



**UFRPE**

UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DE PERNAMBUCO  
UNIDADE ACADÊMICA DO CABO DE SANTO AGOSTINHO  
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

BRUNO DE FREITAS LIMA

Projeto e Implementação de um conversor cc-cc *boost*  
com controle Proporcional-Integrativo-Derivativo (PID)

Cabo de Santo Agostinho - PE

2023

BRUNO DE FREITAS LIMA

Projeto e Implementação de um conversor cc-cc *boost*  
com controle Proporcional-Integrativo-Derivativo (PID)

Trabalho de Conclusão de Curso  
apresentado ao curso de Engenharia  
Elétrica da Universidade Federal Rural de  
Pernambuco campus Unidade Acadêmica  
do Cabo de Santo Agostinho como  
requisito parcial a obtenção do título de  
Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Elias Marques F. de Oliveira.

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal Rural de Pernambuco  
Sistema Integrado de Bibliotecas  
Gerada automaticamente, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

L732p Lima, Bruno de Freitas  
Projeto e Implementação de um conversor cc-cc boost com controle Proporcional-Integrativo-Derivativo (PID) / Bruno de Freitas Lima. - 2023.  
103 f. : il.

Orientador: Elias Marques F. de Oliveira.  
Inclui referências e anexo(s).

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Federal Rural de Pernambuco, Bacharelado em Engenharia Elétrica, Cabo de Santo Agostinho, 2023.

1. Arduino. 2. Conversor. 3. PID. 4. Boost. I. Oliveira, Elias Marques F. de, orient. II. Título

CDD 621.3

---

BRUNO DE FREITAS LIMA

Projeto e Implementação de um conversor cc-cc *boost*  
com controle Proporcional-Integrativo-Derivativo (PID)

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho da Universidade Federal Rural de Pernambuco para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 26/04/2023

Banca Examinadora

---

Prof. Dr. Elias Marques Ferreira de Oliveira

Orientador

---

Prof. Dr. Reinel Beltrán de Aguedo

Examinador interno

---

Prof. Dr. Sérgio Vladimir Barreiro Degiorgi

Examinador interno



## DEDICATÓRIA

A todos aqueles que dedicaram sua vida à ciência, buscando melhorar o mundo.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço em primeiro lugar, a Deus, por me permitir alcançar esse objetivo e por ter me fornecido os meios para isso.

Agradeço a meus pais, que nunca me deixaram faltar nada e me permitiram essa conquista. Agradeço por serem meu alicerce.

Agradeço a meu orientador, professor Elias, por sua paciência, prestatividade e dedicação durante o curso e a orientação deste trabalho, assim como suas aulas no curso de canto do coral.

Agradeço aos professores Bruno Oliveira e Ygo Batista do IFPE – Campus Pesqueira, por disponibilizarem seu tempo para a realização das práticas no laboratório.

Agradeço a meu antigo companheiro de turma Júlio César pela oportunidade de estágio em sua empresa.

Agradeço a cada professor, servidor e terceirizado da UACSA, que deu seu melhor como profissional e ser humano e de alguma forma contribuiu positivamente em minha trajetória.

Agradeço ao Vital, Rose e a Alexandrina, meus vizinhos e amigos, por todo o carinho e cuidado.

Agradeço ao Pedro, João P. Ferraz e ao Marcus, pela amizade e todas as horas empreendidas juntos.

Agradeço a todos meus colegas da graduação, que compartilharam todas as lutas e bons momentos.

Agradeço a Thatyane, minha noiva e futura esposa, por acreditar em mim e me apoiar todos os dias sem duvidar. Agradeço também pelo tempo que dedicou a mim, nessa travessia que encerro e que prepara os próximos ciclos das nossas vidas. Agradeço pelos sonhos que almejamos e que nos guiam pelo caminho que devemos percorrer.

Agradeço a mim, por permanecer até aqui.

## RESUMO

Neste trabalho é proposta a análise dos controladores PID desenvolvidos a partir de uma ferramenta matemática, pidtool, definindo os parâmetros dos controladores para controlar um conversor boost. O conversor boost é projetado para garantir uma saída de 15V sendo uma entrada fixa de 5V, são realizados experimentos, sem utilização dos controladores, para confirmar a elevação do nível de tensão. Quando os controladores são inseridos, é definido um *setpoint* de 8V para a saída, de modo a proteger os componentes conectados para eventuais falhas, tratando-se de um protótipo. Através dos parâmetros propostos para o conversor são realizadas simulações computacionais e experimentos práticos para comparação da resposta ao degrau dos controladores propostos. No final deste trabalho é realizada uma discussão sobre os dados coletados, a aplicabilidade da ferramenta pidtool do matlab no projeto de controladores PI, PD e PID e uma breve discussão a respeito de estudos futuros a serem desenvolvidos a respeito do impacto dos diferentes tipos de hardware no controle.

**Palavras Chave:** conversor CC-CC boost; controlador PID; arduino; pidtool.



## **ABSTRACT**

This work proposes the analysis of PID controllers developed using a mathematical tool, pidtool, to define the controller parameters for controlling a boost converter. The boost converter is designed to ensure a 15V output with a fixed 5V input. Experiments without the use of controllers are performed to confirm the voltage level increase. When the controllers are implemented, an 8V setpoint is defined for the output to protect the connected components in case of potential failures, considering it is a prototype. Computational simulations and practical experiments are conducted using the proposed converter parameters to compare the step response of the proposed controllers. Finally, a discussion is held on the collected data, the applicability of the matlab pidtool in designing PI, PD, and PID controllers, and a brief discussion on future studies regarding the impact of different hardware types on control.

**Keywords:** DC-DC Boost Converter; PID controller; Arduino; Pidtool.

## LISTA DE FIGURA

Figura 1 - Circuito do Conversor Boost .....	19
Figura 2 - Corrente no Indutor no modo de Condução Contínua .....	20
Figura 3 - Corrente no Indutor no instante crítico .....	21
Figura 4 - Corrente no Indutor no modo de Condução Descontínua.....	21
Figura 5 – Circuito equivalente conversor boost no estado ligado .....	22
Figura 6 - Circuito equivalente do Conversor Boost Ciclo Desligado .....	23
Figura 7 - Ganho de tensão do Conversor Boost.....	29
Figura 8 - Eficiência do Conversor Boost .....	30
Figura 9 - Sistema de Malha Aberta.....	32
Figura 10 - Sistema de Malha Fechada .....	32
Figura 11 - Estabilidade dos Sistemas no Diagrama de Bode .....	34
Figura 12 - Resposta ao degrau de uma planta arbitrária .....	36
Figura 13 - Resposta ao Degrau Controladores Clássicos .....	40
Figura 14 - Reação do Controle Proporcional ao aumento de $K_p$ .....	40
Figura 15- Resposta do Controle Integral ao aumento de $T_i$ .....	41
Figura 16 - Resposta do Controle Integral ao aumento de $T_d$ .....	41
Figura 17 - Modelo de rede de Espaço de Estados .....	43
Figura 18 - Diagrama de Blocos Sistema de Controle Linear no tempo.....	44
Figura 19 - Conversor boost.....	45
Figura 20 - Conversor boost estado de ciclo ativo .....	46
Figura 21 - Conversor boost estado de ciclo inativo.....	46
Figura 22 -Malha fechada de um conversor cc qualquer .....	52
Figura 23 - Arduino Uno .....	54
Figura 24 - Conversor boost e Circuito divisor de tensão.....	57
Figura 25 - Diagrama de Bode do Boost Ideal em Malha Aberta .....	61
Figura 26- Diagrama de Bode do Boost Real em Malha Aberta .....	62
Figura 27 - Resposta ao Degrau do boost(real) em malha aberta .....	62
Figura 28- Ferramenta de Ajuste pidtool no Matlab .....	64
Figura 29 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RL - ( $T_A/T_M$ ).....	66
Figura 30 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RL - $T_R$ ).....	66
Figura 31 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RL – $T_A \times T_M \times T_R$ .....	67
Figura 32 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RM - ( $T_A/T_M$ ).....	68

Figura 33 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RM - TR .....	68
Figura 34 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RM TA x TM x TR .....	69
Figura 35 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RR - TL .....	70
Figura 36 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RR - TM .....	70
Figura 37 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RR - TR.....	71
Figura 38 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RR – TM x TR.....	72
Figura 39 - Diagrama de Bode do Controlador PID.....	73
Figura 40 - Diagrama de Bode do boost em malha fechada (PID).....	74
Figura 41 - Bancada de experimentos .....	75
Figura 42 - Gráfico de Tensão x Ciclo de Trabalho.....	77
Figura 43 - Gráfico de corrente x Ciclo de Trabalho.....	77
Figura 44 – Resposta degrau boost Sem Controle .....	79
Figura 45 – Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost sem controle ...	79
Figura 46 - Resposta degrau boost PID RL(TA/TM) .....	80
Figura 47 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RL(TA/TM)	81
Figura 48 - Resposta degrau boost PID RL(TR) .....	82
Figura 49 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RL(TR).....	82
Figura 50 - Resposta degrau boost PID RM(TA/TM) .....	83
Figura 51 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RM(TA/TM) .....	84
Figura 52 - Resposta degrau boost PID RM(TR) .....	85
Figura 53 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RM(TR).....	85
Figura 54 - Resposta degrau boost PID RR(TA)(5,32V/div), escala horizontal (100ms/div).....	86
Figura 55 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RR(TA) .....	87
Figura 56 - Resposta degrau boost PID RR(TM) .....	88
Figura 57 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RR(TM).....	88
Figura 58 - Resposta degrau boost PID RR(TR).....	89
Figura 59 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RR(TR) .....	90

## LISTA DE TABELA

Tabela 1 - Características do Conversor AD .....	55
Tabela 2 - Parâmetros do projeto do conversor .....	58
Tabela 3 - Componentes do projeto .....	59
Tabela 4 - Parâmetros Controladores PID RM.....	69
Tabela 5 - Parâmetros Controladores PID de Resposta Rápida .....	71
Tabela 6 - Parâmetros Controladores PID Resposta Média e Resposta Rápida .....	72
Tabela 7 - Parâmetros Sem Controle x Controle PID.....	74
Tabela 8 - Mapeamento das Leituras.....	75
Tabela 9 - Características Teóricas e de Simulação boost sem controle .....	80
Tabela 10 - Características Teóricas e de Simulação boost PI RL(TA/TM) .....	81
Tabela 11 - Características Teóricas e de Simulação boost PID RL(TR).....	83
Tabela 12- Características Teóricas e de Simulação boost PID RM TA/TM .....	84
Tabela 13 - Características Teóricas e de Simulação boost RM(TR).....	86
Tabela 14 - Características Teóricas e de Simulação boost PID RR(TA) .....	87
Tabela 15 - Características Teóricas e de Simulação boost PID RR(TM).....	89
Tabela 16 - Características Teóricas e de Simulação boost PID RR(TR) .....	90

## LISTA DE QUADROS

Quadro 1 - Características dos principais modelos de Arduino.....	55
---	----

## Sumário

<b>1. INTRODUÇÃO</b> .....	14
1.1. CONVERSORES CC-CC .....	14
1.2. CHAVES ELETRÔNICAS.....	14
1.3. OBJETIVOS.....	15
1.4. MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA.....	15
1.5. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	16
1.6. METODOLOGIA.....	17
<b>2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> .....	19
2.1. O CONVERSOR CC BOOST.....	19
2.2. TEORIA DE CONTROLE.....	30
2.2.1 Resposta em Frequência.....	33
2.2.2 Resposta Temporal.....	34
2.2.3 Controladores .....	36
2.2.4 Respostas típicas dos controladores .....	40
2.3 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST ATRAVÉS DO ESPAÇO DE ESTADO .....	42
2.4 LINEARIZAÇÃO DO MODELO.....	51
2.5 DESIGN DE CONTROLADORES .....	52
2.6 ARDUINO .....	53
2.6.1 Conversor Analógico Digital (ADC).....	54
2.6.2 Clock de Amostragem .....	55
2.6.3 Funções de Ajuste do Controle sobre o Controlador .....	56
<b>3. PROJETO DE UM CONVERSOR BOOST</b> .....	57
3.1. REQUISITOS DO CONVERSOR.....	58
<b>4. SIMULAÇÃO MATLAB</b> .....	60
4.1. BOOST IDEAL.....	60

4.2. BOOST REAL.....	61
4.2.1. Sem Controle.....	61
4.2.2. Projeto dos Controladores.....	63
4.2.5 Controle PID.....	65
<b>5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÕES.....</b>	<b>75</b>
5.1. MAPEAMENTO DE LEITURAS.....	75
5.2. RESPOSTAS AO DEGRAU UNITÁRIO.....	77
5.2.1. Sem Controle.....	78
5.2.2. Controladores (PID RL-TA) e (PID RL-TM).....	80
5.2.3. Controlador (PID RL-TR).....	81
5.2.4. Controladores (PID RM-TA) e (PID RM-TM).....	83
5.2.5. Controlador (PID RM-TR).....	84
5.2.6. Controlador (PID RR-TA).....	86
5.2.7. Controlador (PID RR-TM).....	87
5.2.8. Controlador (PID RR-TR).....	89
<b>6. CONCLUSÃO.....</b>	<b>91</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>93</b>
<b>ANEXO A – CÓDIGO PARAMETRIZAÇÃO MATLAB.....</b>	<b>95</b>
<b>ANEXO B – CÓDIGO CONTROLE PID ARDUINO.....</b>	<b>97</b>
<b>ANEXO C – CARACTÉRISTICAS DE DESIGN CONTROLADOR PI.....</b>	<b>102</b>
<b>ANEXO D – CARACTÉRISTICAS DE DESIGN CONTROLADOR PD.....</b>	<b>103</b>
<b>ANEXO E – CARACTÉRISTICAS DE DESIGN CONTROLADOR PID.....</b>	<b>104</b>

## 1. INTRODUÇÃO

### 1.1. CONVERSORES CC-CC

De acordo com Ahmed (2000), os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos que convertem uma tensão contínua CC em outra tensão contínua de nível diferente, através de diversas técnicas como fontes chaveadas e/ou reguladas.

Uma técnica utilizada para a criação de conversores CC é a utilização de circuitos chaveados, controlados a partir da técnica denominada *PWM* (*pulse-width modulation* – modulação por largura de pulso). Existem dois circuitos fundamentais de conversores cc-cc: *step-down* e *step-up* também conhecidos como *buck* e *boost* respectivamente. O valor médio da tensão de saída varia quando se altera a proporção do tempo no qual a saída fica ligada à entrada. Existe ainda um híbrido dos modelos citados, chamado de *buck-boost*, sendo este capaz de aumentar ou reduzir o nível de saída.

A característica do chaveamento dos conversores possibilita seu funcionamento através de elementos armazenadores de energia, que não alcançam a carga plena devido a variação dos estados da chave eletrônica.

### 1.2. CHAVES ELETRÔNICAS

Segundo Hart (2012), uma chave eletrônica é um circuito caracterizado por dois estados ligado e desligado, no estado ligado o elemento apresenta resistência desprezível entre os terminais, já no estado desligado apresenta resistência infinita, idealmente sendo ambos um curto-circuito ou um circuito aberto. Se a chave é ideal, ou a tensão ou a corrente é zero, então a potência consumida por ela é zero. Os dispositivos reais consomem alguma potência quando fazem transição entre os estados ligado e desligado.

As chaves eletrônicas tem duas características importantes. Existe um intervalo de tempo necessário para que a chave faça a transição do seu estado e de forma ideal a chave não deve apresentar característica armazenadora de energia.

As chaves eletrônicas podem ser implementadas como elementos de circuitos como diodo, tiristor e transistor.



### 1.3. OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo o projeto e implementação de um conversor CC-CC do tipo *boost* controlado por controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID). O conversor será sintonizado através do uso de softwares de simulação matemática.

Sendo os objetivos específicos:

- a) Definir os requisitos do conversor cc-cc(*boost*);
- b) Desenvolver a programação do microcontrolador;
- c) Projetar e testar em laboratório o circuito conversor e o circuito de controle;
- d) Desenvolver simulações computacionais;
- e) Realizar experimentos em laboratório para apreciação e comparação dos resultados;
- f) Debater a aplicabilidade do método de controle no conversor *boost* para diferentes objetivos.

### 1.4. MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

A evolução tecnológica vivida pela humanidade nos últimos séculos é resultado de suas crescentes necessidades. Dessa evolução tecnológica pode-se atribuir grande influência à revolução industrial e à utilização da energia elétrica. As necessidades da sociedade atual envolvem uma melhor utilização dos recursos e melhor desempenho das tecnologias desenvolvidas.

Os conversores CC-CC de tipo *boost* são amplamente utilizados em circuitos eletrônicos e em tecnologias atuais que estão em fase de aperfeiçoamento tecnológico, como os sistemas fotovoltaicos e a indústria automotiva, porém, ainda apresentam algumas dificuldades relacionadas ao seu avanço, como problemas de estabilidade e eficiência em conversores em cascata.

Controlar a saída de tensão de um conversor para um nível desejado significa garantir que as características de uma carga, seja uma bateria automotiva ou uma unidade residencial por exemplo, sejam atendidas com a maior eficiência possível.

Esse estudo tem como motivação o desenvolvimento de um conversor *boost* controlado pelos diferentes modelos de controle PID que podem ser desenvolvidos utilizando uma ferramenta de autoajuste, buscando observar o impacto das diferentes características dos modelos de controlador projetados.

## 1.5. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Uma necessidade para todos os projetos de engenharia é a busca por sistemas e equipamentos com a máxima eficiência possível e o mínimo desperdício de recursos. Em particular o aperfeiçoamento constante dos circuitos eletrônicos, como os conversores cc-cc, e o avanço das tecnologias de controle permitem o alcance deste objetivo.

Ogata (2003) cita que o primeiro registro do controle automático data do século XVIII e é relacionado ao regulador centrífugo, cuja função era regular a velocidade de uma máquina a vapor. Outros registros relevantes do controle fazem menção ao controle na pilotagem de embarcações, em meados do ano 1922. Ao decorrer dos anos o estudo e aperfeiçoamento das técnicas de controle tornou possível a realização de projetos cada vez mais complexos, desenvolvendo-se dessa forma as teorias de controle conhecidas (Controle clássico, controle moderno e controle robusto). Alguns exemplos de aplicações recentes de pesquisadores nacionais incluem:

Figueiro (2013) em seu trabalho, realiza o desenvolvimento de um conversor de alto ganho de nível de tensão em corrente contínua com ênfase no carregamento de células de energia para veículos. Ao final do trabalho o autor sugere o desenvolvimento de um sistema de controle com uma resposta mais adequada ao sistema.

França, Dupont e Pinheiro (2020), realizam um estudo de caso a respeito da origem dos problemas de estabilidade para conversores *boost* em cascata. Os autores concluem no fim do trabalho que o problema da estabilidade não depende apenas de problemas ligados ao controlador, mas sim, das características dinâmicas não modeladas que são geradas pelo acoplamento dos conversores. Quanto mais sofisticado for o projeto do conversor em cascata, menor será a instabilidade do sistema.

Ribeiro (2011), desenvolve um estudo da aplicação de um conversor *boost* controlando sistemas fotovoltaicos autônomos, ou seja, desconectados da rede de distribuição de energia elétrica. O conversor utilizado é um sistema *boost* em cascata, controlado por um DSP (Processador Digital de Sinais, do inglês, *Digital Signal Processor*) aplicando a técnica de controle proporcional-integrativo, ou PI. Em seu trabalho o autor afirma que o controle dos dois conversores em cascata foi realizado por um único controlador e que o processo de carregamento das baterias foi otimizado.

Fábio (2014), realiza um estudo comparativo para conversores cc-cc de tipo *buck* e tipo *boost* controlados pelas técnicas de controle clássicas e as técnicas de controle moderno. O autor pontua que diferentes técnicas de controle têm resultados positivos para diferentes condições de operação. No caso do conversor *boost*, de forma geral, a utilização do controle moderno apresentou menores sobressinais e maiores tempos de estabelecimento comparados aos métodos de controle clássico.

As crescentes demandas do mundo globalizado, a escassez de recursos, limitações físicas e temporais exigem que a tecnologia seja desenvolvida de forma acelerada. Para atender às necessidades da humanidade o aperfeiçoamento constante do conhecimento e das tecnologias se faz necessário. No cenário atual, sistemas que dependem de entradas ou saídas variáveis estão cada vez mais presentes e em ascensão, como é o caso de baterias para veículos elétricos ou sistemas fotovoltaicos. Aperfeiçoar ou desenvolver as técnicas de controle, ainda que seja clássico, mostra-se necessário.

## 1.6. METODOLOGIA

O trabalho será dividido em 5(cinco) partes, na primeira será desenvolvida toda a fundamentação teórica necessária para a compreensão deste trabalho.

Na segunda será realizado o projeto, sendo definidos os requisitos de funcionamento do conversor, desenvolvimento da programação a ser utilizada pelo controlador e simulação em ferramenta computacional de modo a comparar com os resultados dos experimentos.

Na terceira parte será realizada confecção do conversor e do circuito de condicionamento.

Na quarta parte serão desenvolvidos os experimentos em laboratório, coleta e comparação das tensões e correntes de entrada e saída e as formas de onda dos gráficos para uma carga simulada.

Na quinta parte será desenvolvida a conclusão baseada nas informações levantadas e nos estudos realizados.

## 2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1. O CONVERSOR CC BOOST

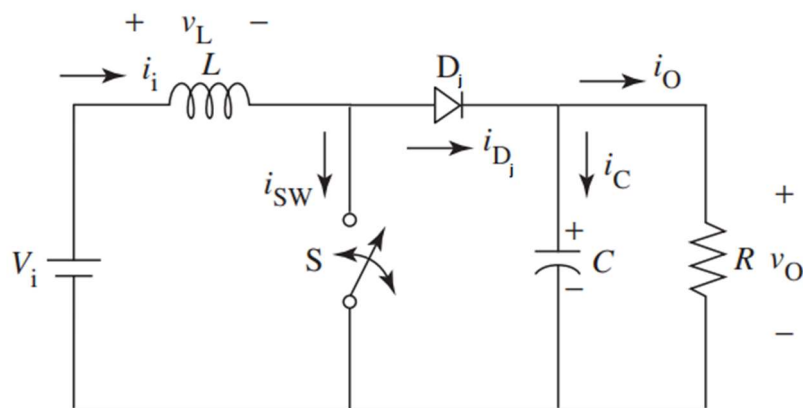
De acordo com Hart (2012) o conversor *boost* é um conversor chaveado que funciona pelo fechamento e abertura ou comutação periódica de uma chave eletrônica. Sua principal aplicação é em fontes de alimentação CC reguladas e na frenagem regenerativa de motores CC. Sua principal característica é que sua tensão de saída é maior que a tensão aplicada na entrada.

O funcionamento do conversor *boost* se dá em dois momentos, que podem ser diferenciados através dos ciclos ativos e inativos de trabalho, sendo os tempos em que a chave eletrônica permanece fechada e aberta, respectivamente  $DT$  e  $(1-D)T$ . O tempo somado de ambos os ciclos é o período de chaveamento ( $T$ ), sendo  $D$  o ciclo de trabalho, contido entre 0 e 1.

No ciclo inativo, ocorre a abertura do elemento chaveador, a corrente flui diretamente pelo indutor e o diodo alimentando a carga e recarregando o capacitor, somando a tensão do indutor e da fonte de forma a acumular energia. Quando ocorre a mudança para o ciclo ativo, o elemento chaveador passa a estar fechado, o indutor recarrega através da fonte de alimentação e o capacitor descarrega a energia acumulada para a carga.

O modelo ideal do conversor em questão é mostrado na Figura 1, sendo  $V_i$ , a tensão de entrada e  $v_o$  a tensão aplicada à carga.

Figura 1 - Circuito do Conversor *Boost*



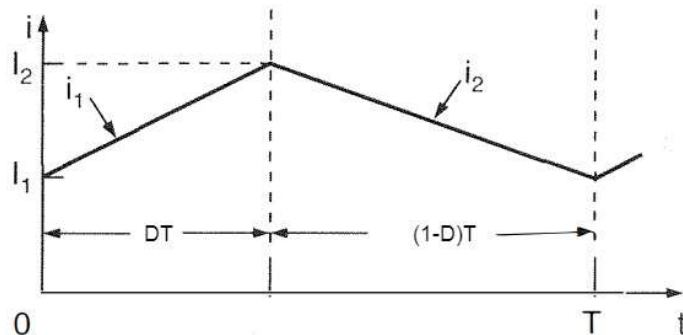
Fonte: Adaptado de AHMED, 2000, p.326.

Se o elemento chaveador permanecer no estado inativo por muito tempo eventualmente o capacitor estará completamente carregado, anulando a corrente do indutor (desconsiderando a corrente da carga). Caso esse estado seja atingido, denominamos este como o modo de condução descontinua (MCD). Caso esse estado nunca seja atingido, o indutor permanece em condução durante todo o ciclo de trabalho, sendo este o Modo de Condução Contínua (MCC). A fronteira entre estes dois modos é denominada Modo de Condução Crítica, que ocorre quando a corrente é anulada no exato momento de chaveamento.

Na figura 2 são exibidas as correntes no indutor quando o conversor trabalha em Modo de Condução Contínua (MCC), modo de condução crítica, Figura 3, e em modo de condução descontinua (MCD), Figura 4.

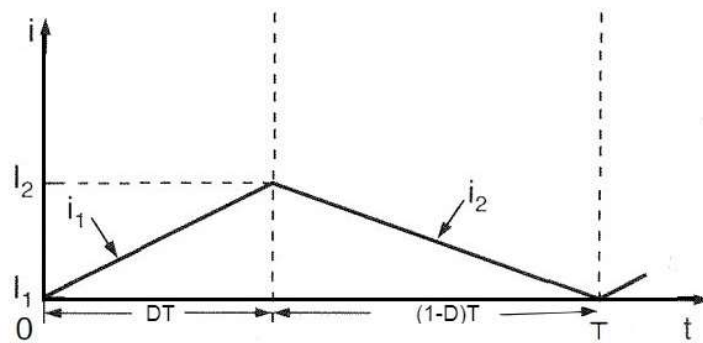
O conversor a ser estudado trabalhará em Modo de Condução Contínua, pois nesse modo o ciclo de comutação repetido permite que o conversor boost aumente a tensão de entrada para um valor maior na saída. O ganho de tensão do conversor boost é determinado pela relação entre o tempo de condução (quando a chave está fechada) e o tempo de desligamento (quando a chave está aberta), permitindo a transferência de energia do indutor para o capacitor de saída e, assim, aumentando a tensão de saída.

Figura 2 - Corrente no Indutor no modo de Condução Contínua



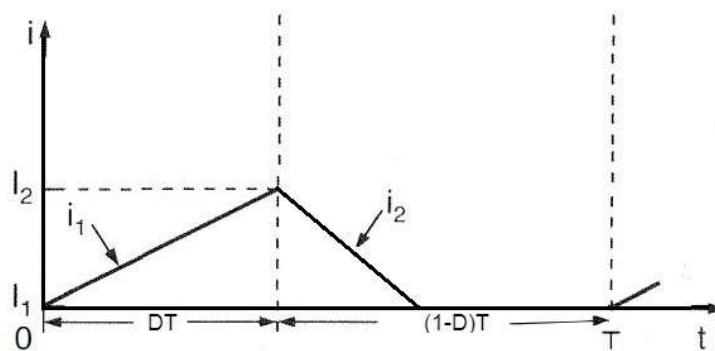
Fonte: Adaptado de POMILIO, 2020.

Figura 3 - Corrente no Indutor no instante crítico



Fonte: Adaptado de POMILIO, 2020.

Figura 4 - Corrente no Indutor no modo de Condução Descontínua



Fonte: Adaptado de POMILIO, 2020.

### 2.1.1. ANÁLISE DO CIRCUITO: Ciclo Ativo

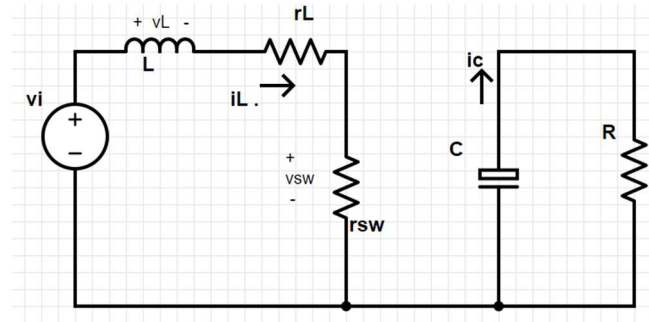
Na Figura 5 é exibido o circuito equivalente do conversor *boost* quando a chave está acionada no ciclo ativo.

Quando a chave S está no estado *ligado*, o indutor é alimentado, adquirindo tensão equivalente à fonte de alimentação, porém sua corrente cresce ao longo do tempo de maneira exponencial que pode ser aproximada de forma linear quando a constante de tempo for maior que o período de chaveamento, Hart (2000).

Uma forma de representar as resistências de componentes de um circuito, é adicionando uma resistência em série ao componente e a nomeando como **resistência dinâmica**, sendo ela a inclinação da resistência no ponto central de operação (equação 1), este é o primeiro termo da série de Taylor sendo uma boa aproximação para sinais que variam pouco em torno do ponto central  $\bar{v}$ . Foram adotadas as nomenclaturas  $r_L$ ,  $r_{sw}$  e  $r_{dj}$  para as resistências dinâmicas do indutor, da chave e do diodo, respectivamente.

$$r_d = \left. \frac{dv}{di} \right|_{\bar{v}} \quad (1)$$

Figura 5 – Circuito equivalente conversor boost no estado ligado



Fonte: Adaptado de AHMED, 2000, p. 327.

Realizando a análise da malha esquerda pelas leis de Kirchoff, considerando as resistências do indutor e da chave tem-se:

$$v_L = v_i - i_L r_L - i_L r_{SW} \quad (2)$$

Sendo:

$r_L$  – Resistência do Indutor [ $\Omega$ ];

$r_{SW}$  – Resistência de Chaveamento (ligado) [ $\Omega$ ];

Considerando que o circuito é ideal e as resistências do indutor e da chave são desprezíveis, dessa forma a equação (2) torna-se:

$$v_L = v_i = L \frac{di_{sw}}{dt} \quad (3)$$

Escrevendo (3) como:

$$\frac{di_{sw}}{dt} = \frac{v_i}{L} \quad (4)$$

Enquanto a chave estiver fechada a corrente no indutor aumenta exponencialmente, podendo ser aproximada de forma linear, então a taxa de variação da corrente pode ser descrita como:



$$\Delta i_{L(\text{ligado})} = \frac{v_i DT}{L} \quad (5)$$

Na malha direita, aplicando a análise pelas leis de Kirchoff a corrente do capacitor pode ser descrita como:

$$i_c = -\frac{v_o}{R} \quad (6)$$

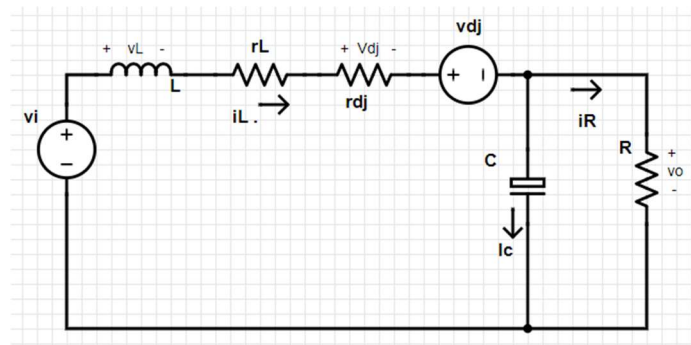
O ganho de tensão obtido pela carga conectada ao conversor *boost* ocorre em função dos diversos chaveamentos do circuito, que estabelece uma tensão de saída maior que a tensão de entrada do sistema. Essa situação ocorre, pois em dado momento do chaveamento a carga está conectada à tensão do capacitor, esta, equivalendo à tensão somada do indutor com a tensão da fonte de alimentação nos ciclos de chaveamento.

### 2.1.2. ANÁLISE DO CIRCUITO: Ciclo Inativo

Na Figura 6 temos o circuito do *boost* no estado desligado da chave, onde estão representadas as resistências dinâmicas do indutor e do diodo.

Quando a chave muda de estado para *desligado* a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor, através do diodo. A tensão induzida no indutor se somará à fonte de tensão, aumentando dessa forma a tensão de saída, Hart (2000).

Figura 6 - Circuito equivalente do Conversor *Boost* Ciclo Desligado



Fonte: Adaptado de AHMED, 2000, p. 327.

Analisando a malha esquerda pela lei de Kirchoff obtem-se:

$$v_L = v_i - i_L R_L - i_L r_{dj} - v_{dj} - v_o \quad (7)$$

Considerando que o circuito é ideal e as resistências do indutor e da chave são desprezíveis, dessa forma a equação (7) torna-se:

$$v_L = v_i - v_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (8)$$

Onde:

$r_L$  – Resistência do Indutor [ $\Omega$ ];

$r_{dj}$  – Resistência do diodo [ $\Omega$ ];

$v_{dj}$  – Queda de Tensão no diodo [V].

Reescrevendo (8), para apenas um único período de comutação:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_i - v_o}{L} \quad (9)$$

Em um único período de comutação, a variação do tempo onde a comutação encontra-se em estado inativo equivale ao produto da parcela inativa do ciclo de trabalho com o período de tempo da comutação de um ciclo de trabalho completo.

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{v_i - v_o}{L} \quad (10)$$

$$\Delta i_{L(\text{desligado})} = \frac{(v_i - v_o)(1-D)}{Lf_s} \quad (11)$$

Sendo:

$f_s$  – Frequência de Chaveamento dos estados da chave eletrônica do circuito [Hz].

$$f_s = 1/T$$

Para garantir o funcionamento em regime permanente, a variação líquida da corrente do indutor deve ser zero, ou seja.

$$\Delta i_{L(\text{ligado})} + \Delta i_{L(\text{desligado})} = 0 \quad (12)$$

Substituindo as equações (5) e (11) na (12):

$$\frac{(v_i - v_o)(1 - D)T}{L} + \frac{v_i DT}{L} = 0 \quad (13)$$

Resolvendo em função de  $v_o$ :

$$v_o = \frac{v_i}{(1 - D)} \quad (14)$$

Ao analisar o circuito na figura 4 através das leis de Kirchoff para a malha da direita, a corrente do capacitor é:

$$i_c = i_L - \frac{v_o}{R} \quad (15)$$

Tratando-se de um circuito ideal, as perdas são desprezadas, dessa forma a potência de saída deve ser igual à potência de entrada:

$$P_o = v_o i_o = \frac{v_o^2}{R} \quad (16)$$

$$P_i = v_i i_L \quad (17)$$

$$P_o = P_i \quad (18)$$

$$v_o i_o = v_i i_L \quad (19)$$

Isolando em função da corrente média do indutor:

$$\bar{i}_L = \frac{v_o i_o}{v_i} = \frac{v_o^2}{v_i R} = \frac{v_i}{(1 - D)^2 R} \quad (20)$$

As correntes máximas e mínimas do indutor podem ser obtidas através das seguintes expressões:

$$i_{L(max)} = \frac{v_i}{(1-D)^2 R} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (21)$$

$$i_{L(min)} = \frac{v_i}{(1-D)^2 R} - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (22)$$

O limite crítico dos modos de condução contínua e descontínua é determinado por:

$$i_{L(min)} = 0 = \frac{v_i}{(1-D)^2 R} - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (23)$$

Resolvendo essa equação em função da indutância crítica, é obtida a seguinte equação:

$$i_{L(min)} = 0 = \frac{v_i}{(1-D)^2 R} - \frac{v_i DT}{2L} \quad (24)$$

$$\frac{v_i}{(1-D)^2 R} = \frac{v_i DT}{2L} \quad (25)$$

Isolando em função da indutância (L):

$$L = \frac{v_i DT (1-D)^2 R}{2v_i} \quad (26)$$

$$L_{crítico} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f_s} \quad (27)$$

Para garantir o funcionamento do conversor no modo de condução contínua, a indutância do projeto deve ser maior que a indutância crítica. Se resolvermos a equação (5) em função do valor do indutor:

$$L_{min} = \frac{v_i D}{\Delta i_L f_s} \quad (28)$$

### 2.1.3. OBTENDO A TENSÃO DE ONDULAÇÃO DA SAÍDA

A flutuação sobre a carga do capacitor pode ser calculada por:

$$|\Delta Q| = \left(\frac{\bar{v}_o}{R}\right) DT = C\Delta v_o \quad (29)$$

A tensão da ondulação pode ser expressa por:

$$\frac{\Delta v_o}{\bar{v}_o} = \frac{D}{RCf_{sw}} \quad (30)$$

Isolando em função do capacitor:

$$C = \frac{D}{(\Delta v_o/\bar{v}_o)Rf_{sw}} \quad (31)$$

### 2.1.4. POTÊNCIA DE SAÍDA E EFICIÊNCIA REAL

Supondo que a corrente do indutor seja aproximadamente constante, então a corrente da fonte é a mesma fornecida ao indutor e a corrente média do indutor é a mesma corrente média na carga. A potência fornecida pela fonte deve ser a mesma consumida pela resistência da carga e as resistências dinâmicas do indutor e do diodo.

$$P_i = P_o + P_{r_L} + P_{d_j} \quad (32)$$

A potência consumida no diodo ocorre apenas em seu ciclo de funcionamento. Expandindo a equação (32):

$$v_i i_L = v_o i_{d_j} + i_L^2 r_L + i_{d_j}^2 r_{d_j} \quad (33)$$

A corrente média no diodo é:

$$i_{d_j} = i_L(1 - D) \quad (34)$$

Substituindo (34) em (33):

$$v_i i_L = v_o i_L(1 - D) + i_L^2 r_L + i_L^2 (1 - D)^2 r_{d_j} \quad (35)$$

Simplificando (35):

$$v_i = v_o(1 - D) + i_L r_L + i_L (1 - D)^2 r_{d_j} \quad (36)$$

Outra forma de representar a corrente do indutor é:

$$i_{d_j} = \frac{v_o}{R} = i_L(1 - D) \quad (37)$$

Substituindo a corrente do indutor da equação (37) em (36):

$$v_i = v_o(1 - D) + \frac{v_o}{R(1 - D)} r_L + \frac{v_o}{R(1 - D)} (1 - D)^2 r_{d_j} \quad (38)$$

Simplificando a equação (38):

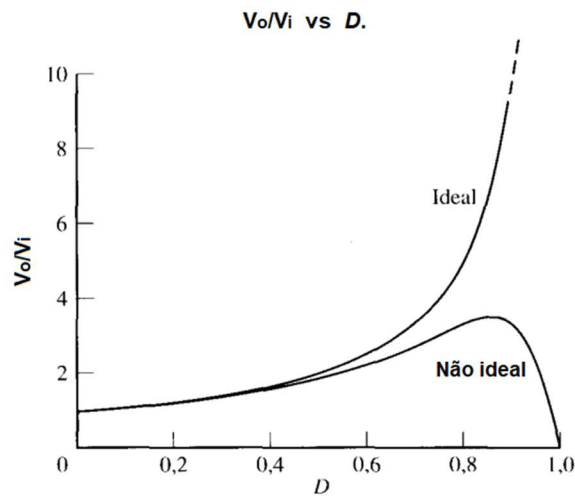
$$v_i = v_o \left[ (1 - D) + \frac{1}{R(1 - D)} (r_L + (1 - D)^2 r_{d_j}) \right] \quad (39)$$

Então a relação da tensão de saída pela tensão de entrada real pode ser definida como:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{\left[ (1 - D) + \frac{1}{R(1 - D)} (r_L + (1 - D)^2 r_{d_j}) \right]} \quad (40)$$

Invertendo a equação 14, obtém-se a equação que define o ganho do conversor *boost* ideal em função do ciclo de trabalho e a equação 40 define o ganho de tensão real, plotados na Figura 7.

Figura 7 - Ganho de tensão do Conversor Boost



Fonte: Adaptado de HART, 2012, p. 221.

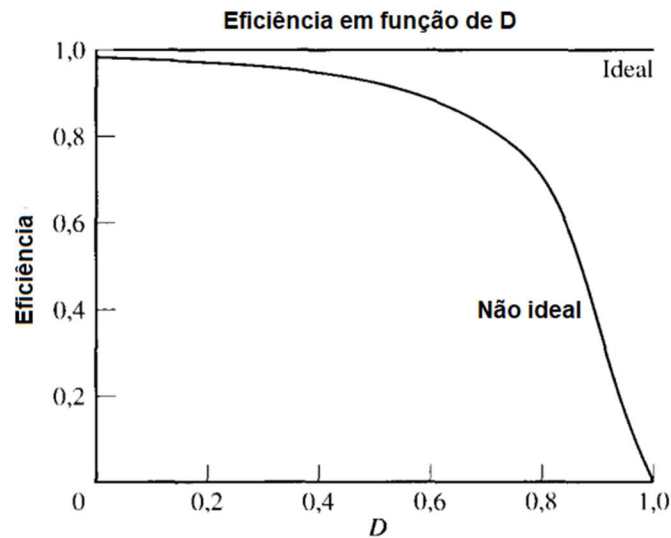
As eficiências ideal e real podem ser calculadas considerando as potências envolvidas no sistema.

$$n = \frac{P_o}{P_i + P_{rL} + P_{d_j}} \quad (41)$$

$$n = \frac{\frac{v_o^2}{R}}{\frac{v_i^2}{R} + i_L^2 r_L + i_{d_j}^2 r_{d_j}} \quad (42)$$

A Figura 8 descreve o gráfico que relaciona a eficiência do conversor *boost*, para os casos ideal, onde as perdas são desprezíveis, e para o caso real onde as perdas são consideradas.

Figura 8 - Eficiência do Conversor Boost



Fonte: Adaptado de HART, 2012, p. 221.

## 2.2. TEORIA DE CONTROLE

As teorias de controle dividem-se em três, sendo elas, o controle clássico, o controle moderno e o controle robusto. No controle clássico são descritos sistemas que comportam apenas uma entrada e uma saída, o que é insuficiente para sistemas com múltiplas entradas e saídas. O controle moderno foi desenvolvido graças à disponibilidade dos computadores de alta capacidade de processamento, possibilitando a aplicação de sistemas com muitas entradas e saídas além de análises em função do domínio do tempo.

A teoria clássica de controle se concentra nos métodos de resposta em frequência e no lugar das raízes, o controle moderno baseia-se na análise do domínio do tempo em sistemas de equações diferenciais.

Segundo Ogata (2003) a estabilidade do sistema é sensível à discrepância entre o seu comportamento real e o modelo matemático, em outras palavras, aplicar o controlador projetado através de um modelo pode resultar em um sistema não estável. Isso ocorre quando as diferenças são suficientes para cruzar as fronteiras de estabilidade. Para evitar esta situação, o sistema deve ser projetado estabelecendo uma margem de erros possíveis, garantindo que o sistema projetado seja sempre estável. Essa é a definição do controle robusto, que surgiu como consequência do controle moderno.



Definições de sistemas de controle:

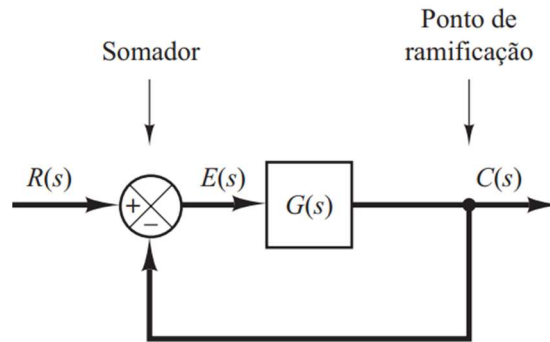
- *Variável controlada* é a grandeza a ser monitorada e controlada;
- *Variável manipulada* sofre a ação do controle realizado pelo sistema. As variáveis podem descrever sistemas físicos ou descrever um comportamento abstrato.
- *Planta* é uma parte de um equipamento ou um conjunto de equipamentos que funcionam de maneira conjunta.
- *Sistema* é a combinação de componentes, partes, ou objetos que estão conectados e se relacionam para desempenhar uma função;
- *Distúrbio* é um sinal, interno ou externo, que afeta de maneira adversa a variável de saída de um sistema;
- *Erro* é a diferença entre a entrada e saída para uma entrada;
- *Erro de estado estacionário* é o limite do erro quando o tempo tende ao infinito;
- *Tempo de subida* é o tempo para que a resposta leve de seu valor inicial até o 100%;
- *Tempo de Acomodação* é o tempo que a resposta leva para alcançar valores em uma faixa estabelecida;
- *Compensador*: é um circuito que realiza a compensação das fases de um sistema.

Um sistema pode ser caracterizado de duas formas: em malha aberta e em malha fechada, sendo suas configurações referentes às Figuras 9 e 10 respectivamente.

*Sistema de Malha Aberta*: o sinal de saída não exerce nenhuma ação de controle no sistema, ou seja, o sinal de saída não é realimentado com a entrada, dessa forma o sistema depende de uma calibração precisa. Na prática os sistemas de malha aberta são utilizados quando a entrada e saída são conhecidas e não existem distúrbios.

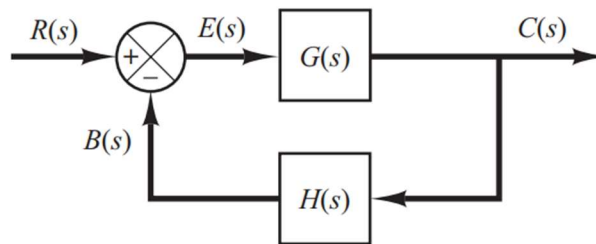
*Sistema de Malha fechada:* o sinal de erro atuante, que é a diferença entre o sinal de entrada e o sinal de realimentação, aciona o controlador, de maneira a minimizar o erro e ajustar a saída para um valor desejado.

Figura 9 - Sistema de Malha Aberta



Fonte: OGATA, 2010, p. 16.

Figura 10 - Sistema de Malha Fechada



Fonte: OGATA, 2010, p. 16.

De acordo com Ogata (2003), um sistema pode ser estudado através de sua função de transferência, sendo representada por um modelo matemático que relaciona a suas saídas e entradas. Essa função de transferência se relaciona com a forma em que o sistema opera (malha aberta ou malha fechada).

Para o sistema de malha aberta podemos escrever a função de transferência como:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = G_1(s)G_2(s) \quad (43)$$

Para o sistema de malha fechada a função de transferência pode ser encontrada a partir da seguinte resolução conforme.

$$C(s) = G(s)E(s) \quad (44)$$

$$E(s) = R(s) - B(s) \quad (45)$$

$$B(s) = H(s)C(s) \quad (46)$$

Dessa forma,

$$C(s) = G(s)[R(s) - H(s)C(s)] \quad (47)$$

Por fim,

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (48)$$

### 2.2.1 Resposta em Frequência

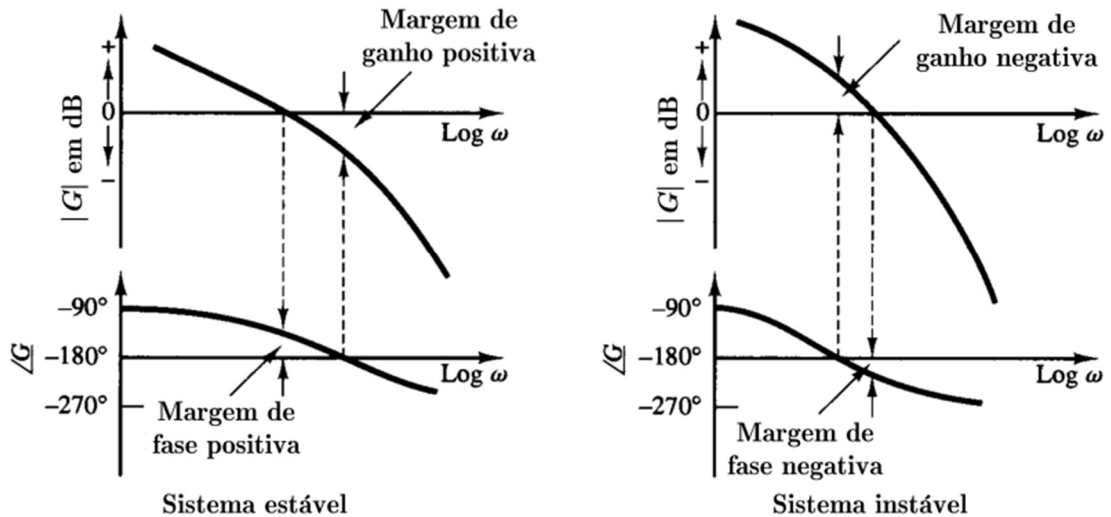
Para Ogata (2003), a principal ferramenta utilizada para a análise da resposta em frequência é a com diagrama de Bode. A partir do diagrama são obtidas duas curvas: uma curva de magnitude, expressa em decibéis (dB), em função da frequência a qual a função de transferência é submetida, e uma curva referente ao ângulo de fase, expressa em graus( $^{\circ}$ ), da mesma função de transferência.

A margem de fase é o atraso de fase adicional, na frequência de cruzamento de ganho, necessária para que o sistema atinja o limiar de instabilidade. A frequência de cruzamento é a frequência na qual o ganho de transferência de malha aberta é unitário.

Na Figura 11 é possível observar que caso a frequência de cruzamento garanta margem de fase positiva para o sistema, então pode-se dizer que ele é estável. O critério de Barkhausen para sistemas fechados oscilatórios define que, para a frequência de oscilação o ganho de malha deve ter fase  $0^{\circ}$  e módulo unitário ou maior.

Para evitar que o sistema oscile, é necessário garantir que o ganho seja menor que 1 quando a fase for maior que  $180^\circ$ , de modo a garantir a estabilidade.

Figura 11 - Estabilidade dos Sistemas no Diagrama de Bode



Fonte: Adaptado de ERICKSON, MAKISIMOVIC, 2000.

Utilizando margens de fase de ganho apropriadas, pode-se garantir que os sistemas permanecerão estáveis mesmo à frente de variações estatísticas dos valores nominais dos componentes e outras propriedades do circuito. Margens de fase e de ganho são especificados por valores positivos definidos. Para obter um desempenho satisfatório valores típicos para a margem de fase deve estar entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$  e a margem de ganho dever ser maior que 6 dB.

### 2.2.2 Resposta Temporal

De forma geral, o sinal de entrada de um sistema de controle é desconhecido. Para a análise e projeto de sistemas de controle, é necessário ter uma base para a comparação do desempenho de sistemas de controle.

Usualmente são utilizados sinais de entrada de teste, como as funções degrau, rampa, parábola de aceleração, impulso, senoides e ruído branco. A escolha dos sinais analisados nos testes é diretamente ligada com as necessidades do sistema de controle projetado.

- Resposta transitória e resposta estacionária:

A resposta temporal de um sistema é a resposta a uma mudança de equilíbrio ou estado, consistindo de duas partes: a resposta transitória e a resposta estacionária. A primeira é definida por Ogata (2003), como a resposta temporária do sistema que desaparece com o tempo, a segunda por sua vez é o comportamento do sinal de saída do sistema muito tempo após a aplicação de uma excitação externa.

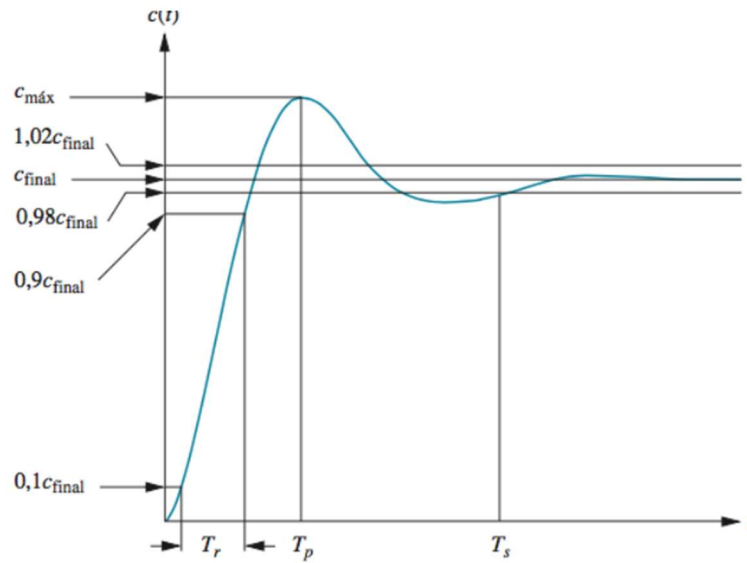
A análise da resposta transitória de um sistema para uma entrada de uma função degrau depende das condições iniciais. De forma conveniente, na comparação de respostas é comum utilizar uma condição inicial padrão, onde o sistema está inicialmente em repouso.

Figuras de mérito comuns da análise de respostas ao degrau unitário:

1. Tempo de Atraso,  $t_d$ : é o tempo necessário para que a resposta alcance seu estado estacionário pela primeira vez;
2. Tempo de Subida,  $t_r$ : trata-se do tempo necessário para que a resposta evolua de 5% a 95% do valor final. Em sistemas superamortecidos geralmente adotam-se os valores entre 10% a 90%;
3. Tempo de pico,  $t_p$ : é o tempo necessário para que a resposta alcance seu valor de pico de sobressinal
4. Sobressinal,  $M_p$ : é a razão do valor máximo de pico da curva de resposta com o valor de estabilização, sendo descrito em valores percentuais;
5. Tempo de Acomodação,  $t_s$ : é o tempo necessário para que a curva de resposta alcance valores de estabilização (2% a 5%) em torno do valor final.

Na Figura 12 é possível visualizar as propriedades aqui citadas:

Figura 12 - Resposta ao degrau de uma planta arbitrária



Fonte: Adaptado de OGATA, 2010.

$C(t)$  é uma variável normalizada pelo valor final.

### 2.2.3 Controladores

O controlador é um dispositivo físico, que pode ser elétrico, eletrônico, mecânico, hidráulico, pneumático e/ou a combinação destes e outros. O controlador comumente mais utilizado é o eletrônico, pois geralmente são controladores de circuitos simples, formados por amplificadores proporcionais ou por dispositivos programáveis.

É possível realizar o controle através de um circuito série, porém a maioria dos sistemas não pode ser controlado com eficiência neste modelo e ainda existe a necessidade de circuitos eletrônicos mais complexos, se comparado ao controle realimentado. O controle por realimentação pode utilizar-se das técnicas proporcional, derivativa, integral e suas combinações possíveis, seja através da utilização de compensadores ou dispositivos programáveis.

### Controle Proporcional

Para este controlador, a relação entre a saída do controlador  $u(t)$  e o sinal de erro atuante  $e(t)$  é:

$$u(t) = K_p e(t) \quad (49)$$

Onde  $K_p$  é definido como o ganho proporcional.

$K_p$  é uma constante ajustável.

Aplicando a transformada de Laplace, encontra-se o controlador proporcional para o plano complexo:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \quad (50)$$

Quanto maior o ganho proporcional, menor será o erro de estado estacionário, porém o tempo de acomodação aumenta, podendo desestabilizar o sistema. Quando o ganho é reduzido, o inverso acontece. Dessa forma, melhora a resposta em regime permanente e piora a resposta em regime transitório.

### Controle Integral

A ação integral consiste a ter-se uma taxa de variação do sinal de saída com relação a entrada, atuando beneficemente na resposta em regime permanente, tendendo a eliminar o erro de estado estacionário, porém o regime transitório é prejudicado pela adição de polos ao sistema, assim o desestabilizando e aumentando o tempo de acomodação.

A ideia deste controlador é definir que sua saída permaneça constante quando o erro for nulo, ou seja, o controlador pode ser definido como à integral do sinal de erro ao longo do tempo:

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (51)$$

Sendo  $T_i$  – Tempo Integrativo

## Controle Derivativo

A ação derivativa tem como característica fundamental, antecipar ou prever o erro do sistema, reagindo de forma antecipada. Isso permite a melhora do comportamento dinâmico do sistema em malha fechada. Em regime permanente o sinal de erro é sempre constante, então a ação derivativa será igual a zero. Sua atuação é apenas durante a resposta transitória.

Segundo Ogata (2003), a ação de controle derivativo é dada por:

$$u(t) = T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (52)$$

Onde  $T_d$  – Tempo Derivativo;

O controle derivativo nunca é aplicado sozinho, pois, caso fosse, para um erro constante o controle seria nulo. Dessa forma ele sempre é usado em conjunto com outra ação de controle.

## Controle Proporcional + Integral

O controlador PI consiste na combinação de uma ação proporcional com uma ação integral. Melhorando a resposta transitória com a contribuição da ação proporcional enquanto a ação integral corrige o erro de estado estacionário.

Por definição, a ação de controle do controlador PI é definida como:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (53)$$

Sendo a função de transferência

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (54)$$



## Controle Proporcional + Derivativo

O controlador PD tende a aumentar a estabilidade relativa do sistema e reduzir o tempo de acomodação, porém aumenta o tempo de subida e como não atua no regime permanente, não corrige o erro de estado estacionário. Como desvantagem amplifica o sinal de ruído, podendo causar um efeito de saturação nos atuadores.

Segundo Ogata (2003), a ação de controle proporcional derivativo é:

$$u(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (55)$$

Sendo a função de transferência:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p (1 + T_d s) \quad (56)$$

## Controle Proporcional + Integral + Derivativo

A combinação das ações de controle proporcional, integral e derivativo reúne as vantagens individuais das três ações de controle, atuando tanto no regime transitório quanto no permanente. A equação desse controlador é definida como:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (57)$$

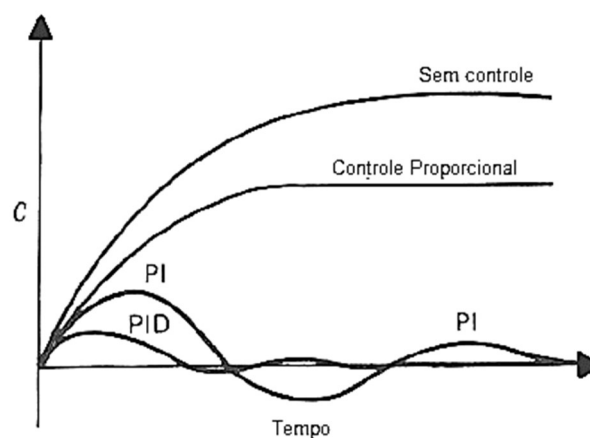
Sua função de transferência é definida como:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (58)$$

### 2.2.4 Respostas típicas dos controladores

A Figura 13 mostra as respostas de uma planta arbitrária ao sofrer uma perturbação externa em degrau. Se o sistema opera em malha aberta ele reage lentamente até que a saída atinja um novo valor estacionário. Quando o controlador proporcional torna a resposta mais rápida e reduz o erro estacionário. Já quando adicionado o termo integral elimina o erro estacionário, mas tende a aumentar a oscilação da resposta. Por fim, a adição do termo derivativo reduz as oscilações e o tempo de resposta, segundo Tannuri.

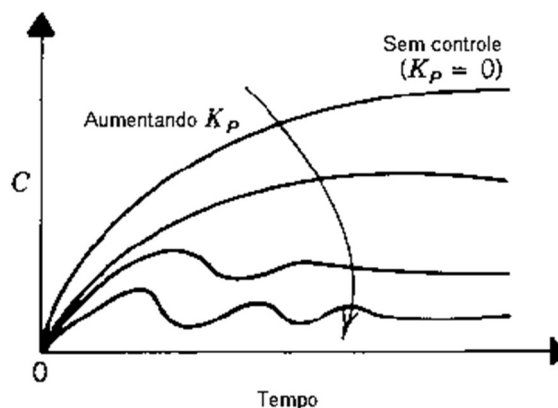
Figura 13 - Resposta ao Degrau Controladores Clássicos



Fonte: Adaptado de TANNURI, 2022.

De forma geral, aumentar o ganho do controlador proporcional produz uma resposta mais rápida, porém valores elevados podem aumentar a oscilação da resposta ou a instabilidade do sistema. A Figura 14 traz a interpretação da resposta do controlador sobre o aumento de  $K_p$ .

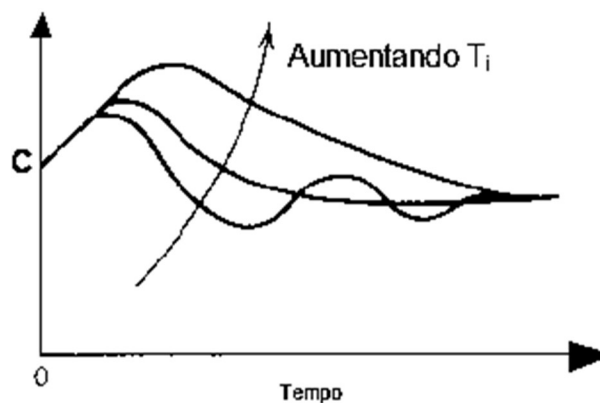
Figura 14 - Reação do Controle Proporcional ao aumento de  $K_p$



Fonte: Adaptado de TANNURI, 2022.

Aumentar o tempo integral faz com que os controladores PI e PID sejam mais conservadores. Na teoria o erro estacionário deve ser eliminado para todos os valores de  $T_i > 0$ , porém, para valores muito altos deste parâmetro o retorno ao *setpoint* torna-se muito lento diante de perturbações externas. Através da Figura 15 podemos ver a resposta da planta sobre o aumento de  $T_i$ .

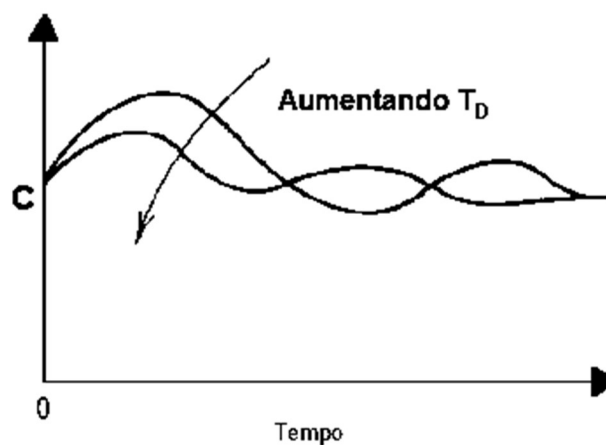
Figura 15- Resposta do Controle Integral ao aumento de  $T_i$



Fonte: Adaptado de TANNURI, 2022.

Para pequenos valores de  $T_d$ , o seu aumento tende a melhorar a resposta reduzindo o desvio máximo, o tempo de resposta e a intensidade das oscilações. Quando o valor de  $T_d$  cresce acima de um determinado limiar, ruídos originários do sinal de entrada são fortemente amplificados, dessa forma aumentando a oscilação da resposta. Na Figura 16 temos a resposta da planta ao aumento de  $T_d$ .

Figura 16 - Resposta do Controle Integral ao aumento de  $T_d$



Fonte: Adaptado de TANNURI, 2022.

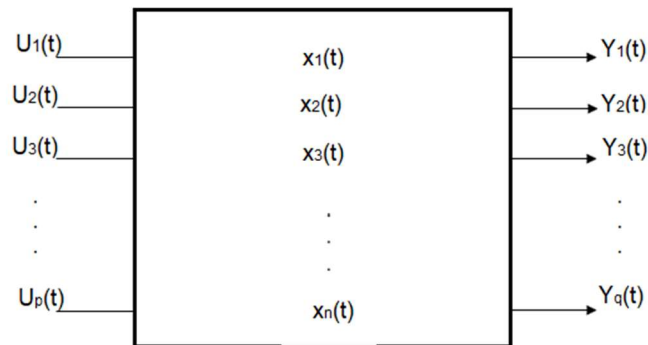
### 2.3 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST ATRAVÉS DO ESPAÇO DE ESTADO

Em nosso desenvolvimento anterior realizamos a análise do conversor *boost* através do domínio do tempo. Essa análise permite o entendimento de como espera-se que o conversor funcione, no entanto, o circuito que desejamos controlar possui mais de um estado. Realizar o controle do mesmo através dessa análise demonstrada anteriormente torna-se inviável, pois o conversor funciona de modos diferentes dentro de um período. É necessária uma análise através do **espaço de estados**, que permite unir o funcionamento dos estados do conversor em um modelo único, buscando linearizar todos os blocos relacionados ao controlador em torno de um ponto central. Dessa forma é necessário definir alguns conceitos:

- *Variável de Estado*: Representa a menor quantidade de variáveis do sistema que conseguem representar o estado em qualquer momento;
- *Vetor de Estado*: É um vetor composto pelas variáveis de estado, seu objetivo é representar os estados do sistema de uma maneira conjunta;
- *Espaço de Estados*: É o espaço de dimensão  $n$ , com  $n$  eixos coordenados, cada um deles associado a uma variável de estado;
- *Equações de Estado*: São as equações associadas a cada estado do sistema.

Podemos representar o espaço de estados como uma rede de  $p$  entradas e  $q$  saídas, Figura 17, onde  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$  ...  $x_n(t)$  são as variáveis internas dentro do bloco sendo denominadas variáveis de estado. A taxa de crescimento das variáveis de estado do sistema pode ser modelado dependendo do estado atual do sistema e das entradas. A saída será uma combinação linear das variáveis de estado e da entrada, dessa forma as matrizes vão assumir diferentes valores para diferentes estados.

Figura 17 - Modelo de rede de Espaço de Estados



Fonte: O autor 2023.

A representação através do espaço de estados é comumente descrita através das seguintes equações matriciais:

$$\dot{X}(t) = \mathbf{A}(t)x(t) + \mathbf{B}(t)u(t) \quad (59)$$

$$Y(t) = \mathbf{C}(t)x(t) + \mathbf{D}(t)u(t) \quad (60)$$

Sendo:

$X(t)$  – Vetor de estado de tamanho  $[\mathbf{n}]$ ;

$Y(t)$  – Vetor de Saída de tamanho  $[\mathbf{q}]$ ;

$U(t)$  – Vetor de controle de tamanho  $[\mathbf{p}]$ ;

$\mathbf{A}_i(t)$  – Matriz de estado no estado  $i$  de tamanho  $[\mathbf{n} \times \mathbf{n}]$ ;

$\mathbf{B}_i(t)$  – Matriz de entrada no estado  $i$  de tamanho  $[\mathbf{n} \times \mathbf{p}]$ ;

$\mathbf{C}_i(t)$  – Matriz de saída no estado  $i$  de tamanho  $[\mathbf{q} \times \mathbf{n}]$ ;

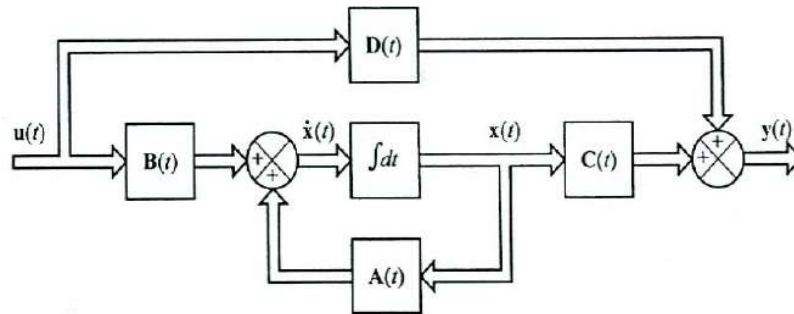
$\mathbf{D}_i(t)$  – Matriz de alimentação cruzada no estado  $i$  de tamanho  $[\mathbf{q} \times \mathbf{p}]$ .

A Figura 18 representa um diagrama de blocos para um sistema de controle linear de tempo contínuo. O sinal de entrada  $u(t)$  é inserido em dois blocos: um para alimentação cruzada e outro para alimentação direta.

Quando segue por  $D(t)$  temos uma alimentação cruzada, representando estímulos instantâneos da entrada  $u(t)$  na saída  $y(t)$ . Contudo, a saída do sistema pode ser construída pela combinação entre a influência instantânea do sinal de entrada e uma componente que depende dos estados passados do sistema representada por  $X(t)$ , denominada **variáveis de estado**, funcionando como uma

memória do sistema. A tendência de variação da variável de estado depende das entradas e do estado atual realimentados pelos blocos  $A(t)$  e  $B(t)$ . A influência da variável de estado atual,  $X(t)$ , será ponderada na saída por  $C(t)$ .

Figura 18 - Diagrama de Blocos Sistema de Controle Linear no tempo



Fonte: OGATA, 2010, p. 27.

Realizaremos a análise para os dois estados de funcionamento do conversor, dessa forma as matrizes  $A(t)$ ,  $B(t)$ ,  $C(t)$  e  $D(t)$  serão construídas através da análise desses estados. Mostraremos no desenvolvimento futuro que as matrizes de alimentação cruzada, nesse sistema, são nulas.

De acordo com Pomilio, para produzir a descrição média do espaço de estado utilizamos as seguintes equações:

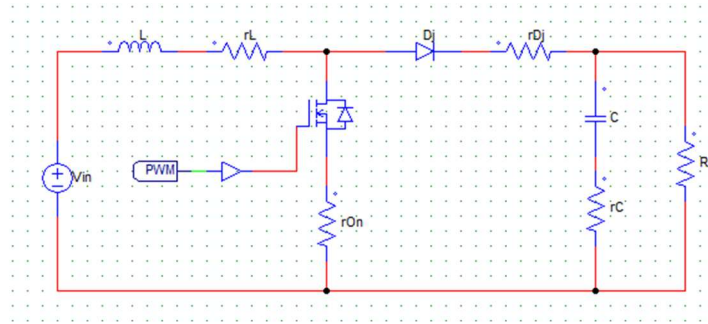
$$\dot{X}(t) = [A_1D + A_2(1 - D)]x + [B_1D + B_2(1 - D)]u(t) \quad (61)$$

$$Y(t) = [C_1D + C_2(1 - D)]x + [D_1D + D_2(1 - D)]u(t) \quad (62)$$

Onde  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$  e  $D_1$  são as matrizes para o estado de ciclo ativo e  $A_2$ ,  $B_2$ ,  $C_2$  e  $D_2$  são as matrizes para o estado de ciclo inativo.

No estudo da modelagem das variáveis de estado serão consideradas a resistência da carga, e as resistências dinâmicas do indutor, diodo e do elemento chaveador. É possível considerar também a resistência do capacitor, porém a mesma será desconsiderada neste trabalho. Na Figura 19 temos o conversor boost com as resistências de todos os elementos, exceto a resistência da fonte de alimentação.

Figura 19 - Conversor boost



Fonte: O autor 2023.

Nesse sistema, podemos escolher como os elementos que compõem a matriz de estado a corrente do indutor e a tensão do capacitor, pois são de conhecimento prévio as equações da taxa de variação no tempo de ambos. Por se tratar de um sistema de segunda ordem é que definimos como duas as variáveis de estado.

$$X = [x_1 \quad x_2] = [i_L \quad v_c] \quad (63)$$

De acordo com [3] as equações de estado podem ser descritas como:

Chave fechada (estado de ciclo ativo):

$$\dot{X} = A_1 X + B_1 U \quad (64)$$

$$Y(t) = C_1 X + D_1 U \quad (65)$$

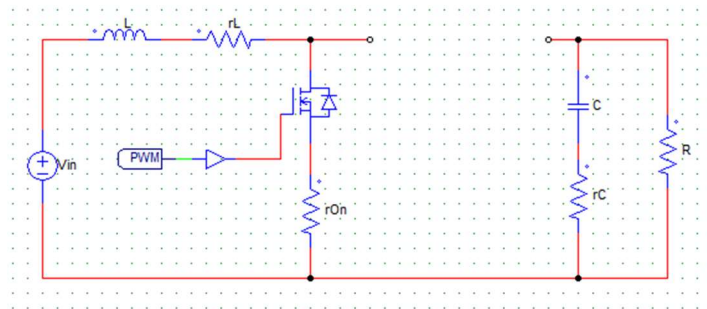
Chave aberta (estado de ciclo inativo):

$$\dot{X} = A_2 X + B_2 U \quad (66)$$

$$Y(t) = C_2 X + D_2 U \quad (67)$$

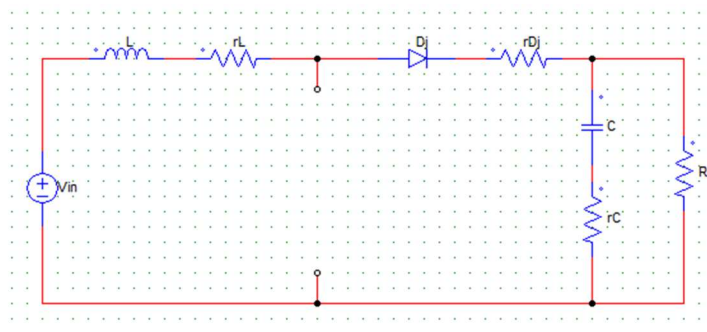
Nas Figuras 20 e 21 estão os circuitos do conversor *boost* nos ciclos ativo e inativo, respectivamente.

Figura 20 - Conversor boost estado de ciclo ativo



Fonte: O autor 2023.

Figura 21 - Conversor boost estado de ciclo inativo



Fonte: O autor 2023.

## ANÁLISE DE ESTADO: Ciclo Ativo

Aplicando a lei de Kirchoff das tensões para a malha da esquerda do circuito de chave fechada, obtém-se:

$$v_{in} = L \frac{di_L}{dt} + i_L(r_L + r_{on}) \quad (68)$$

Isolando (57) em função da taxa de variação da corrente do indutor:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{(r_L + r_{on})}{L} i_L + \frac{1}{L} v_{in} \quad (69)$$

Aplicando a lei de Kirchoff das correntes para a malha direita do circuito de chave fechada:



$$i_c = -i_o = C \frac{dv_c}{dt} = C \dot{v}_c \quad (70)$$

$$v_c = -i_c(R + r_c) \quad (71)$$

Isolando (71) em função da taxa de variação da tensão do capacitor:

$$v_c = -C \frac{dv_c}{dt} (R + r_c) \quad (72)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{1}{C(R + r_c)} v_c \quad (73)$$

Sendo as variáveis  $i_L = x_1$ ,  $v_c = x_2$  e  $v_{in} = u_1$  temos:

$$\dot{x}_1 = -\frac{(r_L + r_{on})}{L} x_1 + \frac{1}{L} u_1 \quad (74)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{C(R + r_c)} x_2 \quad (75)$$

A tensão de saída pode ser descrita como:

$$v_o = v_c + r_c i_c \quad (76)$$

Essa equação não possui nenhum termo que depende da entrada, dessa forma não temos alimentação cruzada nesse estado, assim  $D_1(t) = 0$ .

Inserindo em (76) o valor de  $v_c$  obtido em (71) e resolvendo, obtemos:

$$y_1 = \frac{R}{R + r_c} x_2 \quad (77)$$

Construindo o sistema matricial para quando o sistema está no estado ligado (chave fechada) obtemos:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(r_L + r_{on})}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R + r_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} [u_1] \quad (78)$$

$$[y_1] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R + r_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (79)$$

### ANÁLISE DE ESTADO: Ciclo Inativo

Analogamente ao circuito de chave fechada, aplicando a lei de Kirchoff das tensões:

$$v_{in} = L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + v_o \quad (80)$$

A tensão de saída e a corrente do capacitor são, respectivamente:

$$v_o = v_c + r_c i_c \quad (81)$$

$$i_c = i_L - \frac{v_o}{R} \quad (82)$$

Substituindo (82) em (81):

$$v_o = v_c + r_c \left( i_L - \frac{v_o}{R} \right) \quad (83)$$

$$v_o = v_c + r_c i_L - \frac{v_o r_c}{R} \quad (84)$$

Isolando (84) em função da tensão de saída  $v_o$  :

$$v_o + \frac{v_o r_c}{R} = v_c + r_c i_L \quad (85)$$

$$v_o \left( 1 + \frac{r_c}{R} \right) = v_c + r_c i_L \quad (86)$$

$$v_o = \frac{Rv_c + Rr_c i_L}{R + r_c} = \frac{R}{R + r_c} v_c + \frac{Rr_c}{R + r_c} i_L \quad (87)$$

Assim como na análise do estado de ciclo ativo, a saída do estado de ciclo inativo não possui nenhum termo que depende da entrada, inexistindo alimentação cruzada nesse estado  $D_2(t) = 0$ . Dessa forma é possível confirmar a afirmação anterior de que para esse sistema a matriz de alimentação cruzada teria valor 0 em seus termos.

Escrevendo  $i_L = x_1$  e  $v_c = x_2$ , temos:

$$v_o = y_1 = \frac{Rr_c}{R + r_c} x_1 + \frac{R}{R + r_c} x_2 \quad (88)$$

Substituindo (87) em (80) obtém-se:

$$v_{in} = L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + \frac{Rv_c + Rr_c i_L}{R + r_c} \quad (89)$$

Resolvendo (89) em função da taxa de variação da corrente no indutor:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{in} - r_L i_L - \frac{Rv_c + Rr_c i_L}{R + r_c} \quad (90)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in}}{L} - \frac{r_L i_L}{L} - \frac{Rv_c + Rr_c i_L}{L(R + r_c)} \quad (91)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-r_L i_L (R + r_c) - (Rv_c + Rr_c i_L)}{L(R + r_c)} \quad (92)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{(-Rr_L i_L - r_c r_L i_L) + (-Rv_c - Rr_c i_L)}{L(R + r_c)} + \frac{v_{in}}{L} \quad (93)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{i_L(-Rr_L - r_c r_L - Rr_c) - Rv_c}{L(R + r_c)} + \frac{v_{in}}{L} \quad (94)$$

Substituindo as variáveis  $i_L = x_1$  e  $v_c = x_2$ :

$$\dot{x}_1 = \frac{-(Rr_L + Rr_C + r_Lr_C)}{L(R + r_C)}x_1 - \frac{R}{L(R + r_C)}x_2 + \frac{1}{L}v_{in} \quad (951)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{R}{C(R + r_C)}x_1 - \frac{1}{C(R + r_C)}x_2 \quad (962)$$

Construindo o sistema matricial para os estados de ciclo ativo e ciclo inativo:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_L + r_{on})}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R + r_C)} \end{bmatrix} \quad (97)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{(Rr_L + Rr_C + r_Lr_C)}{L(R + r_C)} - \frac{R}{L(R + r_C)} & \frac{R}{L(R + r_C)} \\ \frac{R}{C(R + r_C)} & -\frac{1}{(R + r_C)C} \end{bmatrix} \quad (983)$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (994)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{(R + r_C)} \end{bmatrix} \quad (100)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{(R + r_C)} & \frac{R}{(R + r_C)} \end{bmatrix} \quad (101)$$

$$D_1 = D_2 = [0] \quad (1025)$$

Isolando as matrizes nas equações (59), (60) em paralelo com as equações (61) e (62) é possível deduzir as seguintes equações:

$$A = A_1D + A_2(1 - D) \quad (103)$$

$$B = B_1D + B_2(1 - D) \quad (104)$$

$$C = C_1D + C_2(1 - D) \quad (1056)$$

$$D = D_1D + D_2(1 - D) \quad (1067)$$

Dessa forma:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left( r_L + \left( \frac{Rr_C}{R+r_C} - r_{on} \right) D \right) & -\frac{R}{L(R+r_C)} D \\ \frac{R}{C(R+r_C)} D & -\frac{1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix} \quad (1078)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1089)$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R+r_C} D & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \quad (109)$$

$$D = [0] \quad (110)$$

## 2.4 LINEARIZAÇÃO DO MODELO

De acordo com Pomilio (2022) a função de transferência para pequenos sinais de um circuito de fonte chaveada descrito por Laplace pode ser escrita através da seguinte expressão:

$$G_p(s) = C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_i] + (C_1 - C_2)X \quad (111)$$

Onde I é uma matriz identidade.

$G_p$  é o ganho de pequenos sinais  $v_o/v_i$ .

Aplicando as matrizes obtidas anteriormente para a equação (67) temos:

$$G_p(s) = \frac{-Rv_{in}(R+r_C)(n_2s^2 + n_1s + n_0)}{(Rr_L + r_Lr_C + Rr_C - DRr_C + R^2 - 2DR^2 + D^2R^2)(d_2s^2 + d_1s + d_0)} \quad (112)$$

Sendo:

$$n_2 = (R+r_C)LCr_C \quad (113)$$

$$n_1 = (R+r_C)L + Cr_C(-R^2 + 2DR^2 - D^2R^2 + Rr_L + r_Lr_C) \quad (11410)$$

$$n_0 = (-R^2 + 2DR^2 - D^2R^2 + Rr_L + r_Lr_C) \quad (115)$$

$$d_2 = (R^2LC + 2RLCr_c + LCr_c^2) \quad (116)$$

$$d_1 = (RCr_c^2 + R^2Cr_L + R^2Cr_c + 2RCr_Lr_c - DR^2Cr_c^2 + RL + Lr_c - DR^2Cr_c + Cr_Lr_c^2) \quad (117)$$

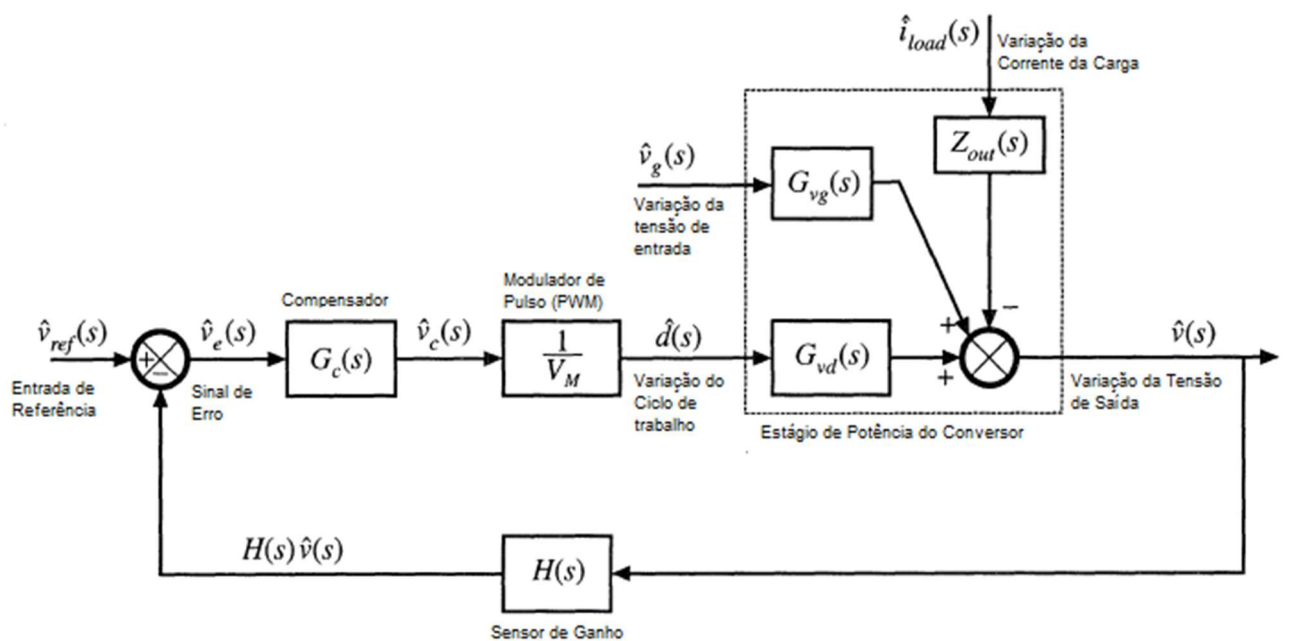
$$d_0 = (Rr_L + r_Lr_c + Rr_c - D(Rr_c - r_{on}) + R^2 - 2DR^2 + D^2R^2) \quad (118)$$

## 2.5 DESIGN DE CONTROLADORES

Nas fontes chaveadas, a tensão de saída é função da tensão de entrada  $V_{in}$ , do ciclo de trabalho  $D$  e da corrente da carga  $i_o$ . Dessa forma o controlador pode ser projetado para regular a tensão de saída, corrente da carga ou a potência da carga realizando ajustes ao ciclo de trabalho.

Na Figura 22 são descritos os estágios da malha fechada de um conversor. O estágio de potência de um conversor é o circuito do conversor, que pode ser controlado pela variação da corrente da carga, a variação da tensão de entrada e a variação do ciclo de trabalho. Na saída do circuito de potência encontra-se um sensor de ganho  $H(s)$  que tem por função aferir a tensão de saída e conectar ao elemento que compara à tensão de referência  $v_{ref}$ , em seguida um valor da tensão de erro  $v_e$  é enviado para o controlador  $G_c(s)$ , este por fim realizando a variação do pulso do PWM modificando seu ciclo de trabalho para garantir que a tensão da saída seja mais próxima possível da tensão de referência.

Figura 22 -Malha fechada de um conversor cc qualquer



O sinal de saída de um regulador de tensão descrito no modelo de pequenos sinais da figura 19 pode ser descrito pela seguinte equação:

$$\hat{v}(s) = [\hat{v}_{ref}(s) - H(s)\hat{v}(s)] \frac{G_c(s)}{V_M} G_{vd}(s) + \hat{v}_g(s)G_{vg} - \hat{i}_{load}Z_{out} \quad (11911)$$

Podendo ser reescrita como:

$$\frac{H(s)G_c(s)G_{vd}(s)}{V_M} = T(s) \quad (12012)$$

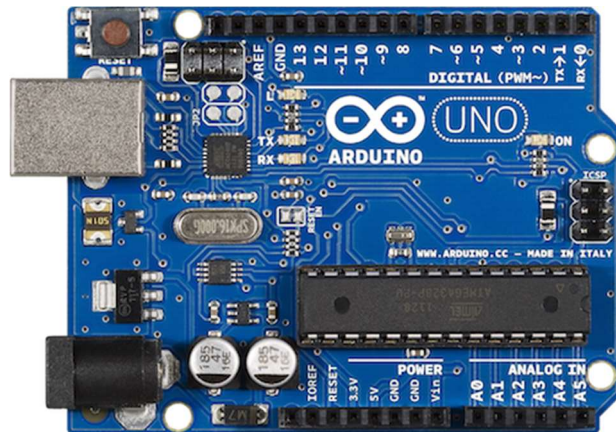
Onde  $T(s)$  é a função de transferência de malha fechada controlada,  $G_c$  é a função de transferência do controlador,  $G_{vd}$  é a função de transferência do conversor e  $H(s)$  é o ganho do sensor.

## 2.6 ARDUINO

O Arduino é uma plataforma de prototipagem eletrônica *open-source*, projetada para permitir a criação de dispositivos interativos e controlados por computador através de uma IDE. Trata-se de uma placa com um microcontrolador e variadas entradas e saídas analógicas e digitais, que podem ser programados para realizar diversas tarefas, desde o controle de luzes e motores até a leitura de sensores e comunicação com outros dispositivos.

O Arduino é uma excelente opção de hardware para aplicações em geral pois é uma plataforma de fácil acesso, baixo custo e amplamente flexível a utilização de dispositivos complementares. Aplicações básicas a intermediárias são ideais para a utilização do Arduino, no caso de projetos mais complexos se faz necessária uma melhor análise a respeito do sistema embarcado a ser utilizado. Na Figura 23 é possível visualizar o Arduino Uno, modelo mais popular dentre os utilizados pelos usuários.

Figura 23 - Arduino Uno



Fonte: ARDUINO, 2023.

### 2.6.1 Conversor Analógico Digital (ADC)

Um componente de extrema importância nos microcontroladores é o ADC (*Analog-to-Digital Converter*, ou Conversor Analógico-Digital), este componente permite que sinais analógicos sejam convertidos em sinais digitais, estes sendo processados pelo microcontrolador.

A quantidade de bits do ADC e o nível de tensão de referência definido afetam a precisão das leituras analógicas do microcontrolador, sendo essa definida pela equação (121), no intervalo de 0 até  $(2^n - 1)$ . A tensão de entrada do conversor deve ter valor máximo igual a tensão de referência, do contrário o conversor AD pode ser danificado.

$$b_n = (2^n - 1) \text{ arred} \left( \frac{v_{in}}{v_{ref}} \right) \quad (12113)$$

Onde:

$b_n$  – palavra binária de n bits;

$v_{in}$  – Tensão da entrada analógica;

$v_{ref}$  – Tensão de referência do conversor analógico;

n – Quantidade de bits disponíveis para o conversor analógico.



No quadro 1 é disposto a relação de bits para os principais tipos de Arduino:

Quadro 1 - Características dos principais modelos de Arduino

Modelo do Arduino	bits processador	V <sub>ref</sub> (V)	bits ADC	Resolução conversor AD
Uno, Nano, Mega, Leonardo, Pro Mini, Micro	8 bits	5	10 bits ADC	1.024
Due, MKR, Nano, Zero	32 bits	5	12 bits ADC	4.096

Fonte: ARDUINO, 2023.

### 2.6.2 Clock de Amostragem

O clock de amostragem do Arduino é o intervalo de tempo entre as leituras realizadas pelo conversor AD do microcontrolador. Para os Arduinos com chip ATMEGA328, o clock interno é de 125kHz, ou seja, o sinal de entrada é registrado em passos de 8 microssegundos (1/125kHz). Para um controlador com resolução de 10 bits do conversor AD, a conversão completa do sinal analógico para digital leva aproximadamente 104 microssegundos (13 ciclos de máquina).

No caso do Arduino Uno, o cristal do processador trabalha com a frequência máxima de 16MHz, então é possível configurar os registros internos do conversor AD para realizar leituras nas seguintes frequências:

Tabela 1 - Características do Conversor AD

Frequência do Cristal	Registrador Interno (ADCSA-ADPS2:0)	Clock do Conversor ADC
16 MHz	2	8 MHz
	4	4 MHz
	8	2 MHz
	16	1 MHz
	32	500 kHz
	64	250 kHz
	128	125 kHz

Fonte: ARDUINO, 2023.

A nota de aplicação para o chip AtMega328 fornecido pelo fabricante, a respeito de controladores com processador de 8 bits, o autor diz que: A máxima frequência recomendada para o clock do conversor AD é limitada pelo DAC(Conversor Digital-Analógico) interno. Para uma ótima performance, o clock do conversor AD não pode ser superior a 200 kHz. De toda forma, frequências maiores até 1 MHz não reduzem de forma significativa a resolução do conversor ADC.

### 2.6.3 Funções de Ajuste do Controle sobre o Controlador

É possível modificar ou adicionar funções ao código do Arduino para o controle que podem realizar ajustes de sensibilidade ou amostragem de controle. As mais comuns são as funções *delay*, modificação de *sampletime* e modificação do clock de leitura do conversor AD.

A função *delay* é comumente usada para atrasar a execução do código em um período de tempo determinado. No entanto, ao usá-la em um controle PID, pode haver um atraso na resposta do sistema pelo tempo especificado no *delay*, o que pode prejudicar o desempenho do controle, causando instabilidade.

A modificação da taxa de amostragem do controlador pode ser uma técnica útil para melhorar a precisão do controle, pois permite que o sistema responda mais rapidamente às mudanças no sinal de entrada. No entanto, alterações inadequadas na taxa de amostragem podem piorar a precisão do controle, devido a efeitos como o *aliasing*.

A modificação do clock de leitura do conversor AD pode ser uma estratégia eficaz para melhorar a precisão do controle PID, pois pode reduzir o erro de quantização do conversor AD, melhorando a acurácia do sinal de entrada. No entanto, é importante considerar cuidadosamente as mudanças na frequência do clock do conversor AD, pois isso pode afetar a resposta e o desempenho do controle.

### 3. PROJETO DE UM CONVERSOR BOOST

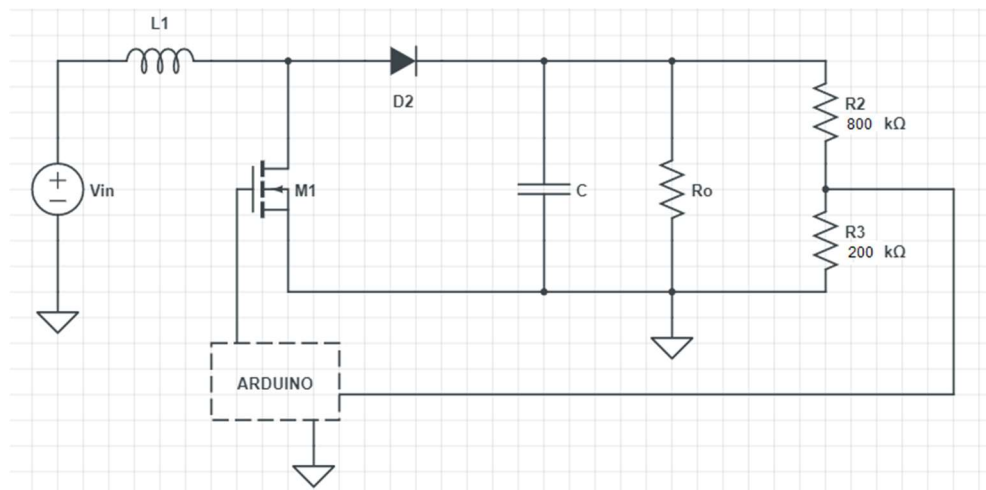
O circuito a ser projetado é representado pela Figura 24 e pode ser dividido em três partes, o conversor *boost*, o Arduino realizando o controle do sistema e o sensor de tensão através do divisor de tensão, sendo ramificado com proporcionalidade 0.2 para um ramal de entrada do Arduino.

O critério de proporcionalidade do sensor foi definido buscando garantir que a tensão vista pelo sensor do Arduino seja inferior à 5V, sendo este seu limite máximo de leitura e proteção interna, buscando proteger o dispositivo. Uma característica do Arduino é sua capacidade de representação, sendo ela 10 bits, dessa forma o conversor analógico-digital separa os níveis internos de tensão em até 1024 passos, cada passo equivalendo a aproximadamente 4,8mV, o que implica dizer que para o nosso conversor, o Arduino apenas é capaz de perceber variações de 24,4mV para a tensão de saída.

É importante considerar que o Arduino pode propagar erros de leitura devido a interferências oriundas da própria alimentação do equipamento assim como defeitos internos ou os próprios erros de quantização gerados pela marcação das leituras.

Os requisitos dos componentes serão desenvolvidos a seguir.

Figura 24 - Conversor boost e Circuito divisor de tensão



Fonte: O autor 2023.

### 3.1. REQUISITOS DO CONVERTOR

Este conversor irá elevar a tensão a um nível arbitrário escolhido dentro do projeto para fins de estudo. O *duty cycle* será variado entre o intervalo  $0 < D < 1,00$  para acréscimos de 0,05.

Parâmetros:

Tabela 2 - Parâmetros do projeto do conversor

Tensão de Entrada ( $V_{in}$ )	5 V
Tensão de Saída ( $V_o$ )	15 V
Indutância ( $L_1$ )	330 $\mu$ H
Resistência de Carga ( $R_o$ )	940 $\Omega$

Fonte: O autor 2023.

Definindo os outros parâmetros:

Cálculo da Resistência da carga:

$$i_o = \frac{v_o}{R_o} = \frac{15}{940} \cong 16 \text{ mA} \quad (12214)$$

Através da equação (14) é possível definir *Duty Cycle* teórico:

$$D = 1 - \frac{v_{in}}{v_o} = 1 - \frac{5}{15} = 0,667 \quad (12315)$$

Pela equação (27) é possível obter a frequência de chaveamento:

$$f = \frac{(D \times (D - 1)^2 \times R_o)}{2 \times L_{crítico}} = \frac{(0,667 \times (1 - 0,667)^2 \times 940)}{2 \times 330 \times 10^{-6}} = 105 \text{ kHz} \quad (124)$$

Para garantir o modo de operação contínua é importante considerar uma frequência de operação ligeiramente superior, de até 25%, a frequência de chaveamento adotada será:

$$f = 120 \text{ kHz} \quad (125)$$

Através da equação (20) é possível calcular corrente de indutor:

$$i_L = \frac{v_{in}}{(1-D)^2 R} = 48 \text{ mA} \quad (126)$$

Utilizando a equação (30) calcula-se o *ripple* de tensão do capacitor:

$$\Delta v_c = \frac{D}{R_o C f} = \frac{0,667}{937,5 \times 100 \times 10^{-6} \times 120.000} = 5,91 * 10^{-3} \% \quad (127)$$

Utilizando a equação (5) obtém-se o *ripple* de corrente do indutor:

$$\Delta I_L = \frac{5 \times 0,667}{120.000 \times 330 \times 10^{-6}} = 8,42\% \quad (128)$$

Para este trabalho, será utilizada como função de chaveamento o MOSFET que diante dos requisitos desse conversor é o mais adequado. De acordo com [8] o MOSFET em comparação com outros dispositivos de chaveamento tem como vantagem:

- Maior velocidade de comutação;
- Baixa dissipação de potência;
- Ideal para tensões abaixo de 250V;
- Maior desempenho em circuitos de baixa potência, 500W ou menos.

Dessa forma os componentes utilizados no projeto são correspondentes a tabela a seguir:

Tabela 3 - Componentes do projeto

Resistência de Carga	940 $\Omega$
Indutor	330 $\mu\text{H}$ / 0,238 $\Omega$
Capacitor Eletrolítico	100 $\mu\text{F}$ / 50 V
Mosfet	IRF640N
Diodo	1N4007
Microcontrolador	Arduino Uno ATMEGA328

Fonte: O autor 2023.

## 4. SIMULAÇÃO MATLAB

Os valores definidos para o circuito serão simulados no *matlab* de acordo com o modelo matemático proposto em (2.6). O circuito será simulado considerando e desconsiderando a resistência do indutor.

O sensor de ganho (H) definido é 0,2 e o valor da tensão de saída do PWM varia entre 0 e 5V, referente à saída de tensão do controlador.

### 4.1. BOOST IDEAL

A função de transferência do conversor *boost* ideal pode ser obtida quando consideramos a resistência do indutor como nula, dessa forma a planta do projeto pode ser expressa através da seguinte equação:

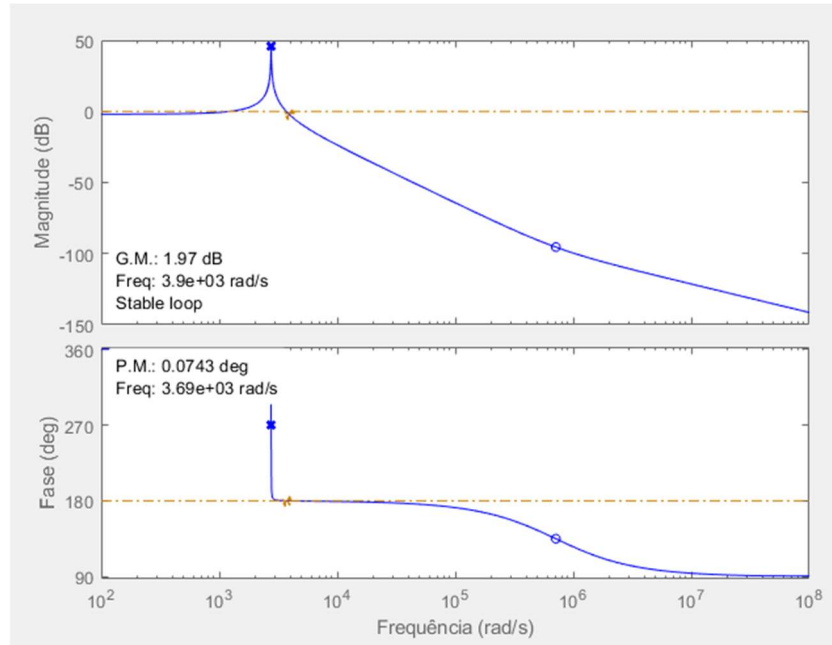
$$G_{vd}(s) = \frac{-1,37 \times 10^6 s + 9,759 \times 10^{11}}{6441s^2 + 6,852 \times 10^4 s + 4,88 \times 10^{10}} \quad (129)$$

Ao adicionarmos o sensor de ganho e o efeito do PWM do chaveamento, a função de transferência de malha aberta do sistema ideal torna-se:

$$\begin{aligned} G(s) &= G_{vd}(s) \times H(s) \times \frac{1}{PWM} \\ &= \frac{-5,482 \times 10^4 s + 3,904 \times 10^{10}}{6441s^2 + 6,852 \times 10^4 s + 4,88 \times 10^{10}} \end{aligned} \quad (13016)$$

O diagrama de bode obtido através do *matlab*, Figura 25, indica a estabilidade do sistema, porém, com baixa margem de ganho e baixa margem de fase.

Figura 25 - Diagrama de Bode do Boost Ideal em Malha Aberta



Fonte: O autor 2023.

## 4.2. BOOST REAL

### 4.2.1. Sem Controle

Para o circuito *boost* real devemos considerar a resistência indutiva e a resistência capacitiva, porém, neste trabalho consideraremos apenas a resistência indutiva.

Aplicando os valores de circuito e a resistência do indutor, obtem-se:

$$G_{vd}(s) = \frac{-1,37 \times 10^6 s + 9,749 \times 10^{11}}{6448s^2 + 4,72 \times 10^6 s + 4,89 \times 10^{10}} \quad (131)$$

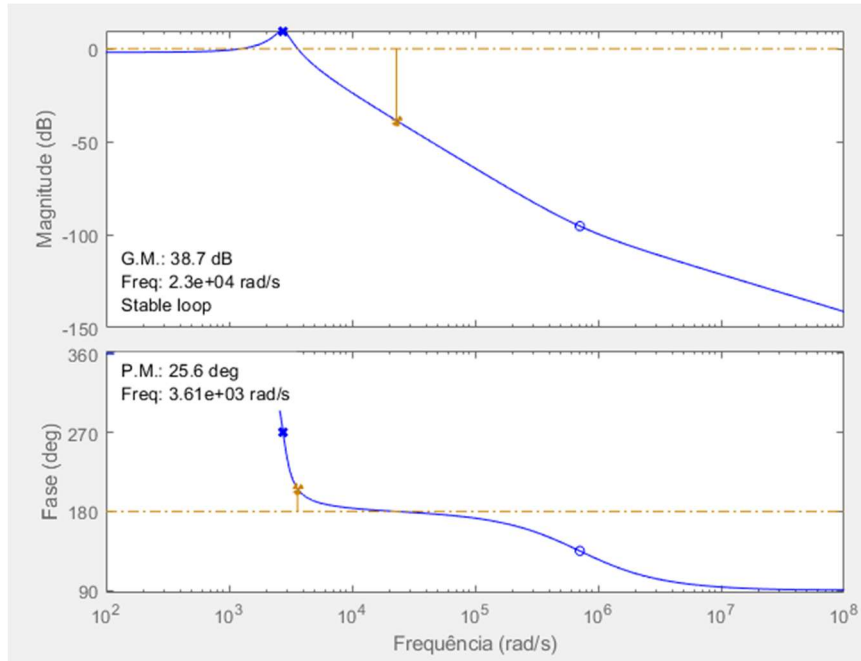
Ao aplicar os valores do PWM e do sensor de ganho obtemos a função de transferência do *boost* sem controlador:

$$G(s) = G_{vd}(s) \times H(s) \times \frac{1}{V_M} = \frac{-5,482 \times 10^4 s + 3,9 \times 10^{10}}{6448s^2 + 4,72 \times 10^6 s + 4,89 \times 10^{10}} \quad (132)$$

Diferentemente do modelo ideal, podemos observar no diagrama de bode, Figura 26, as margens de ganho e de fase, alcançando valores próximos a margem

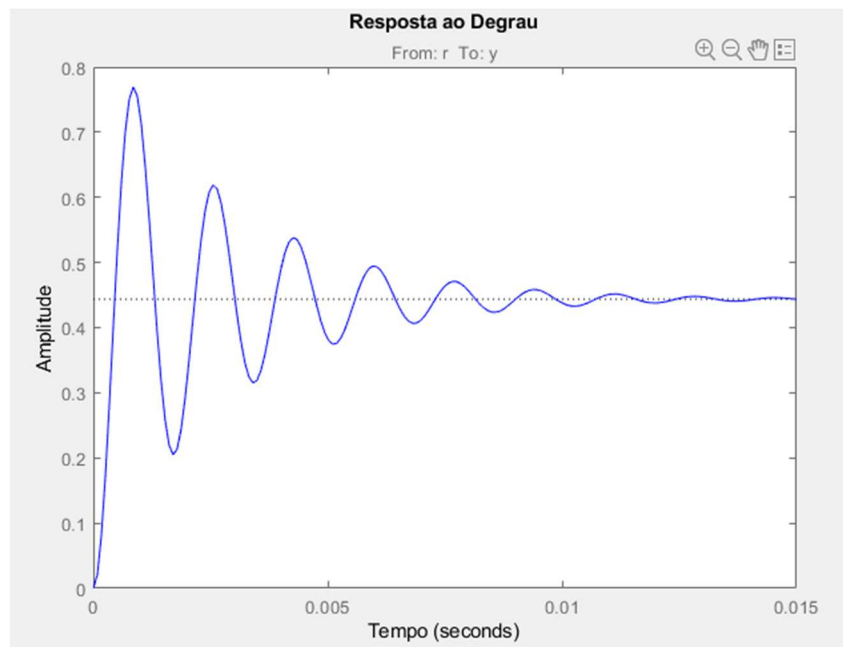
aceitável de operação, sendo 38,7dB e 25,6° respectivamente. Na Figura 27<sup>1</sup> é possível visualizar o efeito de um degrau para o sistema sem controle.

Figura 26- Diagrama de Bode do Boost Real em Malha Aberta



Fonte: O autor 2023.

Figura 27 - Resposta ao Degrau do boost(real) em malha aberta



Fonte: O autor 2023.

<sup>1</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].



#### 4.2.2. Projeto dos Controladores

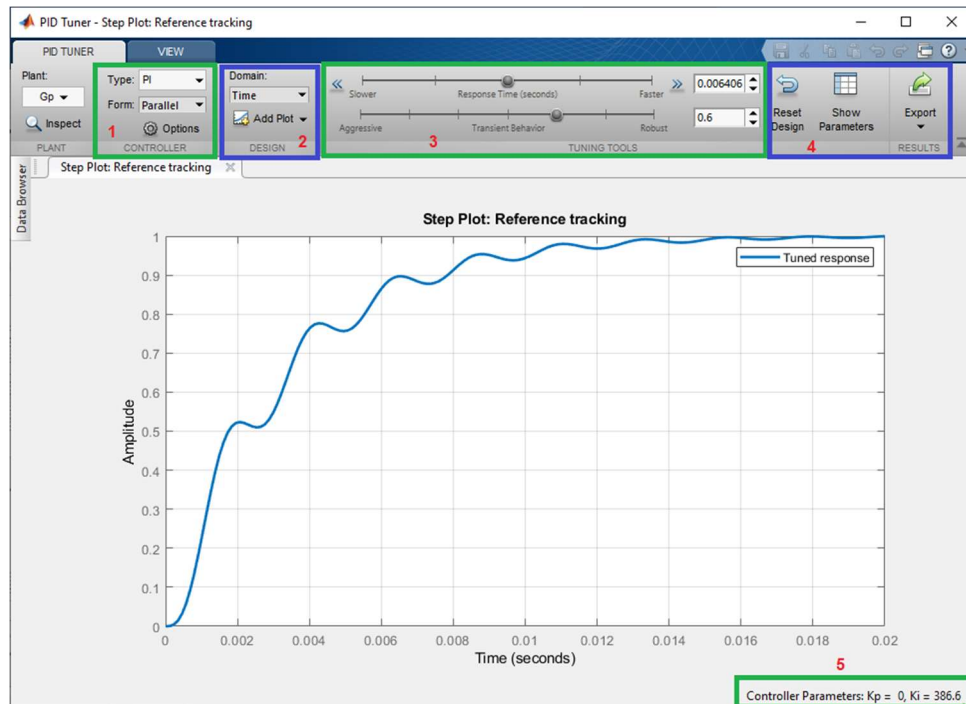
Os controladores utilizados neste trabalho serão definidos a partir da ferramenta, *pidtool*, do *Matlab*, onde é possível ajustar as respostas ao degrau baseado na velocidade da resposta e na característica transiente desejadas.

Como mencionado anteriormente, a resposta ao degrau de uma função de transferência pode ser analisada através de cinco critérios: tempo de atraso, tempo de subida, tempo de pico, sobressinal e tempo de acomodação. As ferramentas do *Matlab* têm critérios predefinidos para a análise da resposta ao degrau de uma função. Caso a estabilização ocorra, a resposta é gerada até o tempo onde a função encontra-se dentro dos limites estabelecidos pelo *Matlab*. Caso não estabilize em nenhum momento, a resposta gerada é calculada até os limites máximos estabelecidos na configuração.

Na análise das respostas ao degrau dos modelos analisados a seguir será adotado como tempo total da resposta 30ms, esse parâmetro é o equivalente ao dobro do tempo total ao simular a resposta sem controle, Figura 27.

Existe a ferramenta *pidtool*, do *Matlab*, que pode ser acionada através do texto de comando. Essa ferramenta permite a análise das respostas de funções de transferência a um sinal através dos controladores PID. Ao acionar o comando *pidtool*, uma janela do *Matlab* será executada, Figura 28. Ao centro da janela encontra-se a resposta ao degrau da função de transferência alimentada como argumento lógico da função do programa. Na figura onde marca-se 1, tem-se a ferramenta de ajuste do tipo de controlador a ser executado (P, PI, PD e PID). No painel 2 é possível modificar o domínio da análise assim como solicitar outros gráficos como o diagrama de bode da função controlada. O painel de número 3 permite a modificação das características de velocidade e transiente da resposta analisada. O painel de número 4 permite ao usuário a exibição de outros parâmetros referentes à resposta analisada assim como a exportação destes dados. Na marcação de número 5 encontram-se descritas os parâmetros do controlador que geram a resposta visualizada.

Figura 28- Ferramenta de Ajuste pidtool no Matlab



Fonte: O autor 2023.

O *pidtool* apresenta opções de ajuste de velocidade da resposta e de características do transiente, sendo possível reduzir a velocidade, acelerar ou definir pontos médios na análise da resposta. O *pidtool* realiza o ajuste desses parâmetros baseado em modelos matemáticos elaborados para análise de sistemas. A modificação dessas características otimiza o desempenho do sistema em relação a velocidade de resposta e a rejeição a perturbações.

O transiente agressivo geralmente melhora a velocidade de resposta, porém tende a gerar oscilações, o transiente robusto aumenta a estabilidade do sistema. A configuração de resposta rápida faz com que o *pidtool* ajuste o sistema melhorando a velocidade e em contrapartida cria oscilações ou sobrepicos. A configuração de resposta lenta tende a reduzir as oscilações do sistema, porém pode gerar um tempo de resposta mais longo.

Neste trabalho são analisados os pontos extremos e o ponto médio destas configurações, sendo adotadas as siglas RL, RM e RR para Resposta de tempo Lenta, Resposta de tempo Médio e Resposta de tempo Rápido respectivamente, para os ajustes do transiente são adotadas as seguintes siglas: TA, TM e TR sendo estes o Transiente Agressivo, Médio e Robusto. As informações sobre as características dos controladores projetados para cada controlador encontram-se nos anexos C, D e E.

#### 4.2.5 Controle PID

A função de transferência do controlador atraso-avanço de fase projetada é:

$$G_C = K_P + K_i \times \frac{1}{s} + K_d \times s \quad (133)$$

##### 4.2.5.1 Resposta de tempo Lento

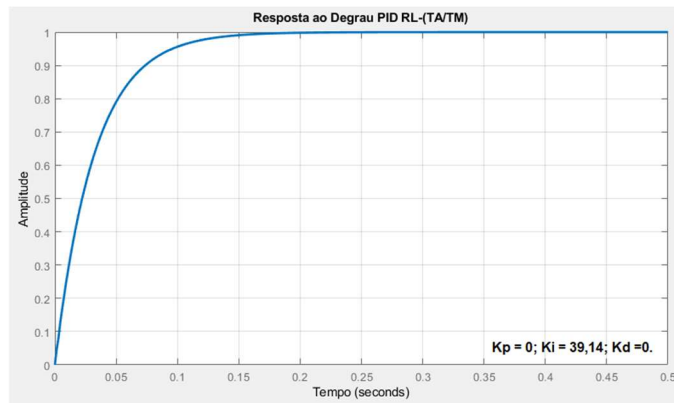
Para as características de transiente agressivo e médio, os parâmetros calculados foram os mesmos. Para o transiente robusto, os parâmetros obtidos apresentaram valores levemente divergentes para esta característica. As figuras 29<sup>2</sup> e 30<sup>3</sup> são as respostas ao degrau das malhas controladas pelo controlador com as características (TA/TM) e TR respectivamente.

---

<sup>2</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

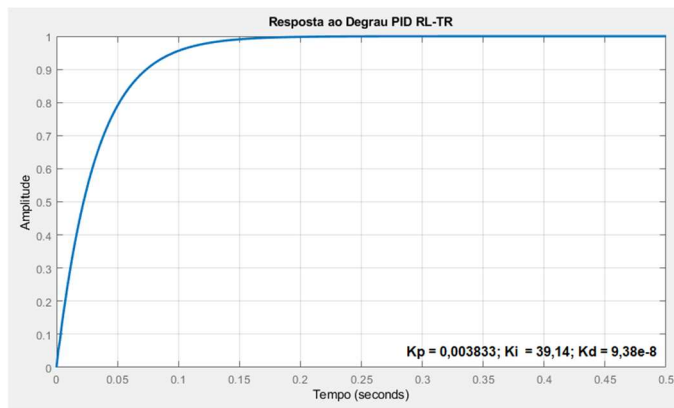
<sup>3</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

Figura 29 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RL - (TA/TM)



Fonte: O autor 2023.

Figura 30 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RL - TR)

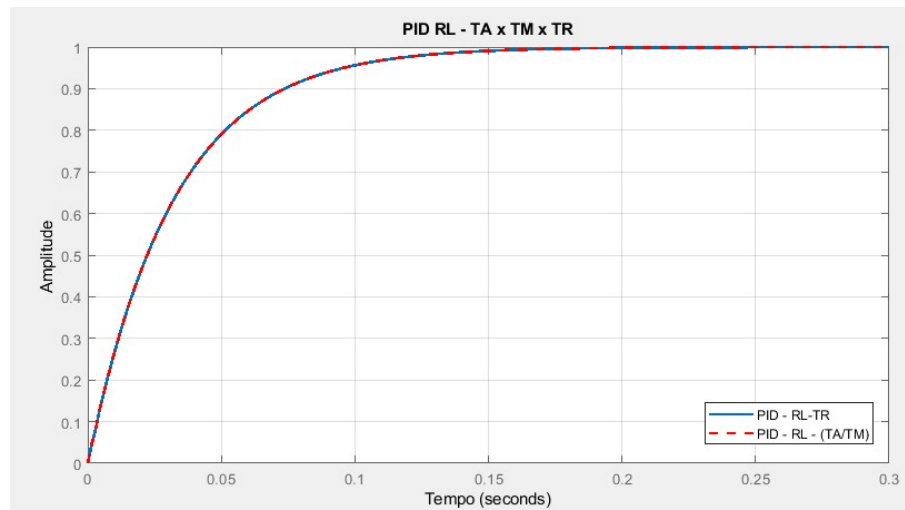


Fonte: O autor 2023.

Na Figura 31<sup>4</sup> os gráficos anteriores são sobrepostos, de modo que é possível observar que a diferença entre as respostas é quase nula. O tempo de estabilização gerado pela resposta é muito grande, 125ms, o que é superior ao proposto anteriormente.

<sup>4</sup> Gráfico de amplitude normalizada, medidas em [V/V].

Figura 31 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RL – TA x TM x TR



Fonte: O autor 2023.

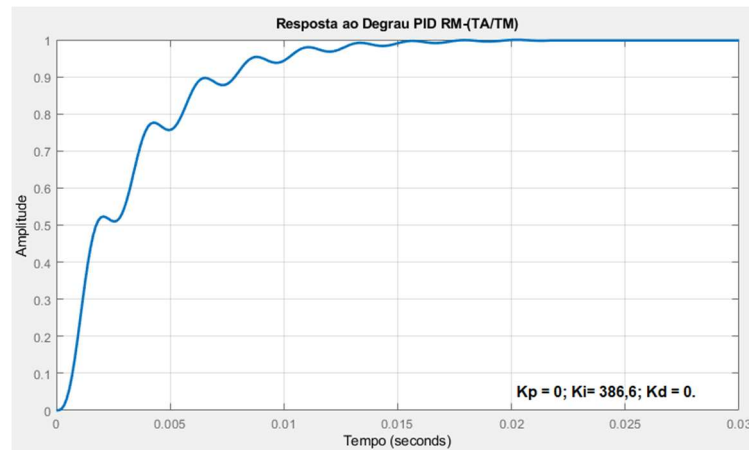
#### 4.2.5.2 Resposta de tempo Médio

Para a configuração RM com transientes agressivo e médio, os parâmetros e a resposta gerados foram idênticos, conforme Figura 32<sup>5</sup>. Para o transiente robusto foram encontrados parâmetros diferentes e uma resposta ao degrau, Figura 33<sup>6</sup>, diferente da observada anteriormente.

<sup>5</sup> Gráfico de amplitude normalizada, medidas em [V/V].

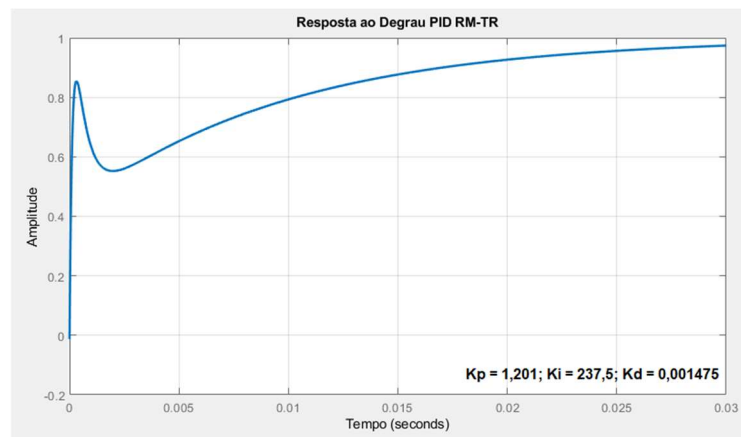
<sup>6</sup> Gráfico de amplitude normalizada, medidas em [V/V].

Figura 32 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RM - (TA/TM)



Fonte: O autor 2023.

Figura 33 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RM - TR

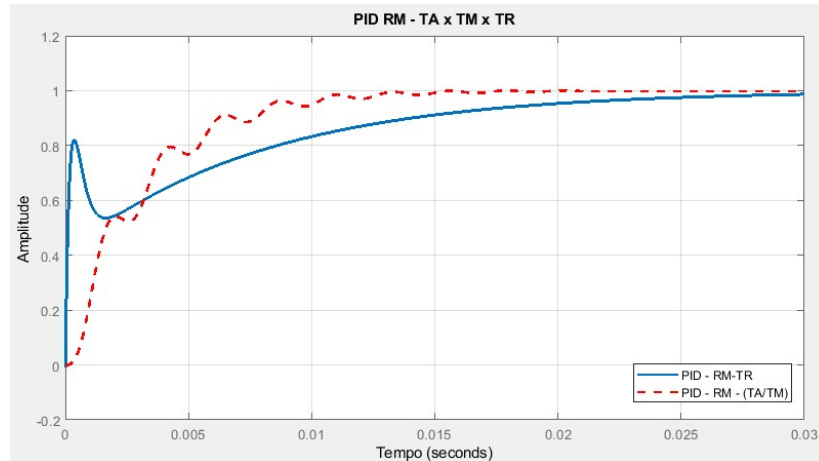


Fonte: O autor 2023.

Na figura 34<sup>7</sup> estão dispostos os gráficos das respostas para as características estudadas. Na tabela 4 são dispostos os parâmetros gerais dos controladores que geram estas respostas.

<sup>7</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

Figura 34 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RM TA x TM x TR



Fonte: O autor 2023.

Tabela 4 - Parâmetros Controladores PID RM

	(TA/TM)	(TR)
Tempo de Subida	17,4 ms	5,51 ms
Tempo de Estabilização	33,4 ms	12,6 ms
Sobrepico	0 %	0,0715 %
Pico	0,999	1
Margem de Ganho	37.6 @ 2,75e+4 rad/s	7.11 @ 2,75e+4 rad/s
Margem de Fase	89.2 deg @ 327 rad/s	88.1 deg @ 327 rad/s
Estabilidade de ciclo-fechado	Estável	Estável

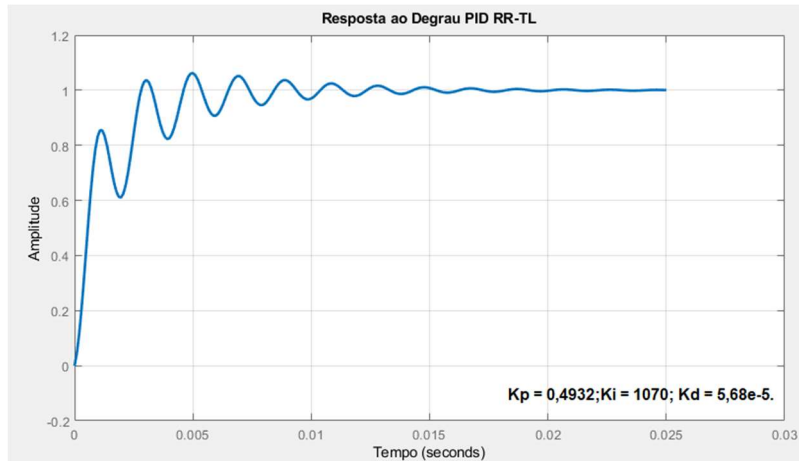
Fonte: O autor 2023.

Os parâmetros gerados para o controlador PID de resposta de tempo médio para as características de transiente agressivo e transiente robusto apresentam apenas o parâmetro integrativo e tem um tempo de estabilização superior ao sugerido na análise deste trabalho. O controlador PID RM com característica de transiente robusto, por sua vez, apresenta todos os parâmetros do controlador definidos e apresenta tempo de estabilização aceitável para a análise do sinal, porém, ainda serão analisados os resultados para a característica de resposta de tempo rápido.

#### 4.2.5.3 Resposta de tempo Rápido

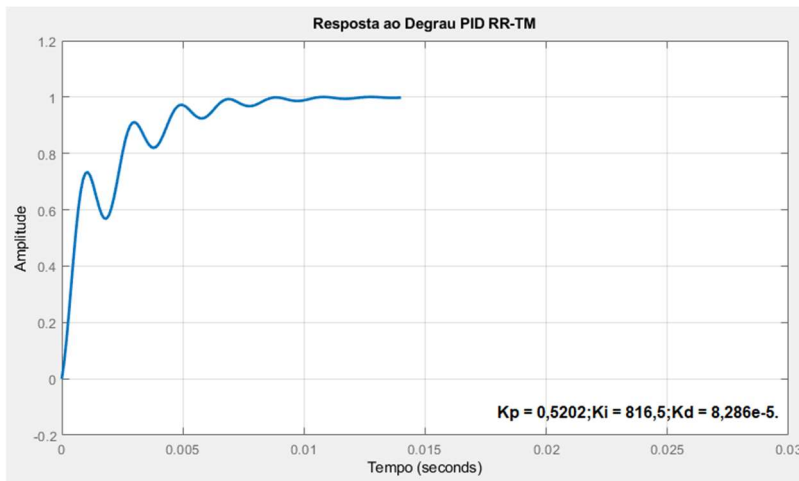
O controlador PID de resposta de tempo rápido, diferente dos anteriores analisados apresenta respostas ao degrau próprias para cada característica do transiente, figuras 35<sup>8</sup>, 36<sup>9</sup> e 37<sup>10</sup>.

Figura 35 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RR - TL



Fonte: O autor 2023.

Figura 36 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RR - TM



Fonte: O autor 2023.

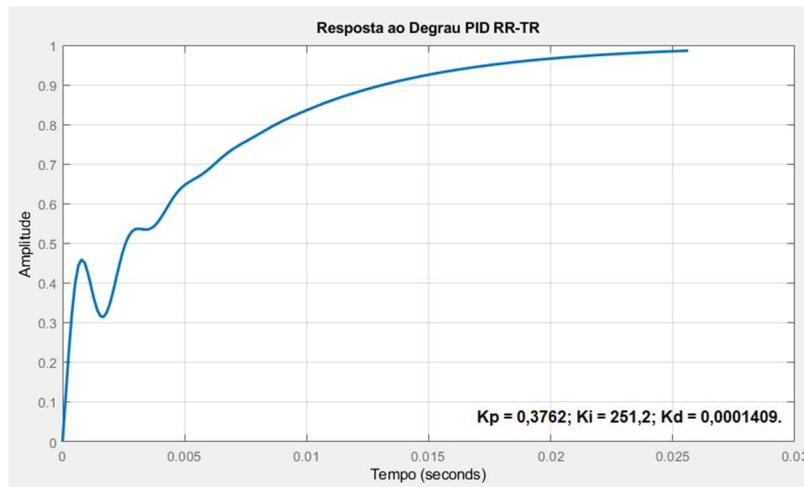
<sup>8</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

<sup>9</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

<sup>10</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].



Figura 37 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RR - TR



Fonte: O autor 2023.

Na tabela 5 estão descritos os parâmetros individuais para cada controlador PID de resposta rápida para as características de transiente.

Tabela 5 - Parâmetros Controladores PID de Resposta Rápida

	TA	TM	TR
Tempo de Subida	2,42 ms	2,65 ms	13 ms
Tempo de Estabilização	11,9 ms	8,18 ms	23,3 ms
Sobrepico	6,22 %	0,12 %	0%
Pico	1.06	1	0.998
Margem de Ganho	66.3 @ inf rad/s	63,2 @ inf rad/s	58,4 dB @ Inf rad/s
Margem de Fase	27.8 deg @ 3.12e+3 rad/s	45 deg @ 3.12 e+3 rad/s	90 deg @ 3.12 e+3 rad/s
Estabilidade de ciclo-fechado	Estável	Estável	Estável

Fonte: O autor 2023.

O controlador PID com resposta rápida e transiente robusto apresenta tempo de subida e tempo de estabilização grandes, quando comparado ao controle das outras características de transiente.

O controlador PID de transiente médio apresenta menor tempo de subida, menor tempo de estabilização e menor valor de sobrepico quando comparado ao controlador de característica transiente agressiva.

## Conclusão dos Controladores PID

Os controladores de características (RM-TR) e (RR-TM) apresentaram os melhores desempenhos para os controladores PID. Na tabela 6 estão dispostos seus parâmetros e na Figura 38<sup>11</sup> é possível visualizar suas respostas ao degrau unitário.

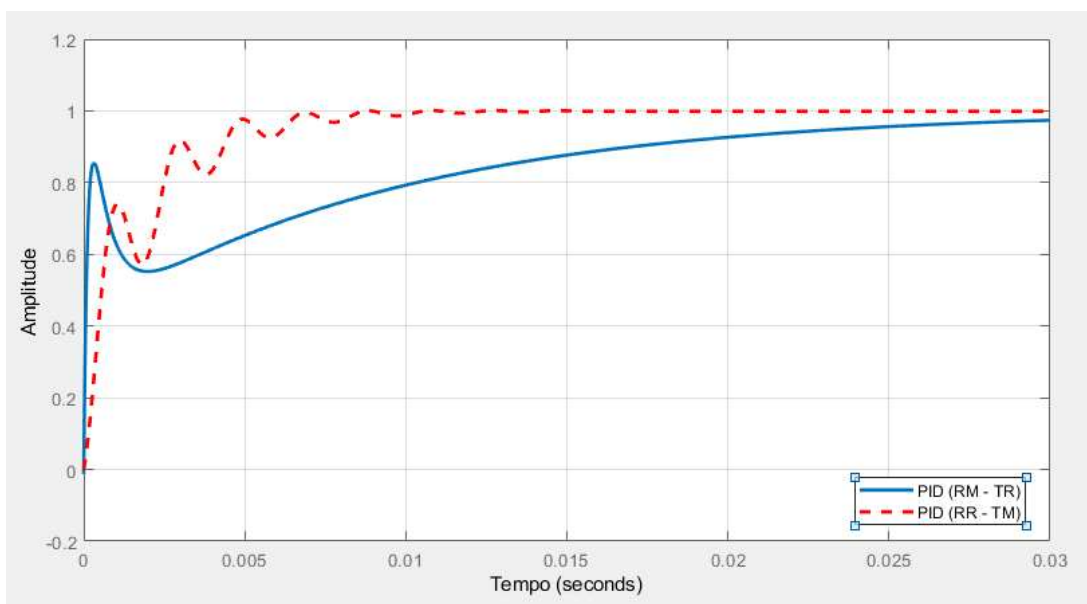
Tabela 6 - Parâmetros Controladores PID Resposta Média e Resposta Rápida

	PID (RM-TR)	PID (RR-TM)
Tempo de Subida	5,51 ms	2,65 ms
Tempo de Estabilização	12,6 ms	8,18 ms
Sobrepico	0,0715 %	0,12 %
Pico	1	1
Margem de Ganho	7.11 @ 2,75e+4 rad/s	63,2 @ inf rad/s
Margem de Fase	88.1 deg @ 327 rad/s	45 deg @ 3.12 e+3 rad/s
Estabilidade de ciclo-fechado	Estável	Estável

Fonte: O autor 2023.

Através dos dados da tabela anterior, e pela curva das respostas, as características do controlador PID serão definidas como RR-TM.

Figura 38 - Resposta ao degrau simulada Matlab PID RR – TM x TR



Fonte: O autor 2023.

<sup>11</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

Dessa forma:

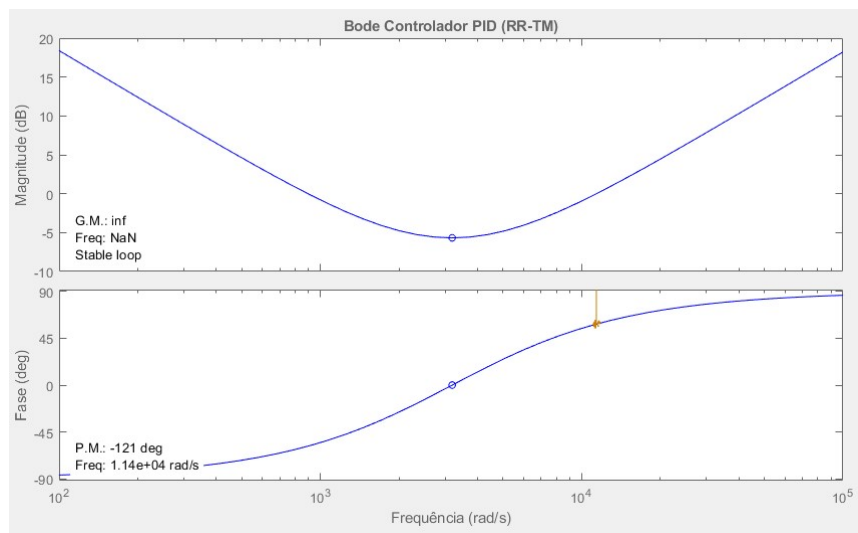
$$G_C = 0,5202 + 816,5 \times \frac{1}{s} + 0,0000828 \times s \quad (134)$$

Com os ganhos do controlador definidos, é possível obter a função de transferência de malha fechada da planta:

$$G_{MF}(s) = G_C(s) G(s) = \frac{-6,309s^2 + 4,468 \times 10^6 s + 1,467 \times 10^{10}}{6448s^3 + 4,719 \times 10^6 s^2 + 4,89 \times 10^{10} s} \quad (135)$$

Através das Figuras 39<sup>12</sup> e 40<sup>13</sup> é possível visualizar o diagrama de bode do controlador PID-TR e da planta em malha fechada controlada, respectivamente.

Figura 39 - Diagrama de Bode do Controlador PID

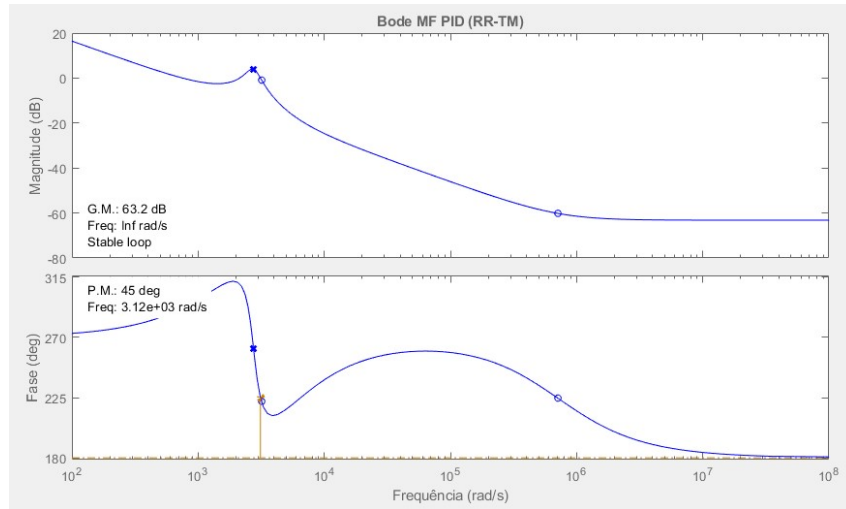


Fonte: O autor 2023.

<sup>12</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

<sup>13</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

Figura 40 - Diagrama de Bode do boost em malha fechada (PID)



Fonte: O autor 2023.

Tabela 7 - Parâmetros Sem Controle x Controle PID

Parâmetro	Sem Controle	Controle PID (RR-TM)
Tempo de Subida	0,3 ms	2,65 ms
Tempo de Estabilização	10,4 ms	8,18 ms
Sobrepico	73,7%	0,12 %
Pico	0,792	1
Margem de Ganho	38.7dB @ 2,3e+4rad/s	63,2 @ inf rad/s
Margem de Fase	25.6 deg @ 3,61e+3rad/s	45 deg @ 3.12 e+3 rad/s
Estabilidade de ciclo-fechado	Estável	Estável

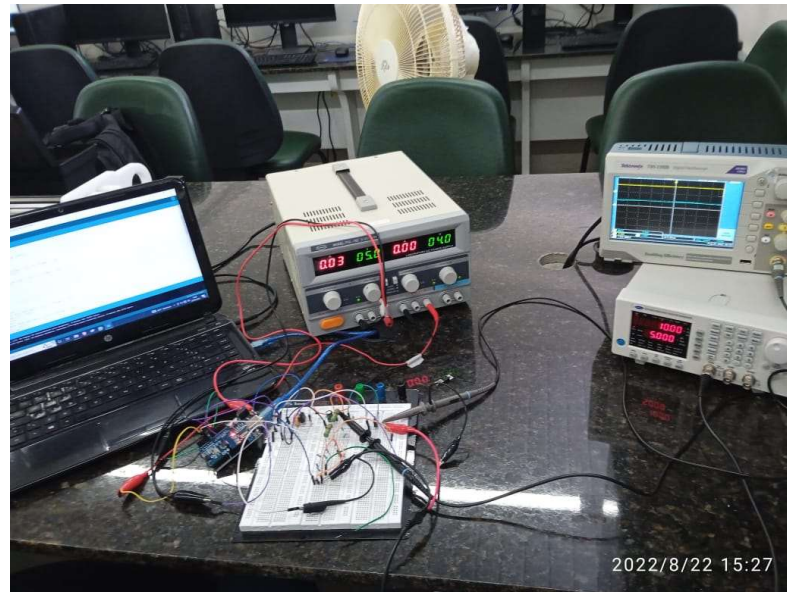
Fonte: O autor 2023.

Através da tabela é possível observar que o tempo de estabilização, margens de ganho e fase, pico e sobrepico do sistema com controle PID foram superiores aos parâmetros obtidos para o circuito sem controle.

## 5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÕES

Para a realização dos experimentos o conversor foi montado em protoboard utilizando os componentes da Tabela 2. Na Figura 41 abaixo podemos visualizar a bancada de testes do laboratório de circuitos do IFPE – Campus Pesqueira.

Figura 41 - Bancada de experimentos



Fonte: O autor 2023.

### 5.1. MAPEAMENTO DE LEITURAS

Para validar o funcionamento do conversor *boost* em modo de condução contínua, foi conectada uma fonte de tensão alimentando com 5,0V a entrada do conversor e foram realizadas leituras da tensão de saída e da corrente da fonte de alimentação para níveis diferentes de ciclo de trabalho, espaçados em intervalos de 5%. A tabela 9 registra todas as medições da amostragem.

Tabela 8 - Mapeamento das Leituras

(Continua)

<b>Duty Cycle</b>	<b>Leitura</b>	<b>Leitura</b>	<b>Duty Cycle</b>	<b>Leitura</b>	<b>Leitura</b>
<b>(%)</b>	<b>(<math>V_{média}</math>)</b>	<b>(<math>A_{média}</math>)</b>	<b>(%)</b>	<b>(<math>V_{média}</math>)</b>	<b>(<math>A_{média}</math>)</b>
0	4,42	0,00	55	9,77	0,06
5	4,78	0,01	60	10,50	0,07

Tabela 8 - Mapeamento das Leituras

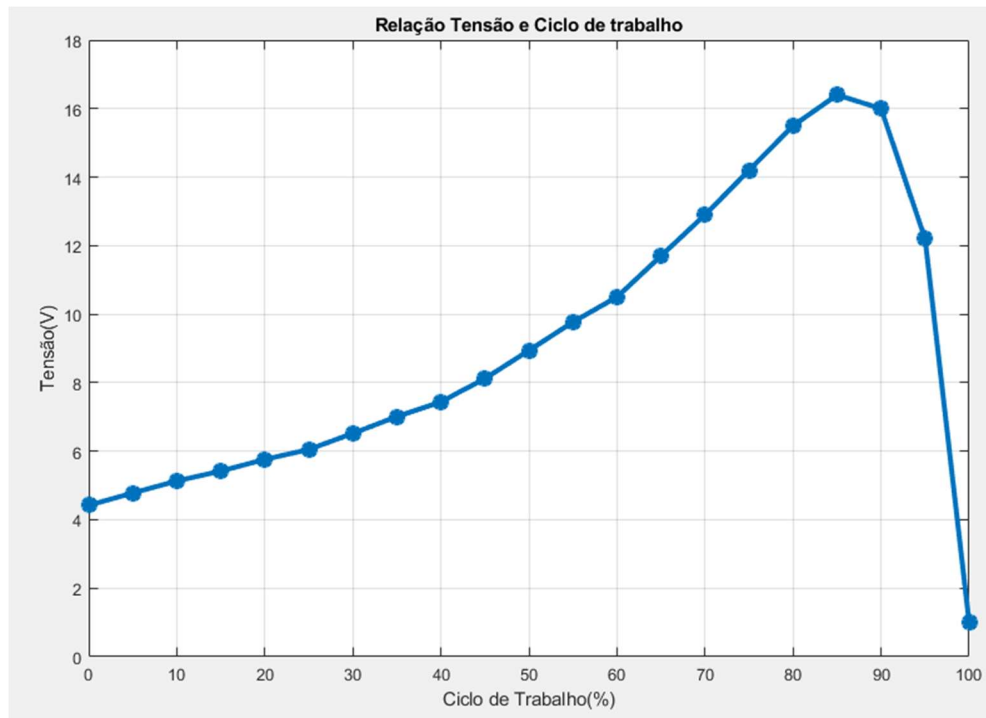
(Continuação)

<b>Duty Cycle</b>	<b>Leitura</b>	<b>Leitura</b>	<b>Duty Cycle</b>	<b>Leitura</b>	<b>Leitura</b>
<b>(%)</b>	<b>(<math>V_{média}</math>)</b>	<b>(<math>A_{média}</math>)</b>	<b>(%)</b>	<b>(<math>V_{média}</math>)</b>	<b>(<math>A_{média}</math>)</b>
10	5,13	0,01	65	11,70	0,1
15	5,42	0,01	70	12,90	0,13
20	5,76	0,01	75	14,20	0,18
25	6,05	0,01	80	15,50	0,25
30	6,52	0,02	85	16,40	0,37
35	7,01	0,02	90	16,00	0,57
40	7,44	0,03	95	12,20	1,05
45	8,12	0,03	100	1	1,24
50	8,94	0,04			

Fonte: O autor 2023.

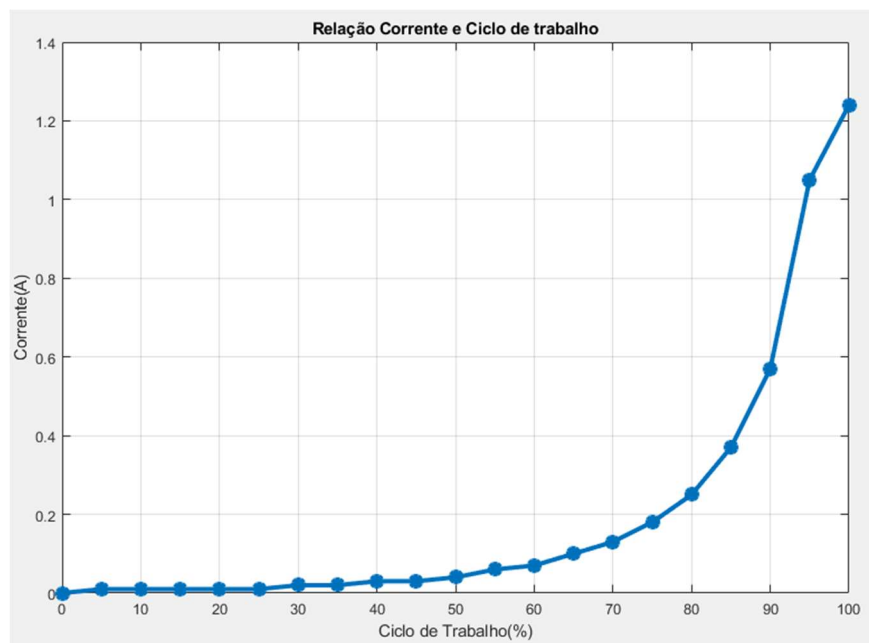
No gráfico da Figura 42, construído a partir dos dados coletados é possível definir os valores de ciclo de trabalho que apresentam o máximo ganho de tensão. Coletar esses dados através de intervalos de 2% forneceria uma visualização mais suave, porém o interesse geral era confirmar o gráfico de ganho previsto na Figura 7. A Figura 43 trata-se do gráfico de corrente da fonte de alimentação por ciclo de trabalho do PWM.

Figura 42 - Gráfico de Tensão x Ciclo de Trabalho



Fonte: O autor 2023.

Figura 43 - Gráfico de corrente x Ciclo de Trabalho



Fonte: O autor 2023.

## 5.2. RESPOSTAS AO DEGRAU UNITÁRIO

Para obter as respostas ao degrau unitário, alimentou-se inicialmente o circuito do conversor *boost* e do Arduino. O conversor foi previamente descarregado e a tensão

de referência foi definida como 8,0V para permitir a avaliação do controle e garantir que a tensão recebida pelas entradas analógicas do Arduino estivesse dentro dos limites de proteção do dispositivo.

Para obter a resposta sem controle, utilizou-se uma versão mais simples do programa, no qual foi definido o ciclo de trabalho a ser aplicado ao PWM. Já para as respostas geradas pelo controle, utilizou-se o programa encontrado no **Anexo B**. A porta analógica A0 recebeu a tensão de saída do conversor boost, por um divisor de tensão, enquanto a porta lógica A1 foi conectada a uma fonte de tensão CC, que é a tensão de referência na qual o controlador irá trabalhar. A escala da tensão de referência pode ser ajustada internamente no código do controlador.

De forma geral, as respostas ao degrau unitário serão analisadas ajustando os gráficos de forma que o ponto inicial e o ponto de estabilização das respostas teóricas e simuladas coincidam. Os tempos de subida, de estabilização e a capacidade do controlador de alcançar a tensão alvo serão comparados. Para garantir melhor visualização dos dados, a curva experimental foi reconstruída a partir de coleta de dados em software específico, *OriginLab*, e em seguida foram sobrepostas as curvas teóricas e experimentais

#### 5.2.1. Sem Controle

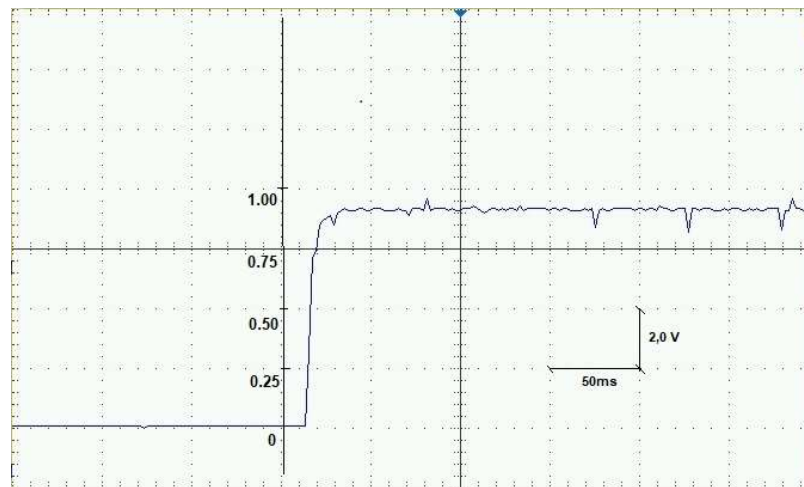
Na Figura 44<sup>14</sup> é possível visualizar a resposta do conversor *boost* ao degrau, através da alimentação do circuito de chaveamento com um controle de pulso equivalente a 45% do ciclo de trabalho, de forma que a tensão de saída do conversor seja 8V.

---

<sup>14</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].



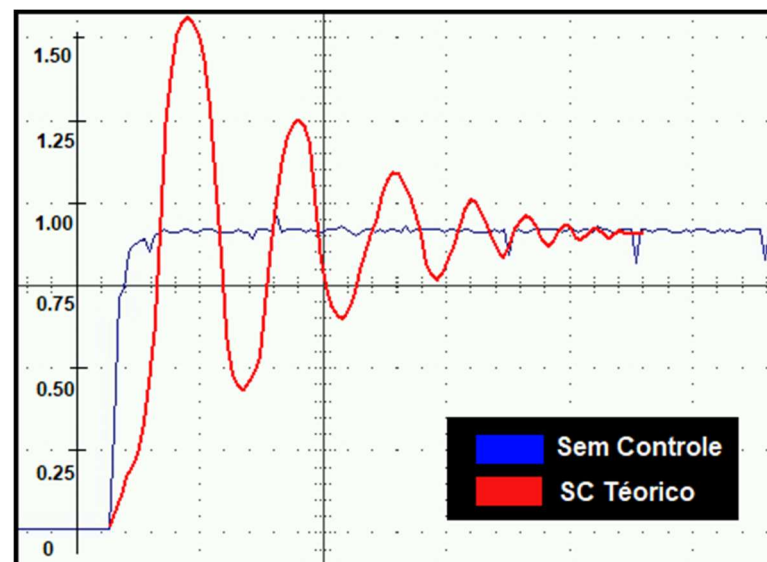
Figura 44 – Resposta degrau *boost* Sem Controle



Fonte: O autor 2023.

Na Figura 45<sup>15</sup> é possível comparar as respostas teórica e experimental. Esperava-se uma série de sobrepicos até a estabilização, porém essa característica não foi observada. Uma possível explicação para a ausência dos sobrepicos na curva experimental é a existência de características não mensuradas na construção do modelo, como características físicas dos componentes e da rede de energia.

Figura 45 – Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o *boost* sem controle



Fonte: O autor 2023.

Na Tabela 9 é possível constatar que os tempos de subida e estabilização obtidos para o circuito sem controle foram divergentes para os tempos teóricos, dessa forma pode-se presumir inicialmente que para os controles seguintes a mesma característica deve ser observada.

<sup>15</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

Tabela 9 - Características Teóricas e de Simulação boost sem controle

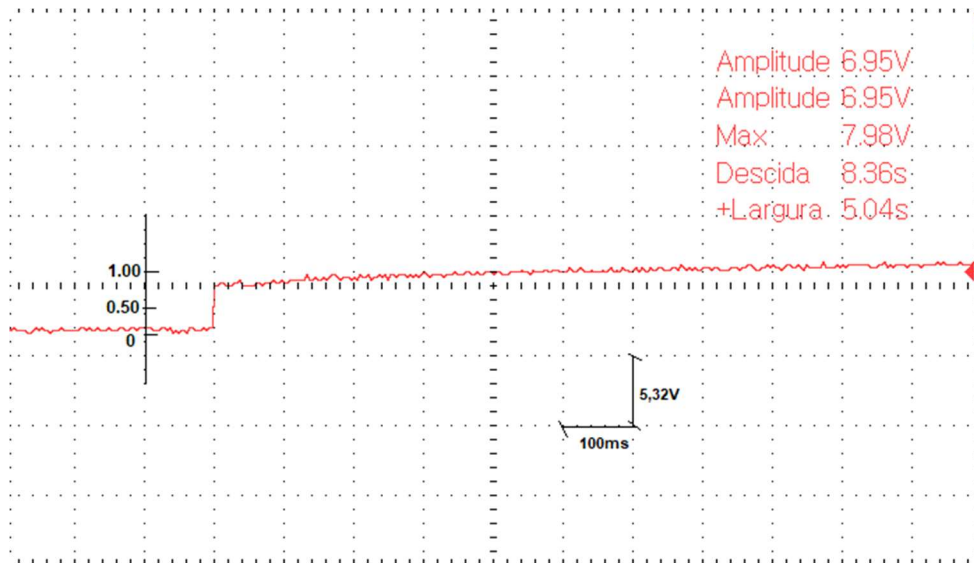
Sem Controle	Tempo de Subida	Tempo de Estabilização
Simulação	0,3ms	10,4 ms
Experimental	5 ms	35 ms

Fonte: O autor 2023.

### 5.2.2. Controladores (PID RL-TA) e (PID RL-TM)

Na Figura 46<sup>16</sup> é possível visualizar a resposta ao degrau para o grupo de controladores PID RL(TA/TM). Este grupo de controladores gerado pela ferramenta *pidtool* apresenta apenas a parcela integrativa, para fins de estudo e comparação a análise foi realizada, ainda que este grupo não componha um controlador de característica PID. O controlador foi capaz de atingir a tensão de referência solicitada, apresentando uma curva suave sem sobrepico.

Figura 46 - Resposta degrau boost PID RL(TA/TM)



Fonte: O autor 2023.

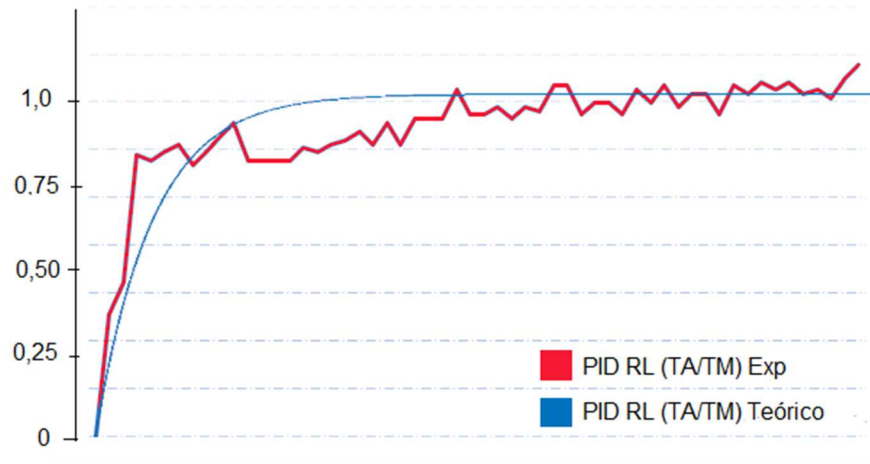
A respostas teórica previa uma curva de subida rápida e sem oscilações, a curva experimental por sua vez apresentou uma curva mais lenta, com ausência de sobrepico e com oscilações ao longo da estabilização, Figura 47<sup>17</sup>, as oscilações podem estar ligadas diretamente a ruídos da rede de energia, sensibilidade do

<sup>16</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

<sup>17</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

equipamento de mensuração ou a característica de subida lenta, podendo as oscilações serem ciclos de carga e descarga do capacitor.

Figura 47 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RL(TA/TM)



Fonte: O autor 2023.

A Tabela 10 traz dados referentes aos tempos de subida e estabilização do controlador PID RL(TA/TM), é importante destacar que a curva de subida experimental obteve valor muito inferior ao tempo teórico, por outro lado, o tempo de estabilização experimental obteve um valor superior ao previsto.

Tabela 10 - Características Teóricas e de Simulação boost PI RL(TA/TM)

PID RL TA/TM	Tempo de Subida	Tempo de Estabilização
Simulação	70,1 ms	125 ms
Experimental	5 ms	300 ms

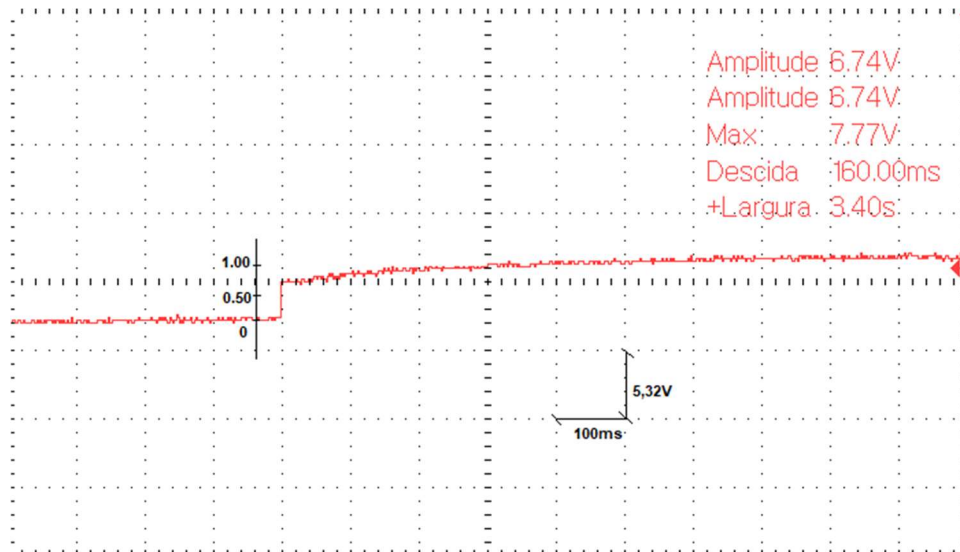
Fonte: O autor 2023.

### 5.2.3. Controlador (PID RL-TR)

O controlador PID RL(TR) conseguiu controlar a tensão de saída do conversor boost para a tensão de referência desejada. Este controlador apresentou uma parcela proporcional muito pequena, podendo não ser capaz de influenciar diretamente no controle, para critérios de estudo a análise foi realizada normalmente. Na Figura 48<sup>18</sup> é possível visualizar a resposta ao degrau para o controlador PID RL(TR).

<sup>18</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

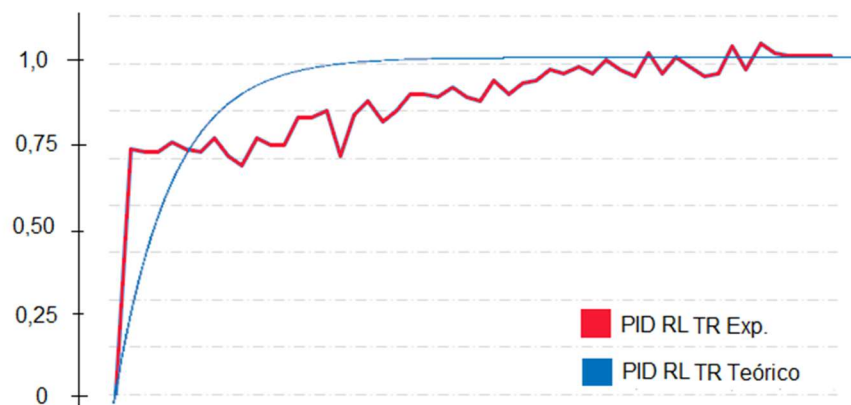
Figura 48 - Resposta degrau boost PID RL(TR)



Fonte: O autor 2023.

Na Figura 49<sup>19</sup> é possível visualizar as respostas ao degrau teórica e experimental para o controlador PID RL(TR). De formar semelhante aos controladores PIDRL(TA/TM), a curva experimental não apresentou sobrepico e teve leves oscilações na curva até o ponto de estabilização, as possíveis causas para essas características são as mesmas, pois trata-se de um controlador com características de velocidade de resposta lenta.

Figura 49 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RL(TR)



Fonte: O autor 2023.

Na Tabela 11 é possível visualizar os tempos de subida teóricos e experimentais.

<sup>19</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

Tabela 11 - Características Teóricas e de Simulação boost PID RL(TR)

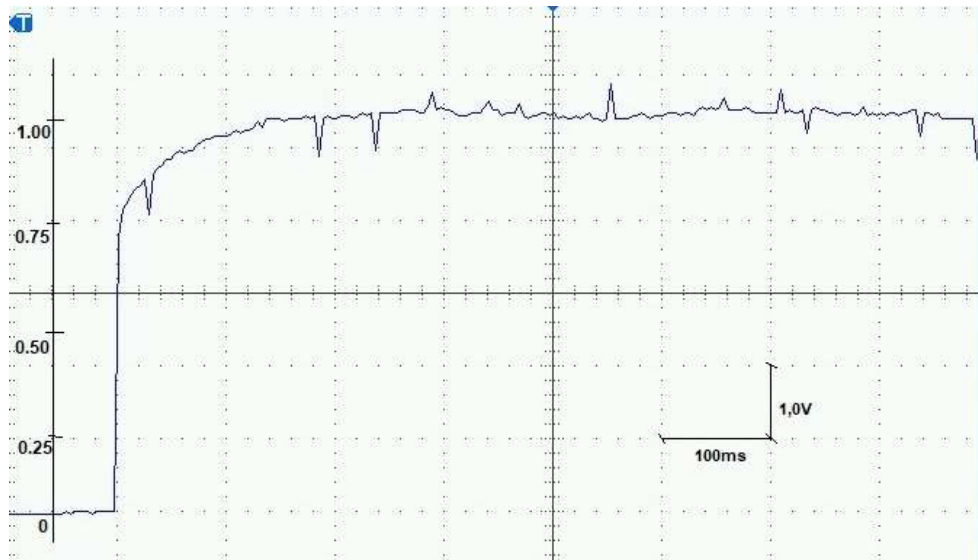
PID RL TR	Tempo de Subida	Tempo de Estabilização
Simulação	70,3 ms	125 ms
Experimental	80 ms	200 ms

Fonte: O autor 2023.

#### 5.2.4. Controladores (PID RM-TA) e (PID RM-TM)

Os controladores do grupo PID RM(TA/TM) apresentaram a resposta ao degrau observado na Figura 50<sup>20</sup>. Este controlador utilizou apenas a parcela integrativa, visto que assumiu valores nulos para os parâmetros proporcional e derivativo, dessa forma não poderia ser chamado de controlador PID, apenas Controlador Integrativo, porém, por critérios de estudo aos controladores gerados pelo pidtool esse grupo de controladores foi analisado.

Figura 50 - Resposta degrau boost PID RM(TA/TM)



Fonte: O autor 2023.

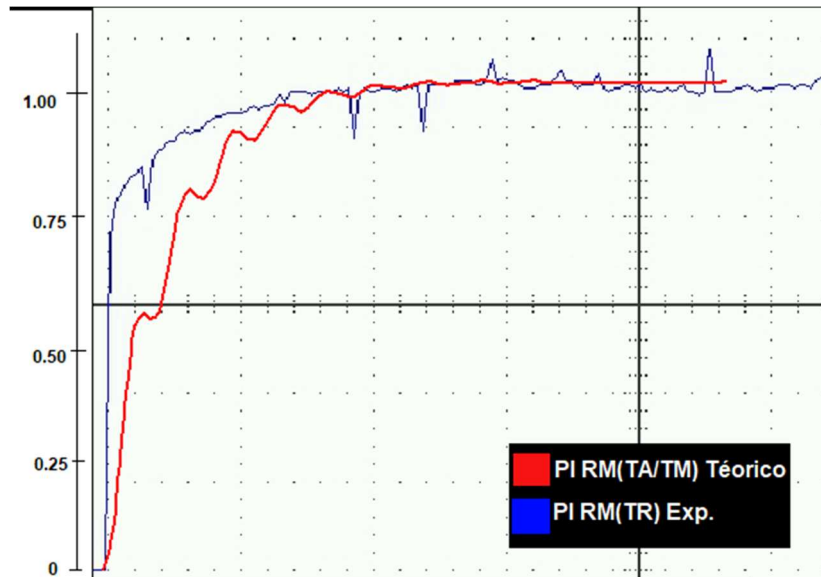
Na Figura 51<sup>21</sup> é possível observar as respostas ao degrau teórica e experimental. A resposta teórica previa uma subida oscilatória, porém, a subida experimental apresentou apenas uma oscilação na curva de subida e oscilações ao

<sup>20</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

<sup>21</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

decorrer da curva estabilizada, isso deve-se ao fato do controlador usar o parâmetro integrativo de forma isolada, deixando o controlador mais instável.

Figura 51 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RM(TA/TM)



Fonte: O autor 2023.

A Tabela 12 traz os tempos de subida e estabilização teórico e experimental para o controlador PID RM (TA/TR).

Tabela 12- Características Teóricas e de Simulação boost PID RM TA/TM

PID RM TA/TM	Tempo de Subida	Tempo de Estabilização
Simulação	7,14 ms	12,7 ms
Experimental	100 ms	150 ms

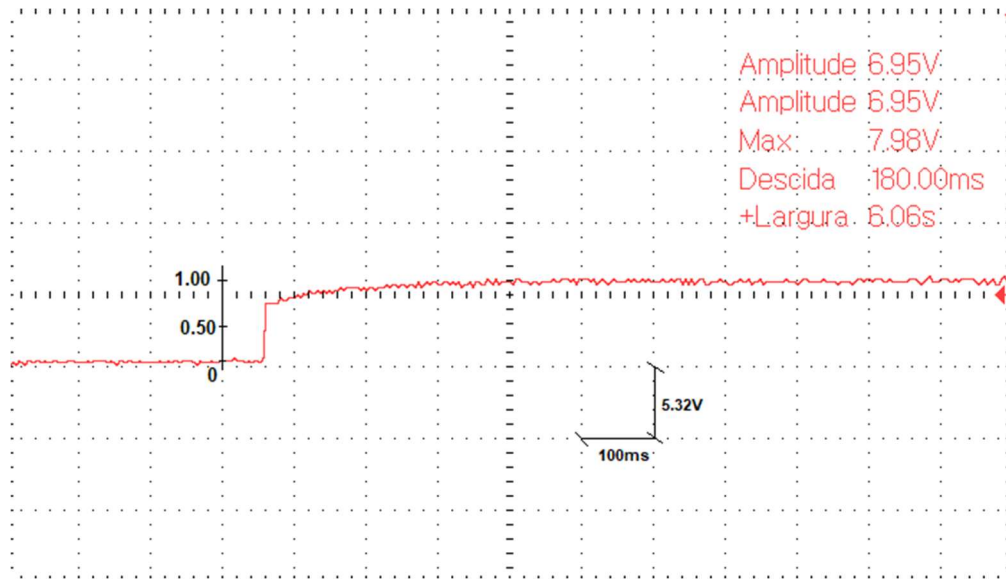
Fonte: O autor 2023.

#### 5.2.5. Controlador (PID RM-TR)

A Figura 52<sup>22</sup> traz a resposta ao degrau para o controlador PID RM(TR). Este controlador foi capaz de controlar a tensão de saída do conversor para a tensão de referência desejada. Diferente dos controladores anteriores, este controlador apresentou valores relevantes das parcelas proporcional e integrativa e apresentou uma parcela derivativa relativamente baixa.

<sup>22</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

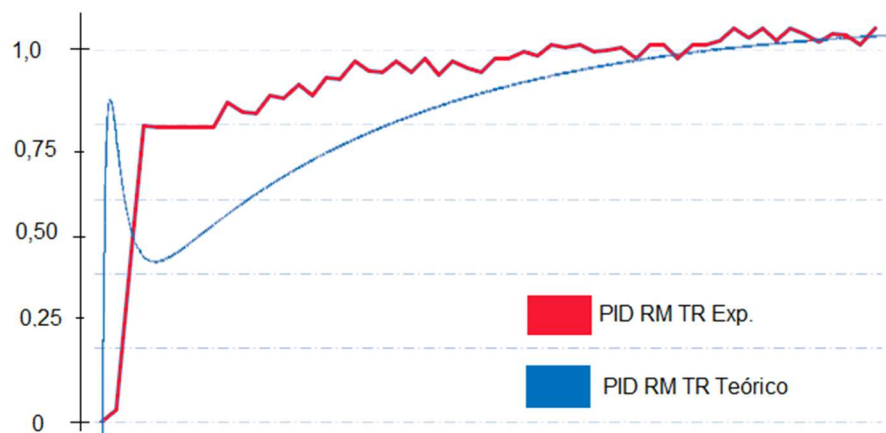
Figura 52 - Resposta degrau boost PID RM(TR)



Fonte: O autor 2023.

Na Figura 53<sup>23</sup> é possível visualizar as curvas teórica e experimental para a resposta ao degrau. A curva teórica previa um sobrepico seguido de uma queda com retomada para o ponto de estabilização, porém a curva experimental mostrou características de subida com ausência de sobrepico seguido de uma subida até o ponto de estabilização. Esse grupo de curvas apresentou formatos próximos, indicando que o modelo matemático projetado para a análise é confiável, ainda que existam características externas que não foram mensuradas.

Figura 53 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RM(TR)



Fonte: O autor 2023.

<sup>23</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

A Tabela 13 traz as informações referentes aos tempos de subida teórico e experimentais.

Tabela 13 - Características Teóricas e de Simulação boost RM(TR)

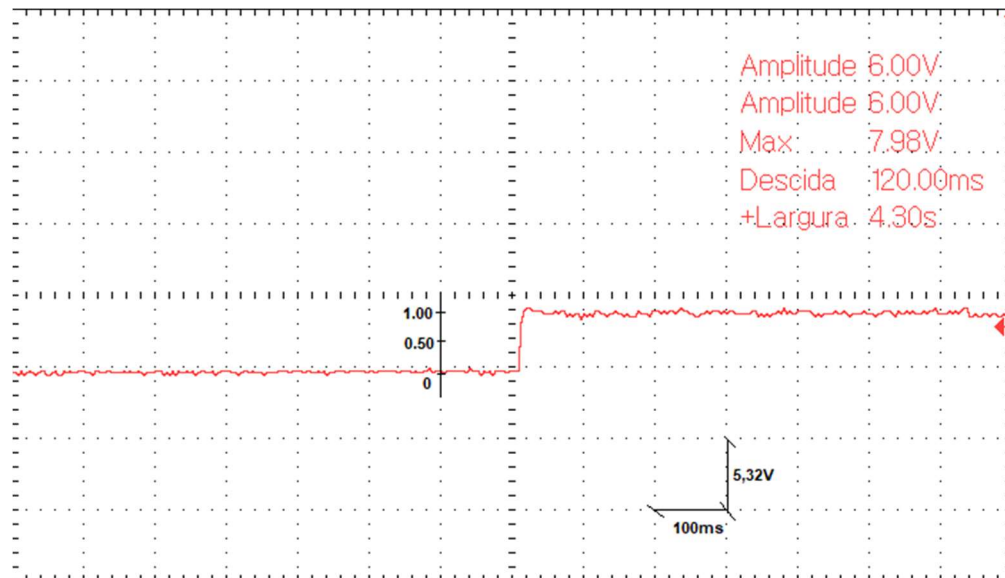
PID RM TR	Tempo de Subida	Tempo de Estabilização
Simulação	17,4 ms	33,4 ms
Experimental	20 ms	100 ms

Fonte: O autor 2023.

### 5.2.6. Controlador (PID RR-TA)

Na Figura 54<sup>24</sup> é possível visualizar a resposta ao degrau para o controlador PID RR(TA). Este controlador foi capaz de ajustar a tensão de saída do conversor boost para a tensão de referência solicitada. Este controlador apresentou parcelas proporcional e integrativa com valores relevantes e uma parcela derivativa próxima de zero.

Figura 54 - Resposta degrau boost PID RR(TA)(5,32V/div), escala horizontal (100ms/div)



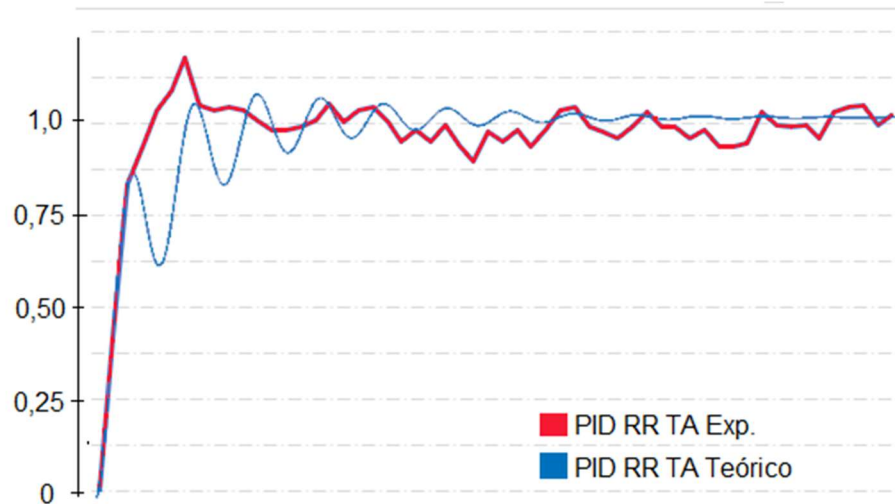
Fonte: O autor 2023.

<sup>24</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].



A Figura 55<sup>25</sup> traz as respostas teórica e experimental para o controlador PID RR(TA). A resposta teórica previa uma subida com leves oscilações, a curva experimental por sua vez apresentou um sobrepico de amplitude relativamente baixa, seguindo até a estabilização com leves oscilações.

Figura 55 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RR(TA)



Fonte: O autor 2023.

A Tabela 14 traz as informações a respeito dos tempos de subida e estabilização para as respostas teórica e experimental. O tempo de estabilização experimental apresentou melhor valor que o esperado pelo tempo teórico.

Tabela 14 - Características Teóricas e de Simulação boost PID RR(TA)

PID RR TA	Tempo de Subida	Tempo de Estabilização
Simulação	2,42 ms	11,9 ms
Experimental	5 ms	10 ms

Fonte: O autor 2023.

### 5.2.7. Controlador (PID RR-TM)

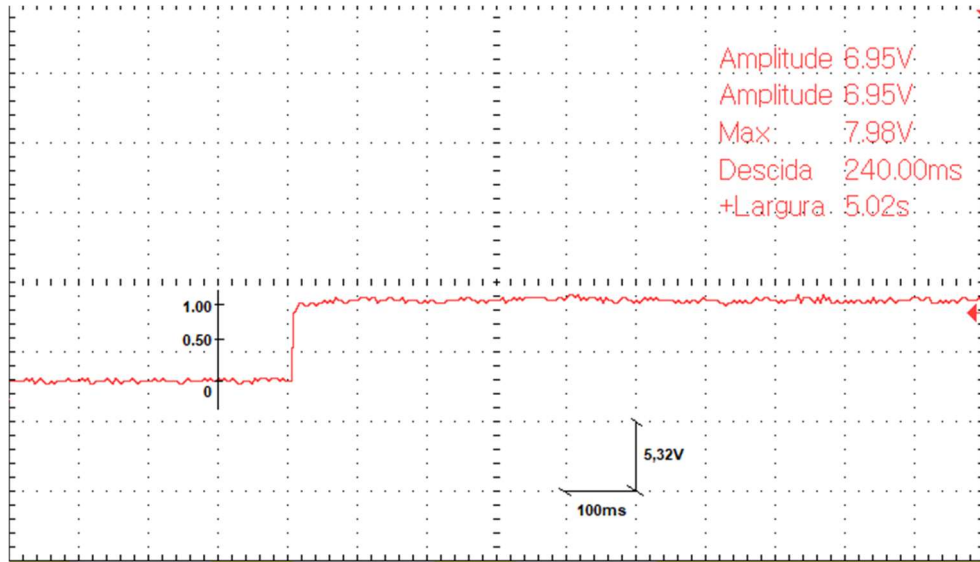
A Figura 56<sup>26</sup> traz a resposta ao degrau para o controlador PID RR(TM). Este controlador conseguiu ajustar a tensão de saída do conversor boost para o nível de tensão de referência desejado. O controlador exibiu componentes proporcional e

<sup>25</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

<sup>26</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

integral com valores relevantes, enquanto a componente derivativa se aproximou de zero.

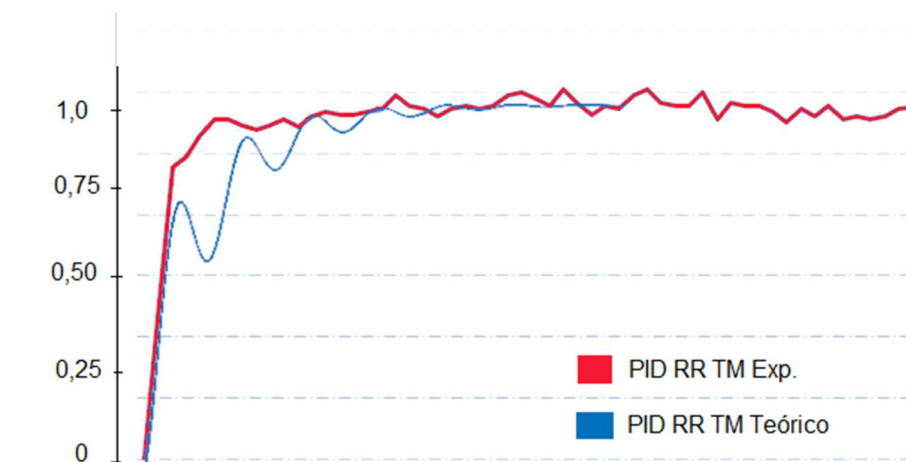
Figura 56 - Resposta degrau boost PID RR(TM)



Fonte: O autor 2023.

Na Figura 57<sup>27</sup> as respostas ao degrau teórica e experimental são sobrepostas. A resposta teórica previa leves oscilações na curva de subida, porém, a curva experimental demonstrou uma resposta direta com baixo tempo de subida e apresentou leves oscilações na curva estabilizada, uma provável explicação para as oscilações são os ciclos de carga e descarga do capacitor.

Figura 57 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RR(TM)



Fonte: O autor 2023.

<sup>27</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

A Tabela 15 traz informações a respeito dos tempos de subida e estabilização para as respostas teórica e experimental. Os tempos para a resposta experimental alcançaram valores próximos aos valores experimentais.

Tabela 15 - Características Teóricas e de Simulação boost PID RR(TM)

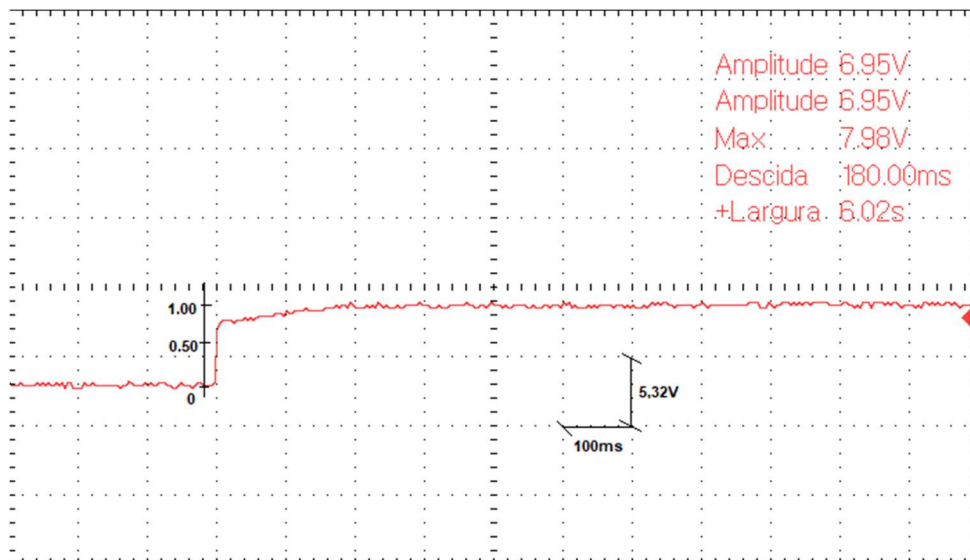
PID RR TM	Tempo de Subida	Tempo de Estabilização
Simulação	2,65 ms	8,18 ms
Experimental	3 ms	10 ms

Fonte: O autor 2023.

#### 5.2.8. Controlador (PID RR-TR)

A Figura 58<sup>28</sup> traz a resposta ao degrau para o controlador PID RR(TR). Este controlador conseguiu ajustar a tensão de saída do conversor boost para o nível de tensão de referência desejado. O controlador mostrou termos proporcional e integral com valores significativos, enquanto o termo derivativo ficou próximo de zero.

Figura 58 - Resposta degrau boost PID RR(TR)

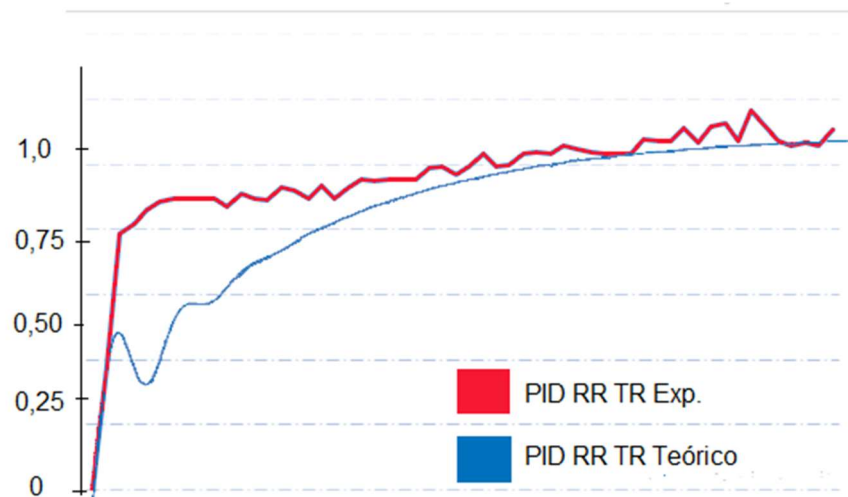


Fonte: O autor 2023.

<sup>28</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

A Figura 59<sup>29</sup> traz as respostas teórica e experimental para o controlador PID RR(TR). A resposta teórica prevê uma subida com uma leve oscilação, a curva experimental apresentou uma subida quase completa ao ponto de estabilização, que foi alcançado em uma parcela pequena de milissegundos, quando estável apresentou leves oscilações provenientes da variação dos ciclos de carga e descarga do capacitor.

Figura 59 - Respostas ao degrau Teórica e Simulada para o boost PID RR(TR)



Fonte: O autor 2023.

A Tabela 16 traz as informações referentes aos tempos de subida e estabilização para a resposta teórica e a resposta experimental. Ainda que este controlador seja de resposta rápida, se comparado aos outros da família PID deste trabalho, este mostrou os maiores tempos de subida e estabilização.

Tabela 16 - Características Teóricas e de Simulação boost PID RR(TR)

PID RR TR	Tempo de Subida	Tempo de Estabilização
Simulação	13 ms	23,3 ms
Experimental	150 ms	180 ms

Fonte: O autor 2023.

<sup>29</sup> Gráfico de amplitudes normalizada, medidas em [V/V].

## 6. CONCLUSÃO

Os resultados demonstrados na seção 6.1 deste trabalho confirma que o conversor projetado atuou de forma satisfatória na manutenção da tensão da carga. Os resultados experimentais foram próximos dos modelos propostos nas simulações.

O programa de controle construído para o Arduino Uno utiliza 17% da capacidade de armazenamento da memória do dispositivo. Esse programa pode ser melhorado futuramente de forma a utilizar menor capacidade de armazenamento. É interessante observar que fisicamente e digitalmente o Arduino foi subutilizado neste projeto, dessa forma o microcontrolador poderia controlar um sistema de maior complexidade ou poderia ser substituído por um dispositivo de menor capacidade.

Quando o conversor *boost* é projetado em seu modelo ideal, é possível que o mesmo seja definido como estável, porém, com baixas margens de ganho e de fase e com uma resposta ao degrau na maioria dos casos insatisfatória. A adição da resistência de carga do indutor modifica a estabilidade e as margens de ganho e de fase. A resistência capacitiva pode ser desconsiderada nos cálculos por ter uma contribuição mínima para o ganho, porém, o valor da capacitância escolhida influencia o tempo total de carga do conversor *boost*, como visto anteriormente. Dessa forma é possível concluir que a indutância influencia na estabilidade e no ganho, o capacitor influencia na estabilidade e no tempo total de resposta e o valor da resistência da carga define os ganhos máximos e mínimos de tensão do conversor *boost* em Modo de Condução Contínua.

A utilização de ferramenta computacional para dimensionamento das variáveis de controle é de extrema importância, visto que em algumas situações como para o controlador PID, determinar os parâmetros de ajuste de forma usual torna-se trabalhoso. Outra característica relevante é a capacidade de projetar a resposta ao degrau com maior maleabilidade, quanto ao tempo de acomodação e tempo de subida, podendo também definir a característica do transiente.

De forma geral, a maioria das respostas geradas pelos controladores propostos na seção 6.2 não teve formato de onda idêntico ou próximo. Alguns dos controladores projetados não correspondem ao que era esperado, como a criação de controladores PID onde existia apenas a parcela integrativa por exemplo. É importante destacar que os controladores projetados apresentaram melhores características de controle e

tempos de subida e estabilização quando as respostas tinham características RM, RR, TM e TR.

Ainda sobre a seção 6.2, verificou-se que algumas respostas experimentais não apresentaram oscilações e sobrepicos previstos na simulação computacional, são possíveis explicações para esta diferença os erros de medição gerados por fatores como ruídos elétricos, imprecisão do sensor, interferências externas, variações dos valores dos componentes utilizados, diferenças entre o modelo matemático e o modelo real e limitações de hardware.

A construção de um controlador PID através de uma ferramenta computacional como o *pidtool* não deve ser adotado de forma isolada como método absoluto de definição do controlador. Essa ferramenta é capaz de guiar o projetista na definição de um controlador para diferentes sistemas, porém é capaz de construir controladores com características indesejadas, como controladores PID que tenham apenas a parcela integrativa por exemplo, tornando o sistema controlado mais instável que o esperado pelo projetista.

## **Trabalhos Futuros**

Devido as limitações do Arduino UNO ATMEGA328p, algumas questões não podem ser abordadas, como a modificação da tensão de referência vista pelo conversor AD e a modificação da quantidade de bits do conversor AD, de forma que estas características influenciam de forma relevante no erro e controle da saída do controlador. Para isso, utilizando outro Arduino ou microcontrolador irá exigir ajustes no código, visto que o controle PID executado neste trabalho utiliza configurações específicas ao chip ATMEGA328p.

## REFERÊNCIAS

AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de potência**. 16. ed. rev. São Paulo: Prentice Hall, 2000. 480 p. ISBN 85-87918-03-06.

ARDUINO. **Getting Started with Arduino**. Disponível em: <https://www.arduino.cc/en/Guide/HomePage>. Acesso em: 15 mar. 2023.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 2nd ed. rev. Netherlands: Kluwer, 2000. 882 p. ISBN 978-1-4757-0559-1.

Fábio, José Fernando. **Técnicas de controle aplicadas aos conversores CC-CC**. [S.I.], 2015. 42 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de São Carlos, São Carlos, 2015. Disponível em: [https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/25436/1/CP\\_COELT\\_2014\\_2\\_02.pdf](https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/25436/1/CP_COELT_2014_2_02.pdf) Acesso em: 27 maio 2023

Figueiró, André Abido. **Projeto de conversor CC/CC para aplicações automobilísticas**. 2011. 84 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria-RS, 2011. Disponível em: <https://pantheon.ufrj.br/bitstream/11422/9500/1/monopoli10006115.pdf> Acesso em: 22 fev. 2023.

França, Rodrigo P.; Dupont, Fabricio H.; Pinheiro, José R. Origem do problema de estabilidade de conversores CC-CC conectados em cascata, **Eletrônica de Potência**, v. 25, n. 3, p. 293-304, 11 ago. 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.18618/rep.2020.3.0024> Acesso em: 20 abr. 2022

GOMES, Evandro de Carvalho. **Projeto de Controladores Para Conversores CC-CC Pela Abordagem do Desacoplamento de Estados**, 2009. Dissertação (Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade) - Universidade Federal do Maranhão, São Luiz, 2009. Disponível em: <https://tedebc.ufma.br/jspui/handle/tede/tede/422> Acesso em: 15 fev. 2023.

HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. 16. ed. rev. Porto Alegre: AMGH, 2012. 480 p. ISBN 978-85-8055-045-0.

MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 2. ed. rev. [S. I.]: Willey, 1995. 818 p. ISBN 978-0471584087.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. rev. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 010. 815 p. v. 1. ISBN 978-85-7605-810-6.

CONDICIONAMENTO da corrente absorvida: Pré-reguladores de Fator de Potência – PFP. 2009. Disponível em:  
<https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/htmlfile/harmo/fpCAP6/cap6.html>. Acesso em: 13 abr. 2022.

POMILIO, José Antenor. Modelagem de Fontes Chaveadas: Método das Variáveis de Estado. *In*: POMILIO, José Antenor. **Fontes Chaveadas**. [S. l.]: Unicamp, 2020. cap. 8, p. 8.1-8.11. Disponível em:  
<https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it505/CAP8.pdf> Acesso em: 13 abr. 2022.

RIBEIRO, Rafael Vendrell. **Sistema Fotovoltaico Autônomo Baseado em Conversores CC-CC Boost**. Orientador: Marcelo Martins Werneck. 2011. 146 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro-RJ, 2011.

Ribeiro, Rafael Vendrell. **Sistema fotovoltaico autônomo baseado em conversores CC-CC Boost**. 2011. 146f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro-RJ, 2011.

TANNURI, Eduardo A. **PID e Métodos de Sintonia.**, Escola Politécnica da USP, São Paulo - SP, [2022]. Disponível em:  
[<https://edisciplinas.usp.br/mod/resource/view.php?id=2792192>]. Acesso em: 13 abril 2022.



## ANEXO A – CÓDIGO PARAMETRIZAÇÃO MATLAB

```

%Código Parametrização Conversor Boost%

clc
clear all

%Parametros%

Vin = 5;
R = 940;
L= 330E-06;
C= 100E-06;
Rc = 0;
Rl = 0.238;
D = 0.5;
PWM = 5;
H = 0.2;

%Modelo linearizado%

n0=(-R^2+2*D*R^2-(D*R)^2+ R*Rl+Rl*Rc);%ok
n1=((R+Rc)*L+C*Rc*(-R^2+2*D*R^2-(D*R)^2+R*Rl+Rl*Rc));%Ok
n2=(R+Rc)*L*C*Rc;%Ok
d0=(R*Rl+Rl*Rc+R*Rc-D*R*Rc+R^2-2*D*R^2+(D*R)^2);%ok
d1=(R*C*Rc^2+R^2*C*Rl+R^2*C*Rc+2*R*C*Rl*Rc-
D*R*C*Rc^2+R*L+L*Rc-D*R^2*C*Rc+C*Rl*Rc^2);%ok
d2=(R^2*L*C+2*R*L*C*Rc+L*C*Rc^2);%ok
nx= -R*Vin*(R+Rc);%OK
dx=(R*Rl+Rl*Rc+R*Rc-D*R*Rc+R^2-2*D*R^2+(D*R)^2);%ok

%Matrizes%

```

```
A = [n2,n1,n0];  
B = [d2,d1,d0];  
g1= tf(A,B);  
g2 = tf(nx,dx);  
  
%Plantas%  
G = g1*g2;  
Gp= H*(1/PWM)*g1*g2;  
  
pidtool(Gp)  
  
%fim do algoritmo
```

## ANEXO B – CÓDIGO CONTROLE PID ARDUINO

```
//Código do controlador PID para conversor Boost

//Importa Biblioteca de Controle PID
#include <PID_v1.h>

//Define os pinos de entrada
#define PIN_INPUT A0

unsigned long lastSend = 0;

//Define configurações do controlador PID
double Setpoint, Input, Output;
double Kp = 1.2, Ki = 231, Kd = 0.0016;

//Define a função de definição do PWM modificado do arduino
(FAST PWM)
void setupPWM25khz();
void PWM25khz(char pino, int valor);

//Executa a biblioteca PID
PID myPID(&Input, &Output, &Setpoint, Kp, Ki, Kd, DIRECT);

//Definição do funcionamento padrão do controlador
void setup() {
    Serial.begin(115200);
    int sensorValue = analogRead(A0);
    // Converte a leitura analógica (de 0 a 1023) para uma tensão
    (0 - 5v):
```

```

float Out = (5) * sensorValue * (5.0 / 1023.0);
// Realiza a leitura da entrada no pino 0:
int sensorV = analogRead(A1);
// Converte a leitura analógica (de 0 a 1023) para uma tensão
(0 - 5v):
float Set = sensorV * (10.0 / 1023.0);
//Define os parâmetros fundamentais do controlador
myPID.SetOutputLimits(0, 159);
myPID.SetMode(AUTOMATIC);
myPID.SetTunings(Kp, Ki, Kd);
myPID.SetSampleTime(10);
setupPWM25khz();
}
/*****
****/

//Loop de leitura e controle
void loop() {
    int sensorValue = analogRead(A0);
    float Out = (5) * sensorValue * (5.0 / 1023.0);
    int sensorV = analogRead(A1);
    // Convert the analog reading (which goes from 0 - 1023) to
a voltage (0 - 5V):
    float Set = sensorV * (10.0 / 1023.0);
    //Configurações de leitura, setpoint, processamento e
atualização do controlador
    Input = Out;
    Setpoint = Set;
    myPID.Compute();
    PWM25khz(9, Output);

//Comandos de execução do interpretador plotter serial

```

```

if(millis()-lastSend > 100){
    lastSend=millis();

    Serial.print(Out);
    Serial.print(" ");
    Serial.print(Set);
    Serial.println(" ");

}

}

/*****
****/

//Função (FAST PWM)
void setupPWM25khz(){
    /* Configura timer 1 para fast PWM a 25KHz
    *
    * COM1A1=1, COM1B1=1, COM1A0=0, COM1B0=0:
    * Clear OC1A/OC1B on compare match, set OC1A/OC1B at
    BOTTOM (non-inverting mode)
    *
    * WGM13=1, WGM12=1, WGM11=1, WGM10=0:
    * Waveform Generation mode 14: Fast PWM, TOP = ICR1
    *
    * CS12=0, CS11=0, CS10=1:
    * clkI/O/1 (no prescaling)
    *
    * Frequência do PWM = 16000000/(ICR1+1)
    * ex: ICR1 = 639:
    * Frequência do PWM = 16000000/(639+1) = 25kHz

```

```

*
*  valor min. ICR1 = 3, valor max. ICR1 = 65535
*/

    TCCR1A = 0;          // Limpa os registradores de
configuração do timer 1
    TCCR1B = 0;          //
    TCNT1  = 0;          // reseta o timer
    TCCR1A = _BV(COM1A1) // canal A no modo non-inverting
            | _BV(COM1B1) // canal B no modo non-inverting
            | _BV(WGM11); // mode 14: Fast PWM, TOP = ICR1
    TCCR1B = _BV(WGM12)  //
            | _BV(WGM13) //
            | _BV(CS10); // prescaler = 1
    ICR1   = 159;        // TOP = 159

    // configura os pinos do PWM como saída
    pinMode( 9, OUTPUT);
    pinMode(10, OUTPUT);
}
/*****
*****/

//Pinagem da função FAST PWM
void PWM25khz(char pino, int valor){
    switch (pino) {
        case 9:
            OCR1A = valor;
            break;
        case 10:
            OCR1B = valor;
            break;
    }
}

```

```
}  
//fim do algoritmo
```

## ANEXO C – CARACTERÍSTICAS DE DESIGN CONTROLADOR PI

Resposta Lenta (RL)			
Transiente Agressivo (TA)	$K_p = 0;$	$K_i = 39,14;$	$K_D = 0;$
Transiente Médio (TM)	$K_p = 0;$	$K_i = 39,14;$	$K_D = 0;$
Transiente Robusto (TR)	$K_p = 0,003833;$	$K_i = 39,14;$	$K_D = 0;$
Resposta Média (RM)			
Transiente Agressivo (TA)	$K_p = 0;$	$K_i = 386,6;$	$K_D = 0;$
Transiente Médio (TM)	$K_p = 0;$	$K_i = 386,6;$	$K_D = 0;$
Transiente Robusto (TR)	$K_p = 0,0382;$	$K_i = 386,4;$	$K_D = 0;$
Resposta Rápida (RR)			
Transiente Agressivo (TA)	$K_p = 0,3593;$	$K_i = 1174;$	$K_D = 0;$
Transiente Médio (TM)	$K_p = 0,52;$	$K_i = 28,42;$	$K_D = 0;$
Transiente Robusto (TR)	$K_p = 0,5201;$	$K_i = 39,14;$	$K_D = 0;$



## ANEXO D – CARACTERÍSTICAS DE DESIGN CONTROLADOR PD

Resposta Lenta (RL)			
Transiente Agressivo (TA)	$K_p = 1,254;$	$K_i = 0;$	$K_D = 0;$
Transiente Médio (TM)	$K_p = 1,254;$	$K_i = 0;$	$K_D = 0;$
Transiente Robusto (TR)	$K_p = 1,254;$	$K_i = 0;$	$K_D = 0;$
Resposta Média (RM)			
Transiente Agressivo (TA)	$K_p = 1,238$	$K_i = 0;$	$K_D = 0;$
Transiente Médio (TM)	$K_p = 1,238;$	$K_i = 0;$	$K_D = 0;$
Transiente Robusto (TR)	$K_p = 1,238;$	$K_i = 0;$	$K_D = 0;$
Resposta Rápida (RR)			
Transiente Agressivo (TA)	$K_p = 0,5202;$	$K_i = 0;$	$K_D = 0;$
Transiente Médio (TM)	$K_p = 0,5202;$	$K_i = 0;$	$K_D = 0;$
Transiente Robusto (TR)	$K_p = 0,3762;$	$K_i = 0;$	$K_D = 0,0001151;$

## ANEXO E – CARACTERÍSTICAS DE DESIGN CONTROLADOR PID

Resposta Lenta (RL)			
Transiente Agressivo (TA)	$K_p = 0;$	$K_i = 39,14;$	$K_D = 0;$
Transiente Médio (TM)	$K_p = 0;$	$K_i = 39,14;$	$K_D = 0;$
Transiente Robusto (TR)	$K_p = 0,003833;$	$K_i = 39,14;$	$K_D = 9,38e^{-8};$
Resposta Média (RM)			
Transiente Agressivo (TA)	$K_p = 0;$	$K_i = 386,6;$	$K_D = 0;$
Transiente Médio (TM)	$K_p = 0;$	$K_i = 386,6;$	$K_D = 0;$
Transiente Robusto (TR)	$K_p = 1,201;$	$K_i = 237,5;$	$K_D = 0,001475;$
Resposta Rápida (RR)			
Transiente Agressivo (TA)	$K_p = 0,4932;$	$K_i = 1070;$	$K_D = 5,684e^{-5};$
Transiente Médio (TM)	$K_p = 0,5202;$	$K_i = 816,5;$	$K_D = 8,286e^{-5};$
Transiente Robusto (TR)	$K_p = 0,3762;$	$K_i = 251,2;$	$K_D = 0,0001409;$