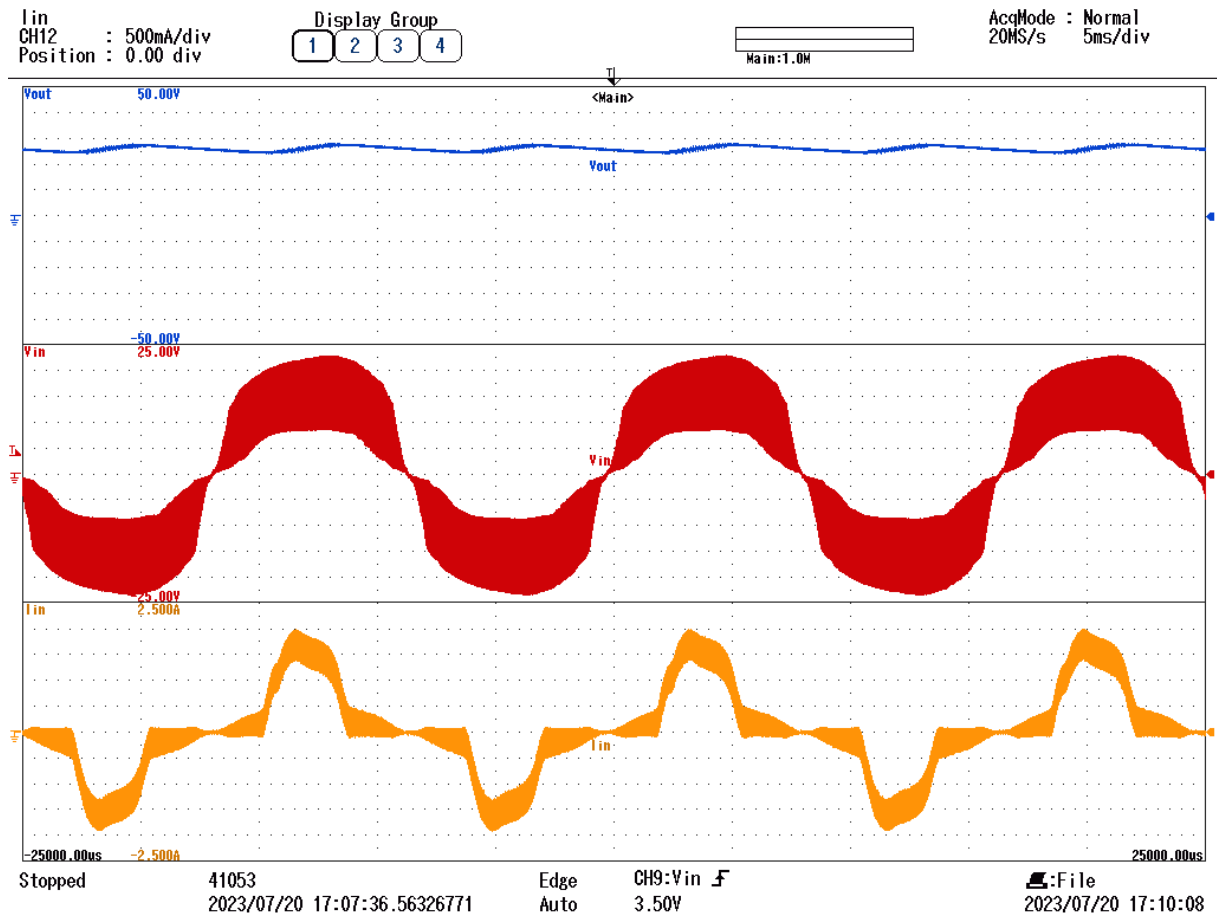
Figura 33: Resultados para conversor Boost PFC em malha fechada – malha interna com controlador proporcional. São apresentados os seguintes sinais: tensão de saída (em azul); tensão de entrada (em vermelho); e corrente de entrada (em laranja).



Fonte: O Autor (2023)

Por fim, avaliou-se o funcionamento do conversor Boost PFC ao utilizar um controlador PI em sua malha de controle de corrente. É importante perceber que o resistor *shunt* que faz a medição de corrente foi colocado após a ponte retificadora do conversor Boost PFC (vide Figura 24). Portanto, tanto o sinal medido quanto o de referência para a malha de controle de corrente possuem uma parcela CC (valor médio diferente de zero). Assim, é esperado que a adição da ação integral ao controlador contribua para melhoria do seguimento da referência. Conforme exibido na Figura 34, os resultados obtidos ao usar um controlador PI se mostraram melhores quando comparados ao uso de um controlador P.

Figura 34: Resultados para conversor Boost PFC em malha fechada – malha interna com controlador proporcional-integral. São apresentados os seguintes sinais: tensão de saída (em azul); tensão de entrada (em vermelho); e corrente de entrada (em laranja).



Fonte: O Autor (2023)

Para uma melhor comparação entre os resultados experimentais foi implementado um código, no *Matlab*, para calcular o fator de potência segundo a teoria de potência de Fryze[27]. Um resumo do fator de potência observado na entrada do conversor *Boost PFC*, para cada uma das estratégias de controle de corrente avaliadas, é apresentado na Tabela 2. Dessa tabela, observa-se que ao usar um controlador PI, obteve-se um fator de potência mais elevado que o obtido ao utilizar um controlador proporcional, que, por sua vez, foi maior que o fator de potência obtido para o conversor em malha aberta.

É importante perceber que o controle de corrente é feito com base na corrente retificada. Assim, uma parte significativa do conteúdo harmônico desses sinais estarão dispostos na frequência de 120Hz e nas suas harmônicas. Portanto, é

esperado que seja possível obter um fator de potência mais elevado ao utilizar estratégias de controle mais adequadas para referências e sinais senoidais. Nesse contexto, boas soluções para esse sistema seria o uso de múltiplos ressonantes em paralelos com a ação PI ou o uso de um controlador repetitivo [28].

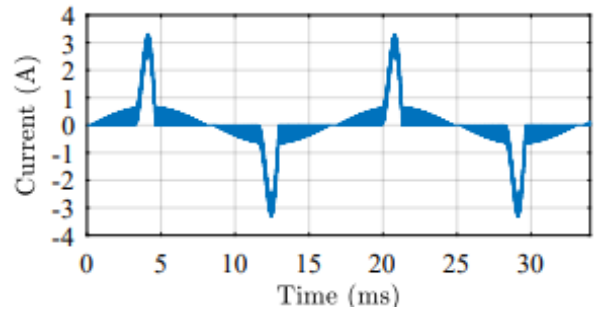
Tabela 2: Comparação do FP entre os controladores

Controle	Malha Aberta	Proporcional	PI
FP	0,7268	0,7485	0,76

Fonte: O Autor (2023)

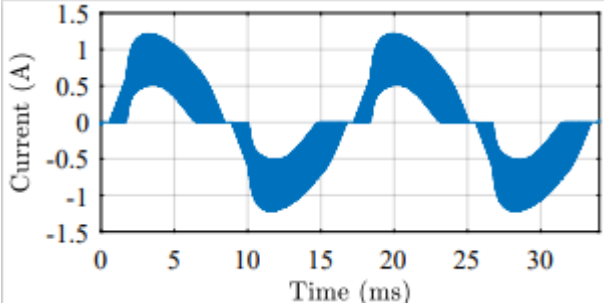
Para mostrar que os resultados obtidos a partir da plataforma experimental são consistentes com o esperado, são apresentados a seguir os resultados obtidos em simulação no *Matlab/Simulink* do conversor Boost PFC operando em: malha aberta (Figura 35) e com controle de corrente feito por controlador PI (Figura 36). Em simulação, a tensão de entrada não apresenta contaminação de alta frequência porque foi utilizado um bloco de geração de tensão senoidal já com amplitude de 12Vrms.

Figura 35: Resultado de simulação do conversor Boost PFC em malha fechada



Fonte: O Autor (2023)

Figura 36: Resultado de simulação do conversor Boost PFC com controlador PI de corrente

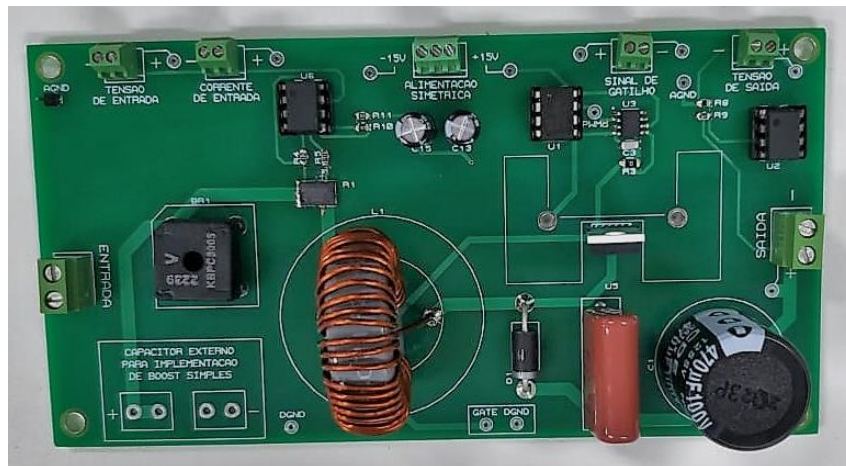


Fonte: O Autor (2023)

4.4.1 Kit Didático e Montagem Experimental

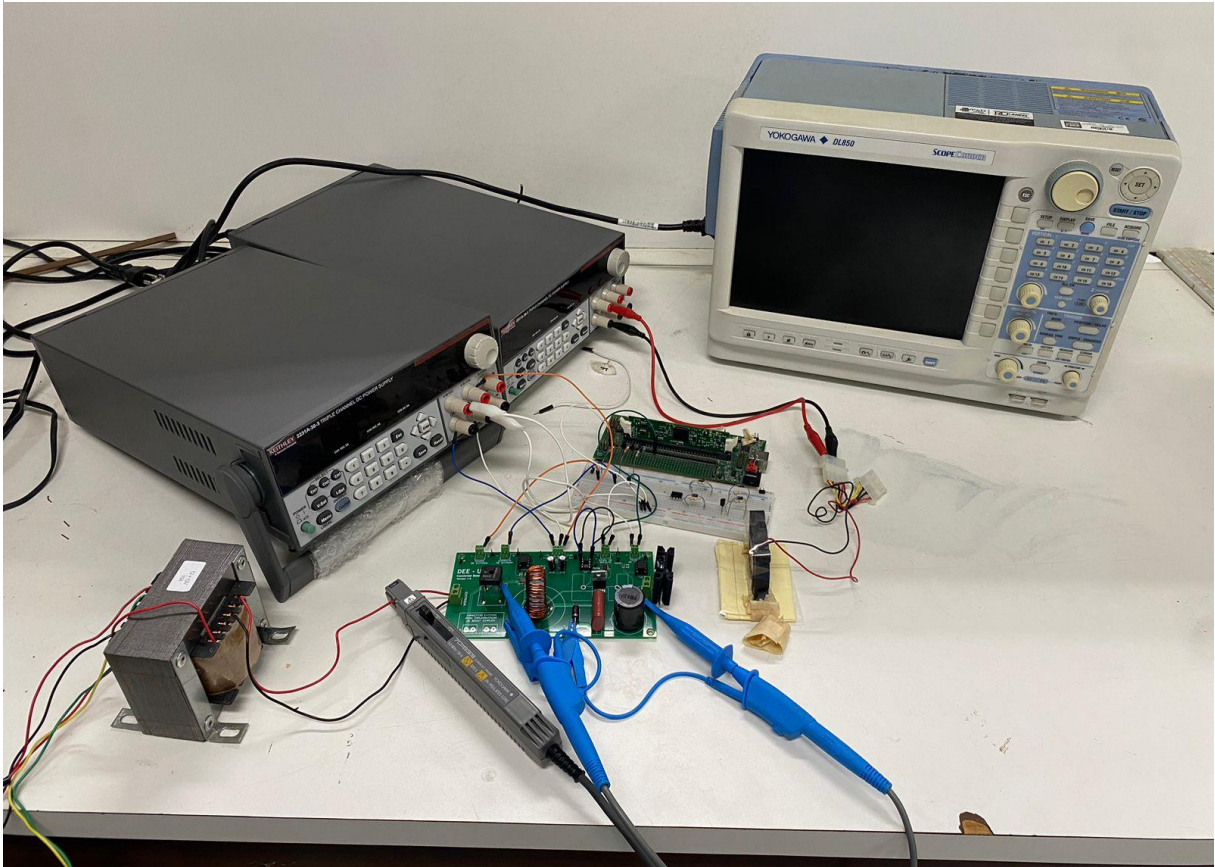
Por fim, é importante apresentar como ficou o kit didático e qual foi a montagem experimental utilizada para obter os resultados desta seção. Na Figura 37 encontra é exibido o conversor Boost PFC montado na PCI em que foram realizados todos os testes acima. Na Figura 38, é apresentado a estrutura utilizada para obtenção dos resultados experimentais, a qual conta com: Duas fontes de tensão ao lado esquerdo da foto, uma é utilizada para fazer uma fonte simétrica para alimentar os amplificadores operacionais, e a outra é utilizada para alimentar o *FAN*; um transformador ao lado esquerdo da foto que é utilizado para fazer a interface entre a rede e o conversor; o osciloscópio ao lado direito na foto utilizado para obter os resultados experimentais apresentados no texto e por fim o DSP e o conversor lado a lado utilizados para fazer o controle de corrente.

Figura 37: Kit didático proposto neste TCC – Conversor Boost PFC montado na PCI.



Fonte: O Autor (2023).

Figura 38: Bancada de testes utilizada nos experimentos



Fonte: O Autor (2023)

5 CONCLUSÃO

O presente trabalho apresentou o desenvolvimento de um kit didático para práticas de controle digital utilizando um conversor Boost PFC. Após a apresentação do kit, resultados experimentais foram utilizados para mostrar a correta aplicação do controle da corrente de entrada e da tensão de saída do conversor Boost PFC.

Durante o desenvolvimento do trabalho de conclusão de curso, o projeto inicial do conversor contemplava o uso de um transformador de alimentação cuja tensão de saída nominal seria de 15Vrms. Contudo, devido a indisponibilidade de transformadores com essas características, foi necessário utilizar um transformador cuja tensão de saída nominal foi 12Vrms. Assim, sugere-se como trabalho futuro deste TCC, refazer o projeto dos componentes para que esse passe uma menor parcela do tempo operando em modo descontínuo, provendo uma melhor eficiência para o conversor e para a atuação do controle. Além disso, para trabalhos futuros seria importante trazer a aplicação de outras estratégias de controle, como o controle repetitivo e o controle PI+Ressonante, pois assim seriam compensadas diretamente as componentes harmônicas que causam maior distorção no sinal, viabilizando que o conversor Boost PFC chegasse a valores mais altos de fator de potência

Por fim, mas não menos importante, a plataforma desenvolvida durante este TCC foi utilizada para obtenção de resultados experimentais de um artigo científico aceito para o Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP/SPEC 2023).

REFERÊNCIAS

- [1] D. De Um, S. De, e T. De, **“UNIVERSIDADE DO ESTADO DO AMAZONAS ESCOLA SUPERIOR DE TECNOLOGIA TAIANE JANAINA SOARES PAIVA DOMINGUES CONFIABILIDADE BURN-IN DE BAIXO CUSTO PARA FONTES CHAVEADAS PARA SIMULAÇÃO DA VIDA ÚTIL DO PRODUTO, COM CAPACIDADE REDUZIDA”**.
- [2] M. C. do B P Rodrigues, J. G. Oliveira, A. A. Ferreira, P. G. Barbosa, e H. A. C Braga, **“CONEXÃO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS À REDE DE ENERGIA ELÉTRICA PARA RECARGA DE BATERIAS: UMA VISÃO GERAL GRID CONNECTION OF ELECTRIC VEHICLES FOR BATTERY CHARGING: A SURVEY”**, p. 193–207.
- [3] L. Roggia, CPF:00751208019, e <http://buscatextual.cnpq.br/buscatextual/visualizacv.do?id=K4713333E3>, **“Estudo, controle e implementação do conversor Boost PFC operando no modo de condução mista”**, nov. 2009, Acessado: 2 de setembro de 2023. [Online]. Disponível em: <http://repositorio.ufsm.br/handle/1/8475>
- [4] K. De Gussemé, D. M. Van de Sype, A. P. Van den Bossche, e J. A. Melkebeek, **“Input current distortion of CCM boost PFC converters operated in DCM”**, *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 4, p. 1685–1690, 2003, doi: 10.1109/PESC.2003.1217710.
- [5] J. Sebastian, J. M. Lopera, J. A. Cobos, e J. Uceda, **“The Determination of the Boundaries Between Continuous and Discontinuous Conduction Modes in PWM DC-to-DC Converters Used as Power Factor Preregulators”**, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 10, nº 5, p. 574–582, 1995, doi: 10.1109/63.406845.
- [6] F. M. Ferreira e D. Santos, **“QUALIDADE DE ENERGIA-COMPARAÇÃO DAS NORMAS IEC 61000-3-2 E IEEE 519”**.
- [7] A. M. Rodrigues, **“INFLUÊNCIA DA DISTORÇÃO HARMÔNICA E DE DESEQUILÍBRIOS EM MEDIDORES DE ENERGIA ELÉTRICA ATIVA INFLUENCE OF HARMONIC DISTORTIONS AND UNBALANCES ON ACTIVE ELECTRIC ENERGY METERS”**.
- [8] F. Mumtaz, N. Zaihar Yahaya, S. Tanzim Meraj, B. Singh, R. Kannan, e O. Ibrahim, **“Review on non-isolated DC-DC converters and their control techniques for renewable energy applications”**, *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 12, nº 4, p. 3747–3763, dez. 2021, doi: 10.1016/J.ASEJ.2021.03.022.
- [9] D. V. S. Reddy e S. Thangavel, **“Review on power electronic boost converters”**, <https://doi.org/10.1080/1448837X.2021.1935091>, vol. 18, nº 3, p. 127–137, 2021, doi: 10.1080/1448837X.2021.1935091.
- [10] D. HART, **“Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos.”**, McGraw Hill Brasil, 2016.
- [11] N. MOHAN, T. M. UNDELAND, e W. P. ROBBINS, **“Power Electronics. Converters, Applications and Design”**.
- [12] D. de Andrade Tavares, **“UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI PRÓ-REITORIA DE PESQUISA CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA**

ELÉTRICA CONCEPÇÃO DE CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS INTEGRADOS COM AMPLA TAXA DE CONVERSÃO”.

- [13] S. Masri, N. Mohamad, e M. H. M. Hariri, “**Design and development of DC-DC buck converter for photovoltaic application**”, *2012 International Conference on Power Engineering and Renewable Energy, ICPERE 2012*, 2012, doi: 10.1109/ICPERE.2012.6287236.
- [14] R. S. Maciel, E. Luiz, e C. G. Freitas, “**CONVERSOR BOOST COM CÉLULA DE COMUTAÇÃO SUAVE ADEQUADO PARA SISTEMAS ININTERRUPTOS DE SUPRIMENTO DE ENERGIA ‘ON-LINE’**”.
- [15] “**Power Electronic Converters: PWM Strategies and Current Control Techniques - Google Livros**”. Acessado: 2 de setembro de 2023. [Online]. Disponível em: https://books.google.com.br/books?hl=pt-BR&lr=&id=5vTtWUOn60AC&oi=fnd&pg=PT9&dq=pwm+techniques+for+converters&ots=7mP5_7f_sQ&sig=cZx3ByUslt8gZRdAwmNb1Hiq_Jw#v=onepage&q=pwm%20techniques%20for%20converters&f=false
- [16] J. Zhang, M. M. Jovanovic, e F. C. Lee, “**Comparison between CCM single-stage and two-stage boost PFC converters**”, *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, vol. 1, p. 335–341, 1999, doi: 10.1109/APEC.1999.749674.
- [17] G. A. TEIXEIRA, “**Comparação de Estratégias de Controle para o Conversor Boost PFC**”, nov. 2022, Acessado: 7 de agosto de 2023. [Online]. Disponível em: <https://repositorio.ufpe.br/handle/123456789/47419>
- [18] K. Ogata, “Engenharia de Controle Moderno”, *Control Engineering*, p. 912, 2011.
- [19] “**UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA RAFAEL CAVALCANTI NETO CONTROLE REPETITIVO IMPLEMENTADO POR ESTRUTURAS REAL E COMPLEXA: uma abordagem unificada**”.
- [20] “**KBPC8 pdf, KBPC8 Description, KBPC8 Datasheet, KBPC8 view :: ALLDATASHEET**”: Acessado: 2 de setembro de 2023. [Online]. Disponível em: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/42445/SEMTECH/KBPC8.html>
- [21] “**IRF640 pdf, IRF640 Description, IRF640 Datasheet, IRF640 view :: ALLDATASHEET**”: Acessado: 2 de setembro de 2023. [Online]. Disponível em: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/17801/PHILIPS/IRF640.html>
- [22] “**TC4428 pdf, TC4428 Description, TC4428 Datasheet, TC4428 view :: ALLDATASHEET**”: Acessado: 2 de setembro de 2023. [Online]. Disponível em: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/75054/MICROCHIP/TC4428.html>
- [23] “**Filter Basics: Anti-Aliasing | Analog Devices**”. Acessado: 2 de setembro de 2023. [Online]. Disponível em: <https://www.analog.com/en/technical-articles/guide-to-antialiasing-filter-basics.html>
- [24] T. Yantt e M. D. F. Wong, “**Recent research development in PCB layout**”, *IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design, Digest of Technical Papers, ICCAD*, p. 398–403, 2010, doi: 10.1109/ICCAD.2010.5654190.

- [25] **“TMS320F2833x, TMS320F2823x Real-Time Microcontrollers”**, 2022, Acessado: 2 de setembro de 2023. [Online]. Disponível em: www.ti.com
- [26] S. Buso e P. Mattavelli, **“Digital Control in Power Electronics”**, 2015, doi: 10.1007/978-3-031-02499-3.
- [27] H. Akagi, E. H. Watanabe, e M. Aredes, **“Instantaneous power theory and applications to power conditioning”**, p. 379, 2007, Acessado: 3 de setembro de 2023. [Online]. Disponível em: <https://www.wiley.com/en-us/Instantaneous+Power+Theory+and+Applications+to+Power+Conditioning%2C+2nd+Edition-p-9781118362105>
- [28] R. C. Neto, F. A. S. Neves, e H. E. P. de Souza, **“Complex Controllers Applied to Space Vectors: A Survey on Characteristics and Advantages”**, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 31, nº 5, p. 1132–1152, out. 2020, doi: 10.1007/S40313-020-00623-7/METRICS.