

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
COORDENAÇÃO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

KHALED JAMAL BAKRI

**FERRAMENTA DIDÁTICA PARA ENSINO EM ENGENHARIA
ELETRÔNICA: INTEGRAÇÃO A CONVERSORES DE ENERGIA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

TOLEDO

2017

KHALED JAMAL BAKRI

**FERRAMENTA DIDÁTICA PARA ENSINO EM ENGENHARIA
ELETRÔNICA: INTEGRAÇÃO A CONVERSORES DE ENERGIA**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2 (TCC 2), como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico, da Coordenação do Curso de Engenharia Eletrônica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Campus Toledo.

Orientador: Prof. Me. Rodrigo da Ponte Caun

Coorientador: Prof. Dr. Felipe Walter Dafico Pfrimer

TOLEDO

2017



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Câmpus Toledo
Coordenação do Curso de Engenharia Eletrônica



TERMO DE APROVAÇÃO

Título do Trabalho de Conclusão de Curso Nº 65

Ferramenta didática para ensino em engenharia eletrônica: integração a conversores de energia

por

Khaled Jamal Bakri

Esse Trabalho de Conclusão de Curso foi apresentado às 16h do dia **29 de novembro de 2017** como requisito parcial para a obtenção do título **Bacharel em Engenharia Eletrônica**. Após deliberação da Banca Examinadora, composta pelos professores abaixo assinados, o trabalho foi considerado **APROVADO**.

Prof. Dr. Daniel Cavalcanti Jeronymo
(UTFPR-TD)

Prof. Dr. Cassius Rossi de Aguiar
(UTFPR-TD)

Prof.Me. Rodrigo da Ponte Caun
(UTFPR-AP)
Orientador

Prof. Me. Jorge Augusto Vasconcelos Alves
Coordenador da COELE

O termo de aprovação assinado encontra-se na coordenação

Dedico este trabalho a Deus, porque dEle,
por Ele e para Ele são todas as coisas.
À minha mãe pelo seu amor incondicional
e sua dedicação.

AGRADECIMENTOS

A Deus por ter me dado saúde, sabedoria e perseverança ao decorrer deste trabalho.

À minha mãe pelo amor incondicional, dedicação, paciência, compreensão e incentivo. Agradeço a Deus todos os dias por ter você na minha vida.

À minha família pelo apoio, incentivo e compreensão.

Aos meus professores orientadores Rodrigo Caun e Felipe Pfrimer, pela sabedoria com que me guiaram nesta trajetória.

Aos meus professores Eduardo Kuhn, Alberto Nakano, Jaqueline Vargas e ao demais professores pelos ensinamentos compartilhados e pela amizade.

Aos meus colegas de turma e do laboratório de iniciação científica, pela amizade, momentos de descontração e troca de ideias.

RESUMO

BAKRI, Khaled J. **Ferramenta Didática para Ensino em Engenharia Eletrônica: Integração a Conversores de Energia**. 2017. 127f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Eletrônica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Toledo, 2017.

Tentativas de modernização ou de repensar a educação tem sido proposta através da introdução de novas tecnologias no ensino, e, portanto, a educação não pode mais ser vista como a instrução que o professor passa ao aluno, mas na construção do conhecimento. Em levantamento recente realizado com professores, discentes e egressos em atividades de iniciação científica/tecnológica (IC/IT) e trabalhos de conclusão de curso em Engenharia Eletrônica da UTFPR - campus Toledo, identificou-se a necessidade de objetos de aprendizagem que possibilitem explorar aplicações práticas em disciplinas curriculares, em especial, relacionando a teoria de controle a sistemas eletrônicos. Neste sentido, este trabalho objetiva desenvolver uma ferramenta didática que fomente o conhecimento através da investigação e do projeto de controladores analógicos e digitais para configurações de conversores de energia denominados *choppers*. Esta classe de circuitos do domínio da Eletrônica de Potência permite explorar condições práticas de baixo custo e alto impacto no processo de construção coletiva do conhecimento. A concepção de desenvolvimento do objeto de aprendizagem contempla uma placa de circuito impresso capaz de comutar topologias básicas de conversores CC-CC (*Buck* e *Boost*) a fim de viabilizar um kit de desenvolvimento em controle linear.

Palavras-chave: Conversores CC-CC. Controle analógico. Controle digital. Objeto de aprendizagem.

ABSTRACT

BAKRI, Khaled J. **Didactic Tool for Teaching in Electronic Engineering: Integration in Power Converters**. 2017. 127f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Eletrônica) - Federal University of Technology - Paraná. Toledo, 2017.

Attempts to modernize or rethink education have been proposed through the introduction of new technologies in education, and therefore education can no longer be seen as the instruction that the teacher passes to the student, but in the construction of knowledge. In a recent quest realizes with professors, students and graduates in undergraduate research programs and in final work of the course in Electronic Engineering of the UTFPR - campus Toledo, identified the need for learning objects that make it possible to explore practical applications in curricular subjects, in particular, relating the control theory to electronic systems. In this respect, this work aims to develop a didactic tool that allows knowledge through research and design of analogue and digital controllers for configurations of DC-DC converter. This class of circuits in the Power Electronics domain allows to explore practical conditions of low cost and high impact in the process of collective construction of knowledge. The development concept of the learning object includes a printed circuit board capable of switching basic topologies of DC-DC converters (Buck and Boost) in order to develop a didactic tool in linear control.

Keywords: DC-DC Converter. Analog control. Digital Control. Didactic Tool.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Representação do objeto de aprendizagem por diagrama de blocos.	30
Figura 2 - Representação simplificada de um conversor CC-CC.	31
Figura 3 - (a) Modelo simplificador de um regulador chaveado, (b) Forma de onda da tensão de saída do regulador chaveado.	32
Figura 4 - Circuito eletrônico do conversor <i>Buck</i>	33
Figura 5 - Principais formas de onda do conversor <i>Buck</i> operando no MCC.	33
Figura 6 - Circuito eletrônico do Conversor <i>Boost</i>	34
Figura 7 - Principais formas de onda do conversor <i>Boost</i> operando no MCC.	34
Figura 8 - Modulação por largura de pulso.	35
Figura 9 - Sistema de controle simplificado.	36
Figura 10 - Sistema operando em malha aberta.	37
Figura 11 - Sistema de controle atuando sob realimentação negativa.	37
Figura 12 - Estrutura básica de um controlador digital.	38
Figura 13 - Representação do protótipo contendo a generalização dos componentes elétricos e as placas comutadoras.	39
Figura 14 - Forma de onda da corrente no indutor.	42
Figura 15 - Núcleo e carretel do tipo E.	43
Figura 16 - Esquemático de simulação em malha aberta do conversor <i>Buck</i>	48
Figura 17 - Transitório da tensão de saída do conversor <i>Buck</i> em malha aberta	49
Figura 18 - Regime permanente da corrente no indutor do conversor <i>Buck</i> em malha aberta.	49
Figura 19 - Regime permanente da tensão no diodo do conversor <i>Buck</i> em malha aberta.	49
Figura 20 - Esquemático para simulação em malha aberta do conversor <i>Boost</i>	50
Figura 21 - Transitório de saída tensão de saída do conversor <i>Boost</i> em malha aberta.	50
Figura 22 - Regime permanente da corrente no indutor do conversor <i>Boost</i> em malha aberta.	50
Figura 23 - Regime permanente da tensão no transistor do conversor <i>Boost</i> em malha aberta.	51
Figura 24 - Circuito eletrônico do conversor <i>Buck</i> com as não idealidades.	52
Figura 25 - Conversor <i>Buck</i> com a chave T ligada.	52
Figura 26 - Conversor <i>Buck</i> com a chave T desligada.	53
Figura 27 - Circuito eletrônico do conversor <i>Boost</i> com as não idealidades.	55
Figura 28 - Conversor <i>Boost</i> com a chave T ligada.	56
Figura 29 - Conversor <i>Boost</i> com a chave T desligada.	56
Figura 30 - Simulação de validação do modelo matemático do conversor <i>Buck</i>	58
Figura 31 - Resposta do sistema a um degrau de 2% na razão cíclica. Tensão de saída do circuito eletrônico (vermelho) e tensão de saída do modelo matemático (azul).	58

Figura 32 - Simulação de validação do modelo matemático do conversor <i>Boost</i>	59
Figura 33 - Resposta do sistema a um degrau de 1% na razão cíclica. Tensão de saída do circuito eletrônico (vermelho) e tensão de saída do modelo matemático (azul).	59
Figura 34 - Malha de controle no domínio analógico.	60
Figura 35 - Tensão de referência implementada para simular a função degrau.	61
Figura 36 - Bloco subtrator implementado por meio de um amplificador diferença. .	61
Figura 37 - Sensor por divisor resistivo.	62
Figura 38 - Sistema dos conversores CC-CC em malha fechada não compensado.	64
Figura 39 - Resposta ao degrau do conversor <i>Buck</i> operando em malha aberta.	65
Figura 40 - Lugar das raízes do conversor <i>Buck</i> não compensado.	65
Figura 41 - Lugar das raízes do conversor <i>Buck</i> compensado.	66
Figura 42 - Localização dos polos de malha fechada do conversor <i>Buck</i> ($k_p = 1,014$).	66
Figura 43 - Resposta ao degrau do conversor <i>Buck</i> compensado ($k_p = 1,014$).	67
Figura 44 - Compensador analógico.	67
Figura 45 - Simulação da malha de controle analógica aplicado ao conversor <i>Buck</i>	68
Figura 46 - Transitório da tensão de saída do conversor <i>Buck</i> compensado.	68
Figura 47 - Regime permanente na corrente do indutor do conversor <i>Buck</i> compensado.	69
Figura 48 - Regime permanente da tensão no diodo do conversor <i>Buck</i> compensado.	69
Figura 49 - Resposta ao degrau do conversor <i>Boost</i> operando em malha aberta.	70
Figura 50 - Lugar das raízes para o conversor <i>Boost não compensado</i>	70
Figura 51 - Lugar das raízes para o conversor <i>Boost não compensado</i> , destacando uma região de proximidade ao eixo imaginário.	71
Figura 52 - Lugar das raízes para o conversor <i>Boost</i> compensado.	72
Figura 53 - Lugar das raízes para o conversor <i>Boost</i> compensado, destacando uma região de proximidade ao eixo imaginário.	72
Figura 54 - Comportamento dos polos em malha fechada do conversor <i>Boost</i>	73
Figura 55 - Resposta ao degrau do conversor <i>Boost</i> operando em malha fechada.	73
Figura 56 - Simulação da malha de controle analógica aplicado ao conversor <i>Boost</i>	74
Figura 57 - Transitório da tensão de saída do conversor <i>Boost</i> compensado analogicamente.	75
Figura 58 - Regime permanente na corrente do indutor do conversor <i>Boost</i> compensado analogicamente.	75
Figura 59 - Regime permanente para a tensão no transistor do conversor <i>Boost</i> compensado analogicamente.	75
Figura 60 - Malha de controle no domínio digital.	76
Figura 61 - Simulação da malha de controle digital aplicado ao conversor <i>Buck</i>	78

Figura 62 - Transitório da tensão de saída do conversor <i>Buck</i> compensado digitalmente.	79
Figura 63 - Regime permanente na corrente do indutor do conversor <i>Buck</i> compensado digitalmente.	79
Figura 64 - Regime permanente para a tensão no diodo do conversor <i>Buck</i> compensado digitalmente.	79
Figura 65 - Simulação da malha de controle digital aplicado ao conversor <i>Boost</i>	80
Figura 66 - Transitório da tensão de saída do conversor <i>Boost</i> compensado digitalmente.	81
Figura 67 - Regime permanente na corrente do indutor do conversor <i>Boost</i> compensado digitalmente.	81
Figura 68 - Regime permanente para a tensão no transistor do conversor <i>Boost</i> compensado digitalmente.	81
Figura 69 - Placa de desenvolvimento TM4C123G.....	83
Figura 70 - Circuito limitador da tensão de entrada do conversor A/D.	84
Figura 71 - Circuito para isolamento entre microcontrolador e o circuito de potência. ..	84
Figura 72 - Circuito driver de potência.	85
Figura 73 - Esquemático da fonte auxiliar.	86
Figura 74 - Regulador linear ajustável.....	87
Figura 75 - Vista superior da PCB da fonte auxiliar.....	89
Figura 76 - Vista superior da PCB dos conversores CC-CC.....	90
Figura 77 - Trilhas comutadoras: (a) Conversor <i>Buck</i> e (b) Conversor <i>Boost</i>	91
Figura 78 - Configuração genérica para implementação de controladores analógicos.	92
Figura 79 - Vista superior da PCB do controle analógico.....	92
Figura 80 - Vista superior da PCB do controle digital.....	93
Figura 81 - Implementação prática do sistema controle analógico.....	93
Figura 82 - Implementação prática do sistema controle digital.....	94
Figura 83 - Aquisição prática do transitório da tensão de saída do conversor <i>Buck</i> não compensado.....	95
Figura 84 - Aquisição prática da corrente do indutor do conversor <i>Buck</i> não compensado.....	95
Figura 85 - Aquisição prática do transitório da tensão no diodo do conversor <i>Buck</i> não compensado.....	95
Figura 86 - Aquisição prática do transitório da tensão de saída do conversor <i>Buck</i> compensado analogicamente.....	96
Figura 87 - Aquisição prática da corrente no indutor do conversor <i>Buck</i> compensado analogicamente.	97
Figura 88 - Aquisição prática da tensão no transistor do conversor <i>Buck</i> compensado analogicamente.	97
Figura 89 - Comparação entre os transitórios da tensão de saída do conversor <i>Buck</i> compensado analogicamente.....	98
Figura 90 - Aquisição prática do transitório da tensão de saída do conversor <i>Buck</i> compensado digitalmente.	98

Figura 91 - Aquisição prática da corrente no indutor do conversor <i>Buck</i> compensado digitalmente.	99
Figura 92 - Aquisição prática da tensão no diodo do conversor <i>Buck</i> compensado digitalmente.	99
Figura 93 - Comparação entre os transitórios da tensão de saída do conversor <i>Buck</i> compensado digitalmente.	100
Figura 94 - Comparação entre os transitórios da tensão de saída do conversor <i>Buck</i> sujeito a malha aberta e a malha fechada via controle analógico e digital.	100
Figura 95 - Aquisição prática do transitório da tensão de saída do conversor <i>Boost</i> não compensado.	101
Figura 96 - Aquisição prática da corrente do indutor do conversor <i>Boost</i> não compensado.	101
Figura 97 - Aquisição prática do transitório da tensão no transistor do conversor <i>Boost</i> não compensado.	102
Figura 98 - Aquisição prática do transitório da tensão de saída do conversor <i>Boost</i> compensado analogicamente.	103
Figura 99 - Aquisição prática da corrente no indutor do conversor <i>Boost</i> compensado analogicamente.	103
Figura 100 - Aquisição prática da tensão no transistor do conversor <i>Boost</i> compensado analogicamente.	103
Figura 101 - Comparação entre os transitórios da tensão de saída do conversor <i>Boost</i> compensado analogicamente.	104
Figura 102 - Aquisição prática do transitório da tensão de saída do conversor <i>Boost</i> compensado digitalmente.	104
Figura 103 - Aquisição prática da corrente no indutor do conversor <i>Boost</i> compensado digitalmente.	105
Figura 104 - Aquisição prática da tensão do transistor do conversor <i>Boost</i> compensado digitalmente.	105
Figura 105 - Comparação entre o transitório da tensão de saída em malha aberta e malha fechada no domínio digital.	106
Figura 106 - Comparação entre os transitórios da tensão de saída do conversor <i>Boost</i> sujeito a malha aberta e a malha fechada via controle analógico e digital. ...	106

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Especificações de projeto do conversor <i>Buck</i>	40
Tabela 2 - Especificações de projeto do conversor <i>Boost</i>	40
Tabela 3 - Parâmetros de projeto físico do indutor.....	42
Tabela 4 - Tabela de fios esmaltados.	45
Tabela 5 - Principais características do diodo MUR860.....	47
Tabela 6 - Principais Características do MOSFET IRF840.	48
Tabela 7 - Especificações para a fonte auxiliar.....	86

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÔNIMOS

A/D	Analógico para Digital
CA	Corrente Alternada
CC.	Corrente Contínua
D/A	Digital para Analógico
FPU	<i>Floating Point Unit</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MCCr	Modo de Condução Crítico
MCD	Modo de Condução Descontínua
MIPS	Millions of Instructions Per Second
MSPS	<i>Million Samples per Second</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
Δ	Profundidade de penetração da corrente no condutor
Δi_L	Variação da corrente no indutor de um conversor CC-CC
ΔV_O	Nível de ondulação na tensão de saída de um conversor CC-CC
A_w	Área da janela do núcleo
A_e	Área transversal do núcleo
$B_{\text{máx}}$	Máxima densidade de fluxo magnético
C	Capacitor
$d(t)$	Sinal de controle no domínio do tempo contínuo
D	Razão cíclica
d	Diâmetro ideal do condutor
$\hat{d}(t)$	Sinal de controle de uma malha de controle de um conversor CC-CC no domínio de tempo contínuo
$\hat{d}[n]$	Sinal de controle de uma malha de controle de um conversor CC-CC no domínio de tempo discreto
D	Diodo de um conversor CC-CC
$e[n]$	Sinal de erro de uma malha de controle no domínio de tempo discreto
$e(t)$	Sinal de erro de uma malha de controle de controle no domínio de tempo contínuo
f_s	Frequência de chaveamento de um conversor CC-CC
$G_{\text{estático}}$	Ganho estático de um conversor CC-CC
$G_{\text{estático_Buck}}$	Ganho estático do conversor <i>Buck</i>
$G_{\text{estático_Boost}}$	Ganho estático do conversor <i>Boost</i>
I_1	Corrente de entrada de um conversor CC-CC
I_2	Corrente de saída de um conversor CC-CC
$i_L(t)$	Corrente no indutor no domínio de tempo contínuo
$i_O(t)$	Corrente de saída de um conversor CC-CC
$i_D(t)$	Corrente no diodo de um conversor CC-CC no domínio de tempo contínuo

I_o	Corrente média na saída de um conversor CC-CC
$i_T(t)$	Corrente no transistor de um conversor CC-CC no domínio do tempo contínuo
I_L	Corrente média do indutor de um conversor CC-CC
I_{L_RMS}	Corrente eficaz no indutor de um conversor CC-CC
I_{L_P}	Valor de pico da corrente no indutor de um conversor CC-CC
$l_{\text{entreferro}}$	Entreferro do núcleo do indutor
I_{D_P}	Corrente de pico no diodo de um conversor CC-CC
$I_{D_méd}$	Corrente média no diodo de um conversor CC-CC
I_{D_RMS}	Corrente eficaz no diodo de um conversor CC-CC
I_{T_P}	Corrente de pico no transistor de um conversor CC-CC
$I_{T_méd}$	Corrente média no transistor de um conversor CC-CC
I_{T_RMS}	Corrente eficaz no transistor de um conversor CC-CC
I_{load}	Corrente média de carga
$J_{\text{máx}}$	Máxima densidade de corrente
k_W	Fator de utilização da área do enrolamento
k_P	Ganho proporcional
k_I	Ganho integral
k_C	Ganho de $G_C(s)$
k_D	Ganho de $D(z)$
$L_{\text{mín}}$	Indutância mínima para operar no MCC
L	Indutor
$n_{\text{condutores}}$	Número de condutor do indutor físico
N	Número de espiras do indutor físico
$PSRR$	Rejeição de <i>ripple</i>
P_1	Potência de entrada de um conversor CC-CC
P_2	Potência de saída de um conversor CC-CC
$r[n]$	Sinal de referência de uma malha de controle no domínio de tempo discreto
R_{on}	Resistência interna do transistor

R_L	Resistência em série do indutor
R	Resistor
$r(t)$	Sinal de referência de uma malha de controle no domínio de tempo contínuo
S_{skin}	Área ideal do condutor
S_{fio}	Área do condutor
S_{cond}	Área do condutor especificado
t_{on}	Tempo de condução da chave de um conversor CC-CC
T_S	Período de chaveamento
t_{off}	Tempo de bloqueio da chave de um conversor CC-CC
T_A	Período de amostragem
T	Transistor de um conversor CC-CC
$u[n]$	Sinal de controle de uma malha de controle no domínio de tempo discreto
$u(t)$	Sinal de controle de uma malha de controle no domínio de tempo contínuo
$v_D(t)$	Tensão no diodo de um conversor CC-CC no domínio de tempo contínuo
V_1	Fonte de entrada de um conversor CC-CC
V_2	Fonte de saída de um conversor CC-CC
$v_O(t)$	Tensão de saída de um conversor CC-CC no domínio do tempo contínuo
V_O	Tensão média na saída de um regulador
$v_S(t)$	Tensão de entrada de um conversor CC-CC no domínio do tempo contínuo
V_S	Tensão média na entrada de um conversor CC-CC
$V_T(t)$	Tensão no transistor de um conversor CC-CC no domínio do tempo contínuo
$v_m(t)$	Tensão modulante de tempo contínuo
$v_P(t)$	Tensão da portadora no domínio de tempo contínuo
$V_{D_máx}$	Tensão máxima no diodo de um conversor CC-CC
$V_{T_máx}$	Tensão máxima no transistor de um conversor CC-CC

$v_C(t)$	Tensão no capacitor de um conversor CC-CC no domínio de tempo contínuo
V_C	Tensão média do capacitor de um conversor CC-CC
$\hat{v}_{\text{erro}}(t)$	Tensão de erro de uma malha de controle de um conversor CC-CC no domínio de tempo contínuo
$\hat{v}_{\text{ref}}(t)$	Tensão de referência de uma malha de controle de um conversor CC-CC no domínio de tempo contínuo
$\hat{v}_{\text{sensor}}(t)$	Tensão do sensor de uma malha de controle de um conversor CC-CC no domínio de tempo contínuo
$\hat{v}_{\text{PWM}}(t)$	Tensão resultante da modulação PWM
$\hat{v}_O(t)$	Tensão de saída de uma malha de controle de um conversor CC-CC no domínio de tempo contínuo
$\hat{v}_{\text{ref}}[n]$	Tensão de referência de uma malha de controle de um conversor CC-CC no domínio de tempo discreto
$\hat{v}_{\text{sensor}}[n]$	Tensão do sensor de uma malha de controle de um conversor CC-CC no domínio de tempo discreto
$\hat{v}_{\text{erro}}[n]$	Tensão do erro de uma malha de controle de um conversor CC-CC no domínio de tempo discreto
$V_{\text{saída}}$	Tensão de saída em um regulador linear ajustavel
V_{ripple}	Nível de ondulação na tensão de saída do capacitor
$V_{O,\text{ripple}}$	Nível de ondulação na tensão de saída de um regulador
$V_{I,\text{ripple}}$	Nível de ondulação na tensão de entrada de um regulador
$y'[n]$	Sinal de realimentação de uma malha de controle no domínio de tempo discreto
$y(t)$	Sinal de saída de uma malha de controle no domínio de tempo contínuo
$y'(t)$	Sinal de realimentação de uma malha de controle no domínio de tempo contínuo

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	27
1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA	28
1.2 OBJETIVOS	29
1.3 VISÃO GERAL DO TRABALHO	29
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	31
2.1 CONVERSORES CC-CC	31
2.1.1 Conversor <i>Buck</i>	32
2.1.2 Conversor <i>Boost</i>	34
2.1.3 Modulação por largura de pulso	35
2.2 SISTEMAS DE CONTROLE ANALÓGICOS	35
2.3 SISTEMA DE CONTROLE DIGITAIS	37
3 CONVERSORES CC-CC	39
3.1 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	39
3.1.1 Especificações de projeto para o conversor <i>Buck</i>	40
3.1.2 Especificações de projeto para o conversor <i>Boost</i>	40
3.1.3 Dimensionamento e projeto físico do indutor	40
3.1.4 Simulação em malha aberta dos conversores	48
3.2 MODELAGEM DOS CONVERSORES	51
3.2.1 Modelo matemático do conversor <i>Buck</i>	51
3.2.2 Modelo matemático do conversor <i>Boost</i>	55
3.2.3 Simulação dos modelos em pequenos sinais em malha aberta	57
4 MALHA DE CONTROLE ANALÓGICA	60
4.1 PROJETO DA MALHA DE CONTROLE ANALÓGICA	60
5 MALHA DE CONTROLE DIGITAL	76
5.1 PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DIGITAL	76
5.1.1 Desenvolvimento prático da malha de controle digital	82
6 CIRCUITOS AUXILIARES	85
6.1 <i>DRIVER</i> DE POTÊNCIA	85
6.2 FONTE AUXILIAR	85
7 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA	89
7.1 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DA FONTE AUXILIAR	89
7.2 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DOS CONVERSORES CC-CC	90
7.3 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO CONTROLE ANALÓGICO	91
7.4 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO CONTROLE DIGITAL	93
7.5 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO SISTEMA DE CONTROLE ANALÓGICO	93
7.6 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO SISTEMA DIGITAL	94
8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	94
8.1 CONVERSOR <i>BUCK</i> EM MALHA ABERTA	94

8.2 CONVERSOR <i>BUCK</i> EM MALHA FECHADA.....	96
8.3 CONVERSOR <i>BOOST</i> EM MALHA ABERTA.....	101
8.4 CONVERSOR <i>BOOST</i> EM MALHA FECHADA	102
9 CONSIDERAÇÕES FINAIS	107
REFERÊNCIAS	109
APÊNDICE A - ESQUEMÁTICO DOS CIRCUITOS ELETRÔNICOS.....	113
APÊNDICE B - CÓDIGO GERADOR DA FUNÇÃO STEP	117
APÊNDICE C - CÓDIGO MALHA ABERTA CONVERSOR BUCK.....	120
APÊNDICE D - CÓDIGO CONTROLE DIGITAL CONVERSOR BUCK	123

INTRODUÇÃO

A Eletrônica de Potência é apontada como uma das áreas da Engenharia Elétrica mais relevante para o desenvolvimento industrial e social do século XXI (BARBI, 2005), sendo aplicada a carregadores de baterias (CLEVELAND; TRAIN, 2015; SUBOTIC et al., 2016), *drivers* para lâmpadas LED (DE SOUZA et al., 2015), veículos elétricos e híbridos (SARLIOGLU et al., 2017; SUBOTIC et al., 2016), geração de energia a partir de fontes renováveis (BOSE, 2013), transmissão de alta tensão em corrente contínua (CC) (WHEELER et al., 2015), *smart grids* (DIAS; ROQUE; RIBEIRO, 2016; ISA; WEI; YATIM, 2015), entre outras. Em linhas gerais é conhecida como uma ciência aplicada ao estudo de conversores estáticos, composto por elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) e chaves eletrônicas de potência (por exemplo, transistores), que atenda uma lei preestabelecida (BARBI, 2005).

Os conversores estáticos promovem o condicionamento da energia elétrica por meio da conversão e controle do fluxo de potência entre uma fonte e uma carga. A ação de controle ocorre através da tensão, corrente e/ou frequência, cuja classificação está diretamente relacionada ao tipo de conversão, ou seja, corrente alternada para corrente contínua (CA-CC), corrente contínua para corrente contínua (CC-CC), corrente alternada para corrente alternada (CA-CA) e corrente contínua para corrente alternada (CC-CA) (AHMED, 2010).

Contudo, este trabalho abordará a aplicação prática de conversores CC-CC, ou seja, as topologias *Buck* (abaixador de tensão) e *Boost* (elevador de tensão). Tipicamente, esta classe de conversores possui a função de regular o nível de tensão de fontes de energia em corrente contínua de acordo com as especificações de operação da carga (POMILIO, 2014a).

Neste sentido, o processo de regulação envolve o controle do nível de tensão de saída do conversor, via chaveamento da tensão de entrada, no qual o valor médio é determinado pelo intervalo de tempo que a chave permanece aberta ou fechada. Um típico processo de chaveamento pode consistir na Modulação por Largura de Pulso (do inglês, *Pulse-Width Modulation* – PWM), sendo que a frequência permanece constante em relação à variação do sinal modulante de controle (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002).

Nota-se, ainda, que a aplicabilidade dos conversores CC-CC é mais bem explorada na condição de malha fechada, cujo tempo de condução pode ser controlado por meio de realimentação negativa da tensão de saída do circuito de potência. Este fato garante características melhoradas, como por exemplo, a rastreabilidade do nível de tensão de saída, conforme projeto.

Por fim, diante da potencialidade existente na exploração prática destes circuitos eletrônicos, em especial na interdisciplinaridade entre conteúdos envolvendo ementas de circuitos elétricos, processamento digital de sinais, eletrônica analógica e dispositivos microcontrolados, vislumbrou-se a possibilidade de fomentar a construção coletiva do conhecimento a partir de um *kit* de desenvolvimento que permita investigar e adquirir conhecimentos práticos na área de controle aplicado a Eletrônica Industrial.

1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

Certamente, estamos adentrando na “sociedade do conhecimento”, no qual os processos de sua aquisição assumirão papel de destaque, ou seja, de primeiro plano (DRUCKER, 1993; NAISBITT; P., 1990). Essa mudança implica em uma alteração de postura dos profissionais em geral e, portanto, requer o repensar dos processos educacionais. A educação não pode mais ser apenas baseada na instrução que o professor passa ao aluno, mas na construção do conhecimento pelo aluno e no desenvolvimento de competências, ou seja, aprender a buscar a informação, compreendê-la e saber utilizá-la na resolução de problemas.

Em consonância com este princípio, introduzir novas tecnologias no ensino pode proporcionar uma melhoria na aprendizagem e, considerando relatos de professores, discentes e egressos em atividades de iniciação científica/tecnológica (IC/IT) e trabalhos de conclusão de curso em Engenharia Eletrônica do campus Toledo, verificou-se a necessidade de desenvolver objetos de aprendizagem que possibilitem explorar aplicações práticas em disciplinas curriculares, em especial, a interdisciplinaridade entre as ementas de Eletrônica de Potência e Controle de Sistemas Lineares, conforme apresenta este trabalho.

1.2 OBJETIVOS

Este trabalho objetiva o desenvolvimento de um objeto de aprendizagem que contemple um conjunto de placas de circuito impresso, capaz de comutar topologias básicas de conversores CC-CC a fim de viabilizar um *kit* de desenvolvimento em controle linear.

Os objetivos específicos são apresentados a seguir:

- (a) Apresentar e analisar as topologias do conversor *Buck* e *Boost*.
- (b) Projetar o estágio de potência dos conversores CC-CC definidos na etapa (a);
- (c) Projetar uma fonte auxiliar para alimentação do protótipo, com a finalidade de reduzir o uso de equipamentos de laboratórios durante as atividades práticas;
- (d) Estudar e projetar controladores analógicos e digitais no domínio da frequência;
- (e) Desenvolver um algoritmo, em linguagem C, do controlador digital a ser embarcado no microcontrolador;
- (f) Simular os subsistemas propostos nos itens (b) a (d) em *software* PSIM (versão *Student*);
- (g) Desenvolver um *kit* didático, implementado em placa de circuito impresso, a fim de permitir a comutação dos conversores CC-CC e flexibilizar a escolha do controle;
- (h) Realizar testes de bancada do protótipo e analisar os resultados práticos.

1.3 VISÃO GERAL DO TRABALHO

A Figura 1 apresenta o diagrama de blocos do objeto de aprendizagem. A fonte auxiliar é utilizada para alimentar os circuitos do protótipo, ou seja, o *driver* de potência, o conversor CC-CC escolhido e o controlador (analógico ou digital). Nota-se que o *driver* de potência é fundamental para o controle das chaves semicondutoras de potência, devido à baixa potência fornecida pelos circuitos de controle. Observa-se, ainda, a flexibilidade de seleção da topologia do conversor CC-CC e a natureza do controlador.

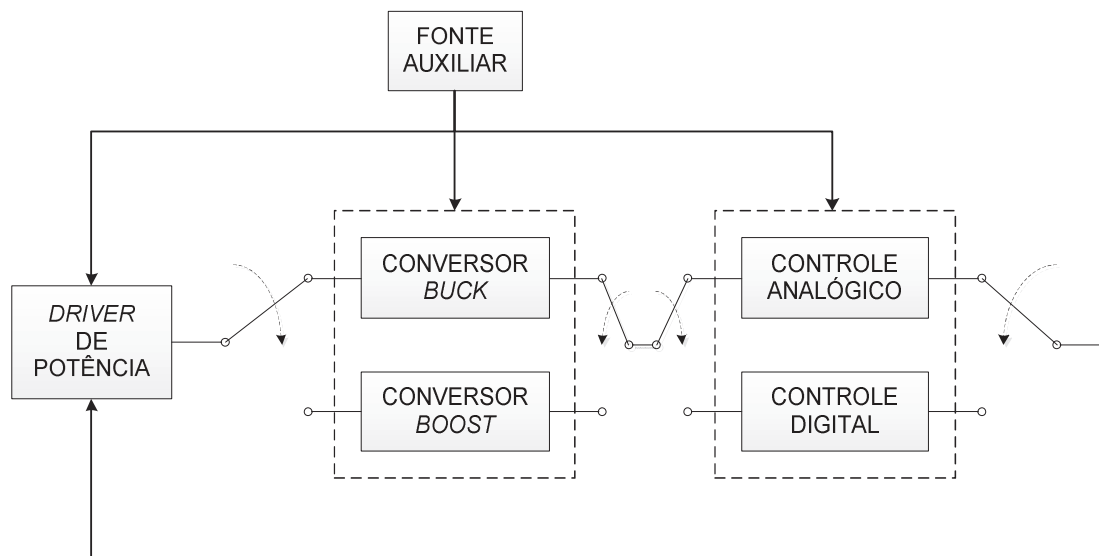


Figura 1 - Representação do objeto de aprendizagem por diagrama de blocos.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Esta seção objetiva apresentar uma breve referência bibliográfica sobre os componentes que serão utilizadas neste trabalho, e, portanto, será apresentada uma visão geral.

2.1 CONVERSORES CC-CC

A Figura 2 representa um modelo simplificado de um conversor CC-CC. A fonte de tensão contínua V_1 fornece energia elétrica a um bloco denominado conversor CC-CC, o qual é composto por chaves semicondutoras de potência e por indutores e capacitores, que serão responsáveis por controlar o fluxo de energia elétrica entre fonte entrada V_1 e a fonte de saída V_2 . A fonte de tensão V_2 funciona como carga, sendo que em algumas aplicações práticas pode ser constituído por um resistor, um motor de corrente contínua, um banco de baterias ou até mesmo por outro conversor estático (MARTINS; BARBI, 2006).

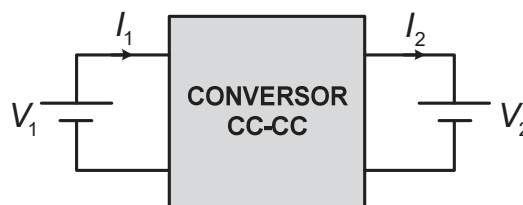


Figura 2 - Representação simplificada de um conversor CC-CC.
Fonte: Adaptado de Martins e Barbi (2006).

Em um conversor CC-CC ideal, as perdas internas são nulas e a potência entregue a carga é igual à potência fornecida pela fonte. Diante disso, definem-se as seguintes expressões (MARTINS; BARBI, 2006):

$$P_1 = V_1 I_1 \quad (1)$$

$$P_2 = V_2 I_2 \quad (2)$$

$$P_1 = P_2 \quad (3)$$

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \quad (4)$$

O ganho estático de um conversor CC-CC é dado por (MARTINS; BARBI, 2006):

$$G_{\text{estático}} = \frac{V_2}{V_1} \quad (5)$$

Os conversores CC-CC utilizam uma ou mais chaves para transformar um nível de tensão CC em outro. A tensão de saída ($v_o(t)$) de um conversor CC-CC é controlada pelo tempo que a chave permanece ligada (t_{on}). A Figura 3a ilustra o conceito de um regulador chaveado. Um dos métodos utilizados para controlar a média da tensão de saída de um regulador (V_o) é utilizar um sinal de controle ($d(t)$) com frequência constante (e, período de chaveamento dado por $T_s = t_{\text{on}} + t_{\text{off}}$) que ajuste o tempo em que $d(t)$ permanecerá em nível alto (t_{on}) (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002).

Este método é chamado de modulação por largura de pulso, cuja razão cíclica (D) é definida por (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002):

$$D = \frac{t_{\text{on}}}{T_s} \quad (6)$$

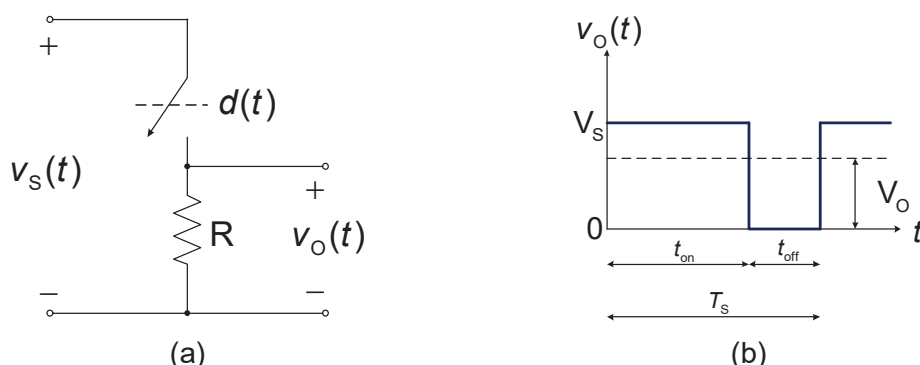


Figura 3 - (a) Modelo simplificador de um regulador chaveado, (b) Forma de onda da tensão de saída do regulador chaveado.

Fonte: Adaptado de Mohan, Undeland e Robbins (2002).

2.1.1 Conversor Buck

O conversor *Buck* ou *step-down* (Figura 4) é um conversor cuja tensão de saída ($v_o(t)$) é menor do que a tensão de entrada ($v_s(t)$). Tratando-se de um conversor chaveado é possível definir duas etapas de funcionamento: (a) o transistor T encontra-se conduzindo e o diodo cortado. A energia da fonte $v_s(t)$ é transferida para o indutor L (cresce $i_L(t)$) e para o capacitor C (quando $i_L(t) > v_o(t)/R$); (b) no

momento em que o transistor desliga, o diodo começa a conduzir, dando continuidade a corrente do indutor. A energia armazenada no indutor é transferida para a carga (R) e para o capacitor. Nessa etapa, quando o valor instantâneo da corrente $i_L(t)$ for maior do que a corrente na carga $i_o(t)$, a diferença entre elas carrega o capacitor. Quando for menor, o capacitor se descarrega para manter $i_o(t)$ constante (POMILIO, 2014a).

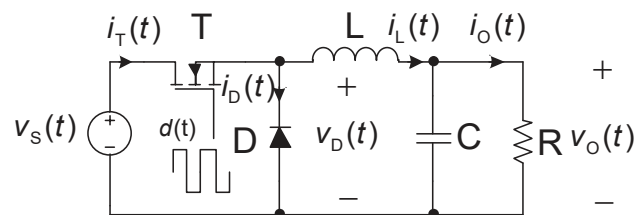


Figura 4 - Circuito eletrônico do conversor *Buck*.
Fonte: Adaptado de Pomilio (2014a).

Se a corrente $i_L(t)$ não é nula durante a condução do diodo D, o conversor *Buck* está operando no modo de condução contínua (MCC), cujas principais formas de ondas estão representadas na Figura 5. Caso contrário, o conversor estará operando no modo de condução descontínua (MCD) ou modo de condução crítico (MCCr). Neste estudo, estamos interessados no ganho estático do conversor *Buck* operando em MCC, definido por (POMILIO, 2014a):

$$G_{\text{estático_Buck}} = \frac{V_o}{V_s} = D \quad (7)$$

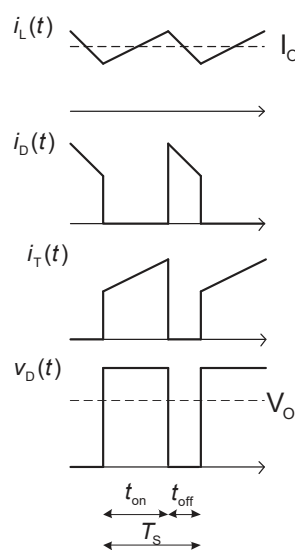


Figura 5 - Principais formas de onda do conversor *Buck* operando no MCC.
Fonte: Adaptado de Pomilio (2014a).

2.1.2 Conversor *Boost*

O conversor *Boost* ou *step-up* (Figura 6) é um conversor cuja tensão de saída ($v_o(t)$) é maior do que a tensão de entrada ($v_s(t)$). As duas etapas de funcionamento deste conversor são definidas a seguir: (a) Quando o transistor T está em condução, a tensão da fonte $v_s(t)$ é aplicada no indutor L (acumula-se energia) e o diodo D encontra-se cortado; (b) nessa etapa, T é desligado e D começa a conduzir e a energia armazenada em L é transferida para o capacitor C e para a carga R (POMILIO, 2014a).

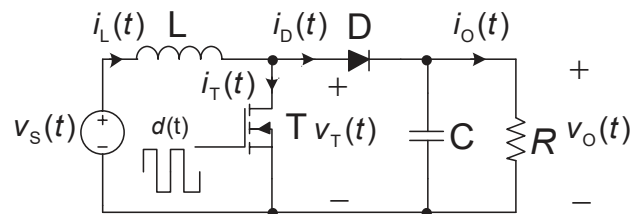


Figura 6 - Circuito eletrônico do Conversor *Boost*.
Fonte: Adaptado de Pomilio (2014a).

O conversor *Boost* também pode operar nos modos de condução definidos anteriormente, cujas as formas de ondas típicas para o MCC estão representadas na Figura 7.

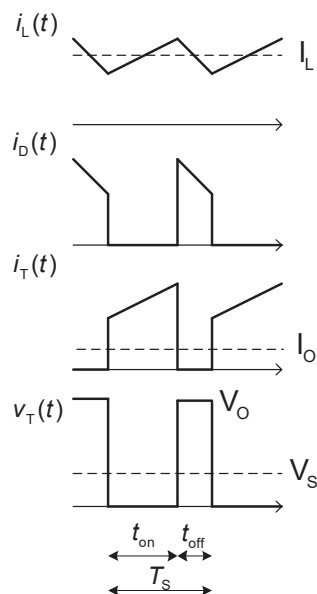


Figura 7 - Principais formas de onda do conversor *Boost* operando no MCC.
Fonte: Adaptado de Pomilio (2014a).

O ganho estático do conversor *Boost* operando no MCC é dado por (POMILIO, 2014a):

$$G_{\text{estático_Boost}} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \quad (8)$$

2.1.3 Modulação por largura de pulso

O sinal de comando $d(t)$ é obtido pela comparação entre um sinal de controle (modulante, $v_m(t)$) e uma onda periódica (portadora, $v_p(t)$), por exemplo, a onda dente de serra ilustrada na Figura 8 (POMILIO, 2014b). Este tipo de modulação pode ser implementada através de um amplificador operacional na configuração comparador. Assim, enquanto o sinal de controle for maior que o sinal dente-de-serra, o sinal de comando permanecerá em nível alto, e, em caso contrário, será conduzido a nível baixo.

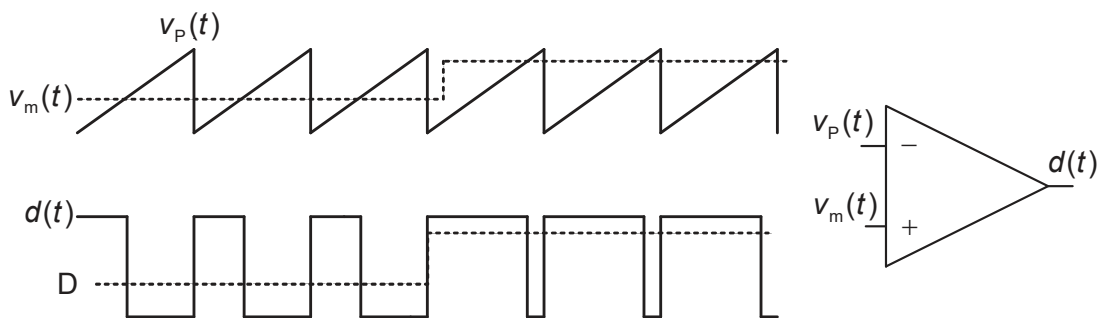


Figura 8 - Modulação por largura de pulso.
Fonte: Adaptado de Pomilio (2014b)

2.2 SISTEMAS DE CONTROLE ANALÓGICOS

Sistemas de controle podem ser definidos como a interligação de componentes que constituem uma configuração de sistema com o objetivo de obter uma resposta desejada do sistema de acordo com uma entrada, conforme ilustra a Figura 9 (DORF; BISHOP, 2011; NISE, 2009).



Figura 9 - Sistema de controle simplificado.
Fonte: Adaptado de Nise (2009).

As duas principais formas de avaliar o desempenho de um sistema de controle são a resposta transiente e o erro de regime permanente. Além disso, sistemas de controle possuem duas configurações de operações principais, ou seja, em malha aberta ou em malha fechada (NISE, 2009).

Sistemas atuando em malha aberta utilizam dispositivos de atuação para controlar diretamente ao processo (vide Figura 10). Por conseguinte, sistemas em malha fechada utilizam um ramo de realimentação, o qual amostra um sinal de interesse que é comparado ao sinal de referência (DORF; BISHOP, 2011). Além disso, estes sistemas têm a particularidade de possuírem características melhoradas em relação a sistemas de malha aberta, ou seja, podem ser menos suscetíveis a perturbações externas e as condições do ambiente (NISE, 2009).

A Figura 11 ilustra a estrutura básica de um sistema sob realimentação negativa, cujo fluxo de sinal pode representar grandezas como tensão e corrente. Nesta figura, destacam-se (ZUBEN, 2010):

- a) **Sinal de referência ($r(t)$):** nível de sinal para obter a rastreabilidade do sinal de saída;
- b) **Bloco somador:** processa a subtração entre o sinal de referência e o sinal amostrado ($y'(t)$), produzindo o sinal de erro ($e(t)$);
- c) **Controlador:** atua no sinal de erro de forma a corrigir a variável controlada, resultando em um sinal que será aplicado ao sistema;
- d) **Atuador:** recebe o sinal de controle e condiciona-o em um sinal ($u(t)$) que permita alterar a dinâmica do sistema;
- e) **Planta:** processo elétrico, mecânico ou químico que se deseja controlar;
- f) **Sensor:** rede de realimentação que amostra o sinal de interesse ($y(t)$) e produz o sinal de realimentação ($y'(t)$).
- g) **Perturbações:** são eventos externos que afetam o sistema de forma adversa.



Figura 10 - Sistema operando em malha aberta.

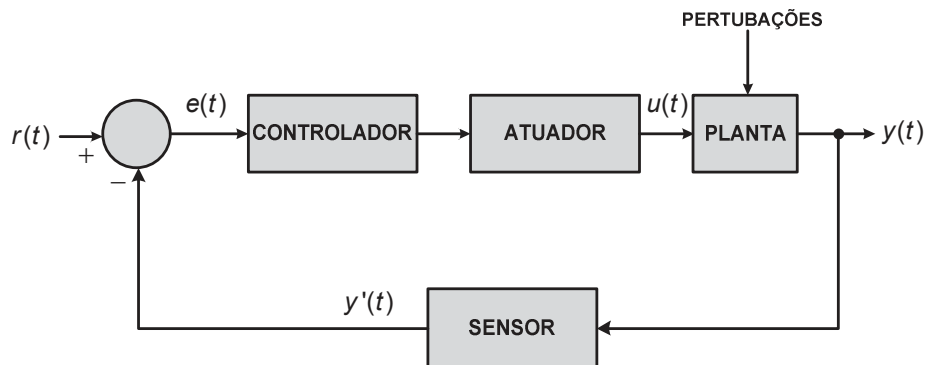


Figura 11 - Sistema de controle atuando sob realimentação negativa.

2.3 SISTEMA DE CONTROLE DIGITAIS

As principais diferenças entre sistemas de controle analógicos e digitais são que os digitais operam com amostras do sinal realimentado ($y'[n]$), em vez do sinal contínuo $y'(t)$, e que a implementação do controlador pode ser feita através de algoritmos baseados em equações de diferenças. A Figura 12 apresenta a estrutura básica de um sistema de controle digital. O sinal realimentado é convertido em um sinal discreto por meio de um conversor A/D (Analógico para Digital) a cada T_A segundos, o qual é o tempo de amostragem, e, então, subtraído do sinal $r[n]$, gerando o sinal de erro ($e[n]$) a tempo discreto. Este sinal, por conseguinte, é processado por uma equação a diferença do controlador, obtendo como resultado $u[n]$. Por fim, o conversor D/A (Digital para Analógico) converte o sinal $u[n]$ em um sinal contínuo $u(t)$ e o condiciona para atuar na planta (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2010).

Para realizar o projeto de controladores digitais, são utilizadas duas técnicas básicas: equivalente discreto e projeto discreto. A técnica de equivalente discreto consiste em projetar o controlador no domínio contínuo e através de métodos de discretização, como o de mapeamento de polos e zeros, obter seu equivalente no

domínio discreto. Já a técnica de projeto discreto, o controlador é projetado diretamente no domínio discreto (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2010).

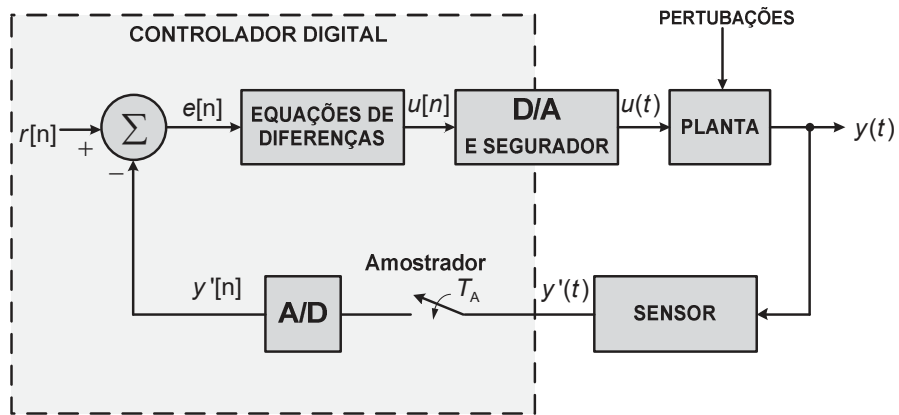


Figura 12 - Estrutura básica de um controlador digital.
Fonte: Adaptado de Franklin, Powell e Emami-Naeini, (2010).

3 CONVERSORES CC-CC

Nas subseções a seguir será apresentado o projeto do estágio de potência dos conversores CC-CC bem como modelos matemáticos dos conversores *Buck* e *Boost* em representação de espaço de estados.

3.1 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Considerando que os conversores a serem projetados possuem componentes em comum (tais como resistores, capacitores, indutores e chaves semicondutoras de potência), propõem-se a confecção de duas placas com trilhas comutadoras, contendo as ligações dos componentes de acordo com o tipo de conversor selecionado, e uma placa que contemple o conjunto formado por diodo, transistores, indutor, capacitor e resistor de carga (vide Figura 13). A subseção a seguir apresenta o projeto dos componentes comuns dos conversores CC-CC.

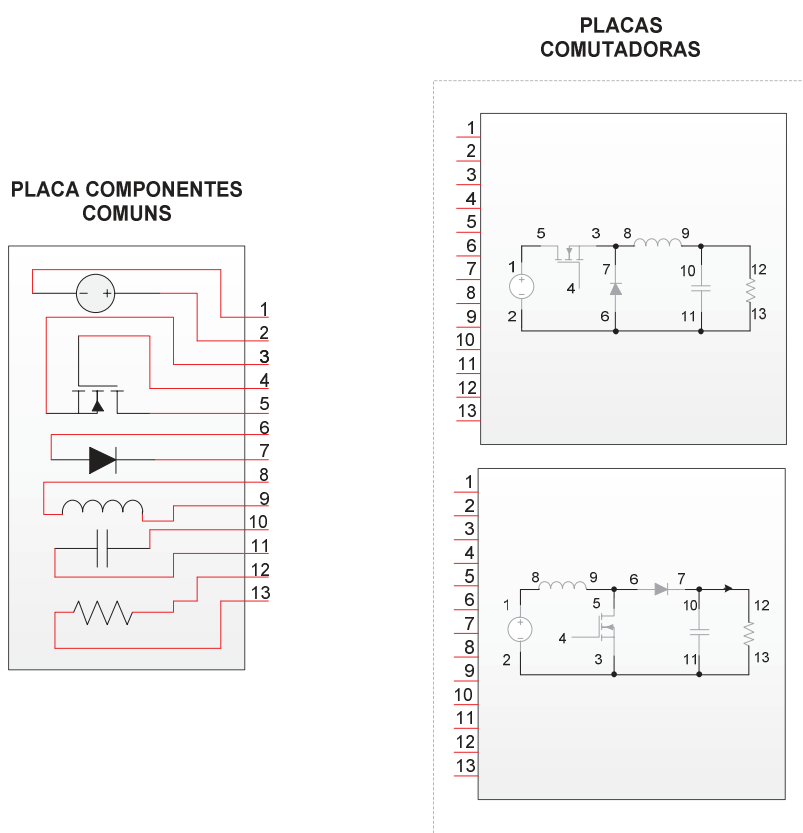


Figura 13 - Representação do protótipo contendo a generalização dos componentes elétricos e as placas comutadoras.

3.1.1 Especificações de projeto para o conversor *Buck*

Para o projeto do conversor Buck será necessário definir alguns parâmetros, conforme apresenta a Tabela 1.

Tabela 1 - Especificações de projeto do conversor *Buck*.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	V_s	10 Vcc
Tensão de saída	V_o	5 Vcc
Nível de ondulação na tensão de saída	ΔV_o	1%. V_o
Carga	R	22 Ω
Razão cíclica	D	0,5
Frequência de chaveamento	f_s	50 kHz

3.1.2 Especificações de projeto para o conversor *Boost*

De semelhante modo, são definidos alguns parâmetros de projeto para o conversor *Boost* conforme a Tabela 2.

Tabela 2 - Especificações de projeto do conversor *Boost*.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	V_s	10 Vcc
Tensão de saída	V_o	20 Vcc
Nível de ondulação na tensão de saída	ΔV_o	1%. V_o
Carga	R	150 Ω
Razão cíclica	D	0,5
Frequência de chaveamento	f_s	100 kHz

3.1.3 Dimensionamento e projeto físico do indutor

Ambos os conversores irão operar no MCC, devido ao interesse na característica linear deste modo. Devido a isso, será calculado previamente o valor mínimo da indutância no qual ambos permanecerão em MCC, ou seja, a corrente no indutor não pode atingir o zero em nenhuma das etapas de operação. Por fim, será

avaliado um valor de indutância que satisfaça a condição de operação em MCC de ambos os conversores.

a) Cálculo da indutância mínima para operação no MCC do conversor *Buck*

O valor da mínima indutância (L_{\min}) que garante que o conversor *Buck* opere no MCC é dado por (HART, 2012):

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f_s} \quad (9)$$

Substituindo os valores de projeto, tem-se:

$$L_{\min} = \frac{(1-0,5).22}{2.50.10^3} = 110 \mu\text{H} \quad (10)$$

b) Cálculo da indutância mínima para operação no MCC do conversor *Boost*

Para que o conversor *Boost* opere no MCC, o mínimo valor de indutância é dado por (HART, 2012):

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f_s} \quad (11)$$

Substituindo os valores de projeto, tem-se:

$$L_{\min} = \frac{0.5(1-0,5)^2 150}{2.100.10^3} = 93.75 \mu\text{H} \quad (12)$$

c) Determinação da indutância

Na prática, o valor da indutância é especificado por um valor superior a L_{\min} , garantindo assim que o conversor opere efetivamente no MCC. Diante disso, adotar-se-á um valor de indutância igual a 200 μH .

d) Projeto físico do indutor

O projeto físico do indutor basear-se-á em Barbi, Font e Alves (2002). Assim, no projeto do indutor é necessário especificar alguns parâmetros conforme

apresenta a Tabela 3 juntamente com alguns cálculos preliminares, tal como o valor de pico e eficaz da corrente no indutor.

Tabela 3 - Parâmetros de projeto físico do indutor.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Máxima densidade de fluxo magnético	$B_{\text{máx}}$	0,3 T
Máxima densidade de corrente	$J_{\text{máx}}$	450 A/cm ²
Fator de utilização da área do enrolamento	k_w	0,7
Indutância	L	200 µH

Considerando que o indutor seja percorrido por uma corrente com forma de onda ondulatoria (vide Figura 14), o valor eficaz é dado por (HART, 2012):

$$I_{L_RMS} = \sqrt{\left(\frac{\Delta i_L / 2}{\sqrt{3}}\right)^2 + I_L^2} \quad (13)$$

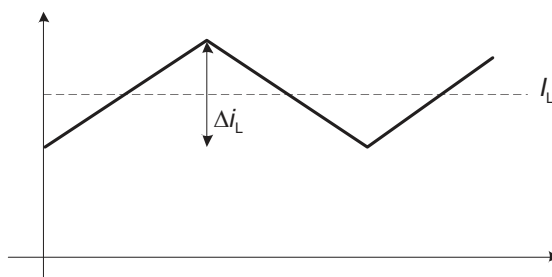


Figura 14 - Forma de onda da corrente no indutor.
Fonte: Adaptado de Barbi; Font e Alves, (2002).

O valor médio (I_L) e a variação (Δi_L) da corrente do indutor no conversor *Buck* são dados por (HART, 2012):

$$I_L = \frac{V_o}{R} = \frac{5}{22} = 227,27 \text{ mA} \quad (14)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_o(1-D)}{Lf_s} = \frac{5 \cdot (1-0,5)}{200 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^3} = 250 \text{ mA} \quad (15)$$

E, no caso do conversor *Boost*, os valores de I_L e Δi_L serão (HART, 2012):

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{10}{(1-0,5)^2 \cdot 150} = 266,67 \text{ mA} \quad (16)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_s D}{Lf_s} = \frac{10 \cdot 0,5}{200 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3} = 250 \text{ mA} \quad (17)$$

Agora, no projeto do indutor serão utilizados o valor médio e a variação da corrente no indutor do conversor *Boost*, pois essas grandezas apresentaram um valor maior do que as calculadas para o conversor *Buck*. Logo, pode-se calcular o valor de pico e valor eficaz da corrente no indutor por:

$$I_{L_P} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = 266,67 \cdot 10^{-3} + \frac{250 \cdot 10^{-3}}{2} = 391,67 \text{ mA} \quad (18)$$

$$I_{L_RMS} = \sqrt{\left(\frac{0,25/2}{\sqrt{3}}\right)^2 + (266,67 \cdot 10^{-3})^2} = 276,26 \text{ mA} \quad (19)$$

A partir disso, inicia-se o projeto do indutor selecionando um núcleo de ferrite com perfil E (Figura 15). O valor do produto $A_e A_w$ necessário para a construção do indutor é definido por (BARBI; FONT; ALVES, 2002):

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{L_P} \cdot I_{RMS}}{B_{\text{máx}} \cdot J_{\text{máx}} \cdot k_w} \cdot 10^4 \quad (20)$$

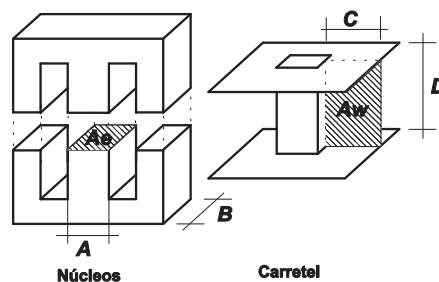


Figura 15 - Núcleo e carretel do tipo E.
Fonte: Barbi, Font e Alves (2002).

onde:

A_w - Área da janela do núcleo.

A_e - Área transversal do núcleo.

E, substituindo os valores da Tabela 3 e de I_{L_P} e I_{L_RMS} em (20), obtém-se:

$$A_e A_w = \frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 391,67 \cdot 10^{-3} \cdot 276,26 \cdot 10^{-3}}{0,3 \cdot 450 \cdot 0,7} \cdot 10^4 = 0,0029 \text{ cm}^4 \quad (21)$$

Após consultar o catálogo de ferrites da Thornton (2015), foi selecionado o núcleo NEE-20/10/5, cujo produto $A_e A_w$ é igual a $0,08 \text{ cm}^4$, área da janela do núcleo (A_w) igual a $0,26 \text{ cm}^2$ e do entreferro (A_e) igual a $0,312 \text{ cm}^2$.

O próximo passo é determinar o número de espiras dado pela expressão (BARBI; FONT; ALVES, 2002):

$$N = \frac{L \cdot I_{L,P}}{B_{\text{máx}} \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (22)$$

$$N = \frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 391,67 \cdot 10^{-3}}{0,3 \cdot 0,312} \cdot 10^4 = 8,37 \text{ espiras} \quad (23)$$

Para tanto, será adotado um número de espiras igual a 9. Diante disso, pode-se calcular o valor do entreferro como (BARBI; FONT; ALVES, 2002),

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad (24)$$

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{9^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,312}{200 \cdot 10^{-6}} \cdot 10^{-2} = 1,59 \cdot 10^{-3} \text{ cm} \quad (25)$$

Além disso, no dimensionamento da bitola dos condutores em altas frequências, deve-se considerar o efeito peculiar (do inglês, *skin effect*). O efeito peculiar causa uma redução da área efetiva do condutor em função do aumento da frequência. Portanto, o valor da profundidade de penetração é dado por (BARBI; FONT; ALVES, 2002):

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} = \frac{7,5}{\sqrt{100 \cdot 10^3}} = 2,37 \cdot 10^{-2} \text{ cm} \quad (26)$$

Contudo, o condutor utilizado não deve possuir um diâmetro superior ao valor 2Δ (BARBI; FONT; ALVES, 2002). Logo, a seção do condutor é dada por:

$$d \leq 2\Delta = 2 \cdot 2,37 \cdot 10^{-2} = 4,74 \cdot 10^{-2} \text{ cm} \quad (27)$$

$$S_{\text{skin}} \leq \frac{\pi \cdot d^2}{4} = \frac{\pi \cdot (4,74 \cdot 10^{-2})^2}{4} = 1,76 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (28)$$

e, a bitola necessária para conduzir a corrente do enrolamento será (BARBI; FONT; ALVES, 2002):

$$S_{\text{fio}} = \frac{I_{L,RMS}}{J_{\text{máx}}} = \frac{276,26 \cdot 10^{-3}}{450} = 6,13 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2 \quad (29)$$

Diante do valor calculado da bitola do fio e da Tabela 4, será adotado o condutor 28 AWG. Como o diâmetro do condutor especificado é superior ao limite fixado pelo efeito *skin*, deve-se verificar se é necessário associar condutores em paralelo para que não ocorra superaquecimento dos fios condutores. Para tanto, o número de condutores é calculado por (BARBI; FONT; ALVES, 2002):

$$n_{\text{condutores}} = \frac{S_{\text{cond}}}{S_{\text{skin}}} = \frac{8,1 \cdot 10^{-4}}{1,76 \cdot 10^{-3}} = 0,46 \text{ condutores} \quad (30)$$

Tabela 4 - Tabela de fios esmaltados.

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm ²)	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm ²)	OHMS/ CM 20 °C	OHMS/ CM 100 °C	AMP. para 450A/cm ²
13	0,183	0,026243	0,195	0,028793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,20811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072

Fonte: Barbi, (2001).

Portanto, apenas um condutor será necessário. Por fim, deve-se verificar a possibilidade de execução, ou seja, verificar se é possível colocar os enrolamentos na janela do núcleo A_w (BARBI; FONT; ALVES, 2002), ou seja,

$$Exec = \frac{A_{w_min}}{A_{w_núcleo}} = \frac{(N \cdot n_{\text{condutores}} \cdot S_{\text{cond}}) / k_w}{A_{w_núcleo}} < 1 \quad (31)$$

$$Exec = \frac{(10 \cdot 1 \cdot 8,1 \cdot 10^{-4}) / 0,7}{0,26} = 0,045 < 1 \quad (32)$$

Dado que o fator de execução é menor do que a unidade, a construção física do indutor é válida.

e) Cálculo da capacitância

O valor da capacitância para o conversor *Buck* é dado por (HART, 2012):

$$C = \frac{(1-D)}{8L(\Delta V_o/V_o)f_s^2} \quad (33)$$

que, substituindo os valores de projeto na equação acima, obtém-se,

$$C = \frac{(1-0,5)}{8 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 0,01 \cdot (50 \cdot 10^3)^2} = 12,5 \mu\text{F} \quad (34)$$

E, no conversor *Boost*, o valor da capacitância é dado por (HART, 2012):

$$C = \frac{D}{R(\Delta V_o/V_o)f_s} \quad (35)$$

$$C = \frac{0,5}{150 \cdot 0,01 \cdot 100 \cdot 10^3} = 3,33 \mu\text{F} \quad (36)$$

Com o objetivo de se obter um nível de tensão mais próxima do nível contínuo e eliminar as possíveis variações na tensão de saída, adotou-se 330 μF .

f) Especificação do diodo

Para especificar o diodo, deve-se calcular os esforços de corrente e tensão no dispositivo. No conversor *Buck*, a máxima tensão sobre ele será dada por (PETRY, 2014a):

$$V_{D_m\acute{a}x} = V_s = 10 \text{ V} \quad (37)$$

Por sua vez, os esforços de corrente máxima, média e eficaz são dados por (PETRY, 2014a):

$$I_{D_P} = I_{L_P} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 352,27 \text{ mA} \quad (38)$$

$$I_{D_m\acute{e}d} = (1-D)I_L = (1-0,5) \cdot 227,27 \cdot 10^{-3} = 113,64 \text{ mA} \quad (39)$$

Repetindo o procedimento ao conversor *Boost*, os esforços no diodo são dados por (PETRY, 2014b):

$$V_{D_m\acute{a}x} = V_O = 20 \text{ V} \quad (40)$$

$$I_{D_P} = I_{L_P} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 391,67 \text{ mA} \quad (41)$$

$$I_{D_m\acute{e}d} = (1-D)I_L = (1-0,5) \cdot 266,67 \cdot 10^{-3} = 133,34 \text{ mA} \quad (42)$$

Para especificar o diodo, foram escolhidos os esforços no conversor *Boost*, pois representam o pior caso. Assim, escolheu-se um MUR860, cujas principais características estão presentes na Tabela 5.

Tabela 5 - Principais características do diodo MUR860.

Parâmetro	Limite máximo
Corrente media direta	8 A
Tensão de pico reversa	600 V
Tempo de recuperação reversa	60 ns

Fonte: ON Semiconductor, (2014).

g) Especificação do MOSFET

De semelhante modo, para especificar o MOSFET, deve-se calcular os seus respectivos esforços em termos de corrente elétrica. No conversor *Buck*, a máxima tensão sobre ele é dada por (PETRY, 2014a):

$$V_{T_m\acute{a}x} = V_S = 10 \text{ V} \quad (43)$$

Os esforços de corrente máxima, média e eficaz são dados por (PETRY, 2014a):

$$I_{T_P} = I_{L_P} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 352,27 \text{ mA} \quad (44)$$

$$I_{T_m\acute{e}d} = DI_L = 0,5 \cdot 227,27 \cdot 10^{-3} = 113,64 \text{ mA} \quad (45)$$

Repetindo o procedimento ao conversor *Boost*, tem-se (PETRY, 2014b):

$$V_{T_m\acute{a}x} = V_S = 20 \text{ V} \quad (46)$$

$$I_{T_P} = I_{L_P} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 391,67 \text{ mA} \quad (47)$$

$$I_{T_m\acute{e}d} = DI_L = 0,5 \cdot 266,67 \cdot 10^{-3} = 133,34 \text{ mA} \quad (48)$$

A determinação do MOSFET, novamente, foi escolhida em termos dos esforços que representam o pior caso, ou seja, do conversor *Boost*. Neste caso, o MOSFET escolhido corresponde ao MUR860, cujas principais características são apresentadas na Tabela 6.

Tabela 6 - Principais Características do MOSFET IRF840.

Parâmetro	Limite máximo
Tensão dreno-fonte	500 V
Corrente contínua de dreno	8 A
Resistência dreno-fonte em condução	0,85 Ω
Tempo de recuperação reversa	23 ns

Fonte: Vishay Semiconductor, (2016a).

3.1.4 Simulação em malha aberta dos conversores

Para simular os conversores utilizou-se o *software Power Sym* na versão estudante, cujos componentes eletrônicos são ideais.

i. Conversor *Buck*

A Figura 16 apresenta o esquemático da simulação do conversor *Buck* para operação em malha aberta.

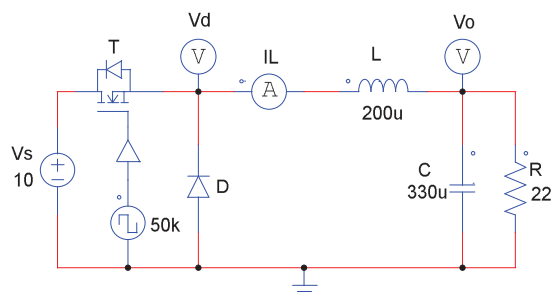


Figura 16 - Esquemático de simulação em malha aberta do conversor *Buck*.

A seguir são apresentadas as principais formas de onda do conversor.

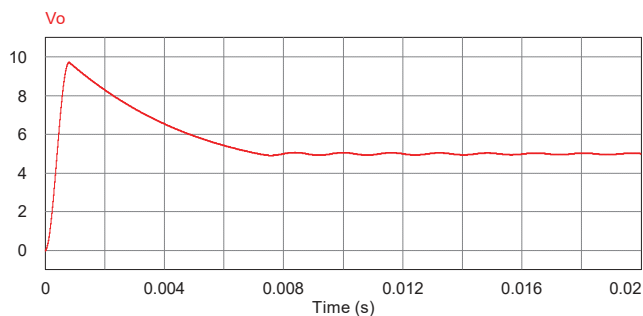


Figura 17 - Transitório da tensão de saída do conversor *Buck* em malha aberta

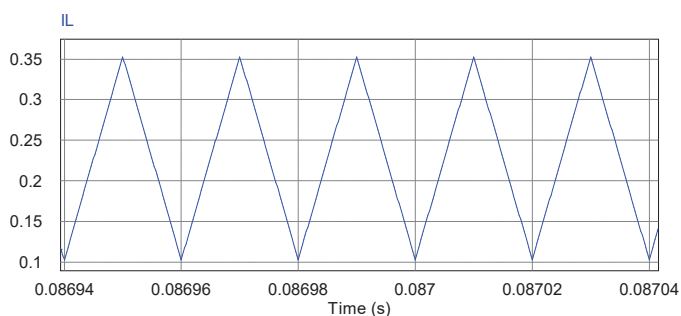


Figura 18 - Regime permanente da corrente no indutor do conversor *Buck* em malha aberta.

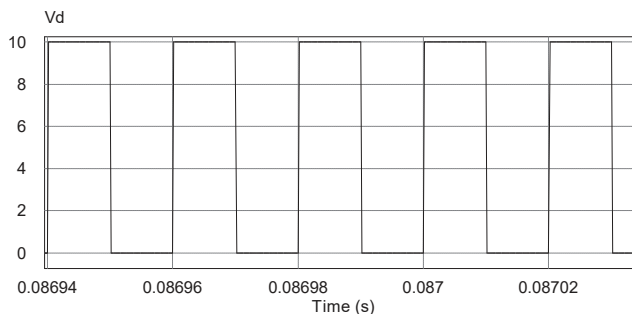


Figura 19 - Regime permanente da tensão no diodo do conversor *Buck* em malha aberta.

Pode-se observar pelas Figuras 17 a 19 que o projeto do conversor *Buck* atendeu as especificações impostas. Além disso, os valores médios da tensão V_O e da corrente I_L permaneceram dentro dos valores estabelecidos, ou seja, 5 V e 227,27 mA, respectivamente.

ii. Conversor *Boost*

A Figura 20 apresenta o esquemático da simulação do conversor *Boost* operando em malha aberta.

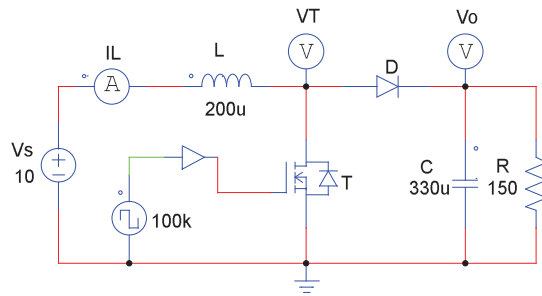


Figura 20 - Esquemático para simulação em malha aberta do conversor *Boost*.

A seguir são apresentadas as principais formas de onda do referido conversor.

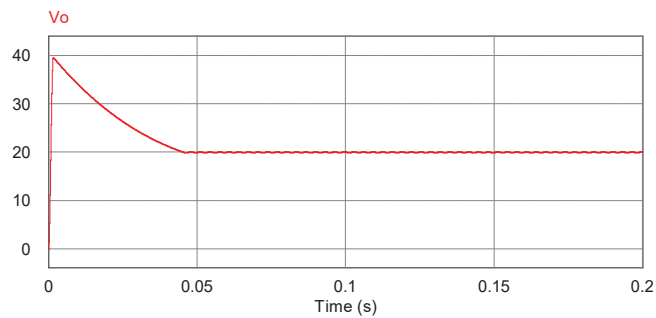


Figura 21 - Transitório de saída tensão de saída do conversor *Boost* em malha aberta.

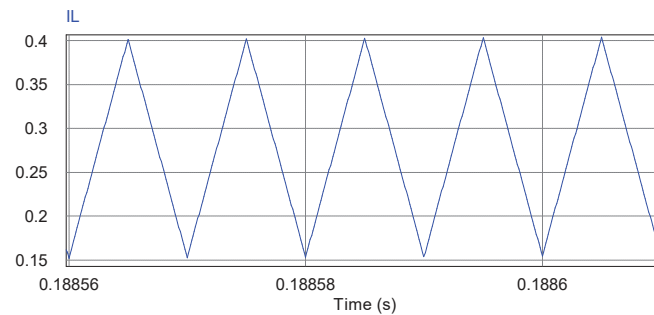


Figura 22 - Regime permanente da corrente no indutor do conversor *Boost* em malha aberta.

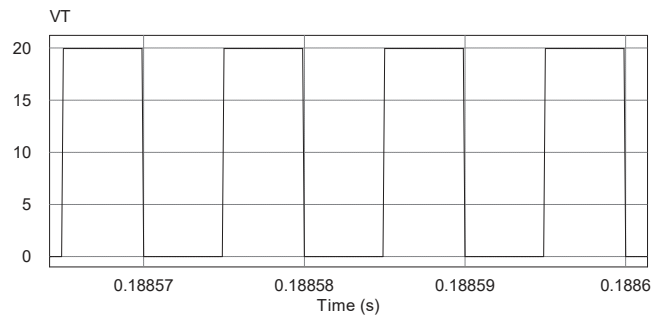


Figura 23 - Regime permanente da tensão no transistor do conversor *Boost* em malha aberta.

Pode-se observar pelas Figuras 21 a 23 que o projeto do conversor *Boost* atendeu as especificações impostas. Adicionalmente, os valores médios da tensão V_O e da corrente I_L atenderam os valores pré-estabelecidos em 20 V e 266,67 mA, respectivamente.

3.2 MODELAGEM DOS CONVERSORES

Nesta seção é obtido os modelos matemáticos dos conversores *Buck* e *Boost* em representação de espaço de estados, conforme descrito por (POMILIO, 2014c).

3.2.1 Modelo matemático do conversor *Buck*

Para desenvolver uma equação que expresse o comportamento do conversor *Buck*, objetivou-se obter as matrizes em função do estado da chave eletrônica, ou seja,

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} \text{ durante } DT_s \quad (49)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} \text{ durante } (1-D)T_s \quad (50)$$

Neste caso, a corrente do indutor ($i_L(t)$) e a tensão no capacitor ($v_C(t)$) serão as variáveis de estados, e, portanto, o vetor de estados é dado por:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (51)$$

e, o vetor de controle corresponde a tensão de entrada $v_s(t)$, assim,

$$\mathbf{u} = [v_s(t)] \quad (52)$$

Por fim, o sinal de interesse será a tensão de saída $v_o(t)$:

$$\mathbf{y} = [v_o(t)] \quad (53)$$

Para uma maior confiabilidade no projeto, serão consideradas as não idealidades dos componentes, como a resistência interna do transistor (R_{on}) e a resistência em série do indutor (R_L), conforme ilustra a Figura 24.

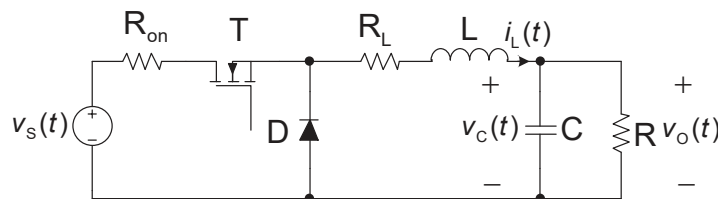


Figura 24 - Circuito eletrônico do conversor *Buck* com as não idealidades.

A Figura 25 apresenta o circuito equivalente do conversor *Buck* quando a chave T está conduzindo. Equacionando essa etapa, obtém-se o equivalente a equação (49).

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \underbrace{\begin{bmatrix} -(R_{on} + R_L) & -1 \\ L & L \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1} \mathbf{x} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_1} \mathbf{u} \quad (54)$$

$$\mathbf{y}_1 = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_1} \mathbf{x} \quad (55)$$

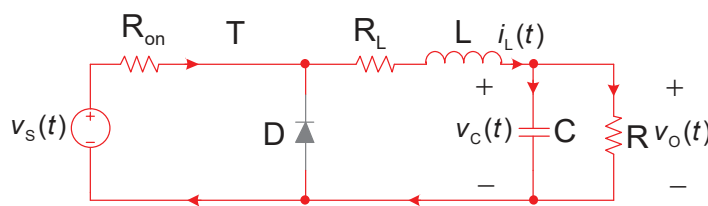


Figura 25 - Conversor *Buck* com a chave T ligada.

E, repetindo para o circuito da Figura 26, quando a chave T está aberta, a equação equivalente a (50) é obtida.

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \underbrace{\begin{bmatrix} -R_L & -1 \\ L & L \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_2} \mathbf{x} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_2} \mathbf{u} \quad (56)$$

$$\mathbf{y}_2 = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_2} \mathbf{x} \quad (57)$$

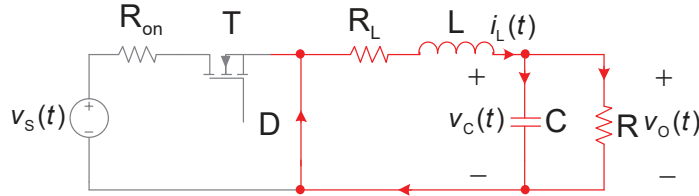


Figura 26 - Conversor *Buck* com a chave T desligada.

Em seguida, obtém-se a representação em espaço de estados através dos valores médio das variáveis durante um período de chaveamento T_s , definido:

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}_1 \cdot d + \mathbf{A}_2 \cdot (1-d)) \mathbf{x} + (\mathbf{B}_1 \cdot d + \mathbf{B}_2 \cdot (1-d)) \mathbf{u} \quad (58)$$

$$\mathbf{y} = (\mathbf{C}_1 \cdot d + \mathbf{C}_2 \cdot (1-d)) \mathbf{x} \quad (59)$$

Após isso, deve-se proceder à linearização das equações (58) e (59) por meio de pequenas perturbações nas variáveis \mathbf{x} , \mathbf{y} e d , enquanto \mathbf{u} permanece constante. Assim, as variáveis serão decompostas por seu valor em regime permanente (variável maiúscula) mais uma pequena variação do sinal, representado pela variável minúscula, ou seja,

$$\mathbf{x} = \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{X} \quad (60)$$

$$\mathbf{y} = \hat{\mathbf{y}} + \mathbf{Y} \quad (61)$$

$$d = \hat{d} + D \quad (62)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{U} \quad (63)$$

que, substituindo as equações (60), (62) e (63) em (58), obtém-se:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} + \dot{\mathbf{X}} = \left[\mathbf{A}_1 \cdot (\hat{d} + D) + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - (\hat{d} + D)) \right] [\mathbf{x} + \mathbf{X}] + \left[\mathbf{B}_1 \cdot (\hat{d} + D) + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - (\hat{d} + D)) \right] \mathbf{U} \quad (64)$$

Assumindo que $\dot{\mathbf{X}} = 0$ tem-se que a equação (64) torna-se,

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \left[\mathbf{A}_1 \cdot (\hat{d} + D) + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - (\hat{d} + D)) \right] [\mathbf{x} + \mathbf{X}] + \left[\mathbf{B}_1 \cdot (\hat{d} + D) + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - (\hat{d} + D)) \right] \mathbf{U} \quad (65)$$

Por outro lado, substituindo as equações (60), (61) e (62) em (59), tem-se:

$$\mathbf{y} + \mathbf{Y} = \left[\mathbf{C}_1 \cdot (\hat{d} + D) + \mathbf{C}_2 \cdot (1 - (\hat{d} + D)) \right] [\mathbf{x} + \mathbf{X}] \quad (66)$$

Neste ponto, considerar-se-á apenas as componentes relacionadas as pequenas variações contidas nas equações (65) e (66), que anulando os termos relacionados as componentes de regime permanente e aplicando a transformada de

Laplace, obtém-se a função de transferência, que relaciona a tensão de saída (\hat{v}_o) pela razão cíclica (\hat{d}) (POMILIO, 2014c):

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \mathbf{C} \cdot [\mathbf{s} \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \cdot [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}] + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{X} \quad (67)$$

cujo comportamento em regime permanente pode ser obtido através da equação (POMILIO, 2014c):

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \quad (68)$$

Nota-se, ainda, que as matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} são definidas por (POMILIO, 2014c):

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{D} + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - \mathbf{D}) \quad (69)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-(DR_{on} + R_L)}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \quad (70)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{D} + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - \mathbf{D}) \quad (71)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (72)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{D} + \mathbf{C}_2 \cdot (1 - \mathbf{D}) \quad (73)$$

$$\mathbf{C} = [0 \quad 1] \quad (74)$$

que, através das substituições matriciais e procedendo algumas manipulações algébricas, encontra-se:

$$G_{Buck}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left(1 - \frac{D^2 R_{on}}{DR_{on} + R_L + R}\right) V_s}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + C(DR_{on} + R_L)\right) s + 1 + \frac{DR_{on} + R_L}{R}} \quad (75)$$

De outro modo, após a substituição matricial na equação (68) e procedendo algumas manipulações algébricas, obtém-se as seguintes equações em regime permanente.

$$I_L = \frac{DV_s}{DR_{on} + R_L + R} \quad (76)$$

$$V_C = \frac{DV_S R}{DR_{on} + R_L + R} \quad (77)$$

E, tendo em vista que a tensão na saída é igual a tensão no capacitor, então através da equação (77) obtém-se o ganho estático do conversor *Buck* por,

$$G_{\text{estático_Buck}} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{DR}{DR_{on} + R_L + R} \quad (78)$$

3.2.2 Modelo matemático do conversor *Boost*

O modelo matemático de pequenos sinais do conversor *Boost* será desenvolvido adotando o procedimento realizado para o conversor *Buck*. Por conseguinte, a Figura 27 ilustra o conversor *Boost* e as respectivas não idealidades dos componentes eletrônicos.

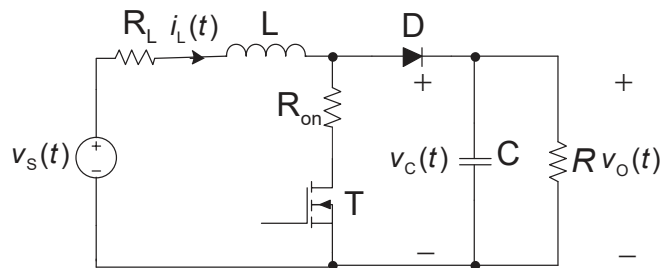


Figura 27 - Circuito eletrônico do conversor *Boost* com as não idealidades.

A partir da Figura 28, será descrito a equação em representação por espaços de estado na condição de chave fechada, obtendo uma equação equivalente a (49) dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{(R_{on} + R_L)}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1} \mathbf{x} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_1} \mathbf{u} \quad (79)$$

$$\mathbf{y}_1 = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_1} \mathbf{x} \quad (80)$$

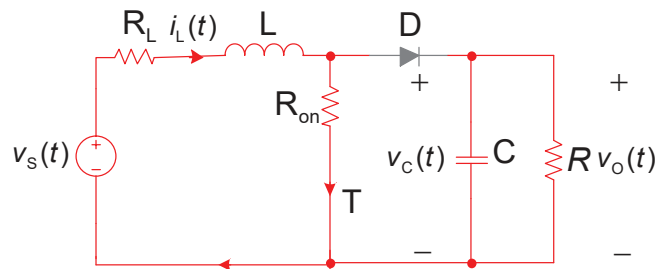


Figura 28 - Conversor *Boost* com a chave T ligada.

Repetindo o processo ao circuito da Figura 29, em condição de a chave aberta, a equação equivalente a (50) é obtida por:

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_2} \mathbf{x} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_2} \mathbf{u} \quad (81)$$

$$\mathbf{y}_2 = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_2} \mathbf{x} \quad (82)$$

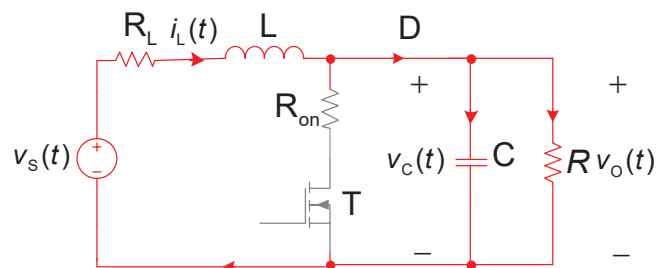


Figura 29 - Conversor *Boost* com a chave T desligada.

Nota-se que as matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} serão:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{(DR_{on} + R_L)}{L} & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (83)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (84)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (85)$$

Agora, através de substituições matriciais e procedendo com algumas manipulações algébricas, encontra-se:

$$G_{Boost}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-LI_L s + (1-D)V_C - (R_{on} + R_L)I_L}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + C(DR_{on} + R_L)\right)s + \frac{DR_{on} + R_L}{R} + (1-D)^2} \quad (86)$$

De outro modo, após a substituição matricial na equação (68) e procedendo algumas manipulações algébricas, obtém-se as seguintes equações em regime permanente.

$$I_L = \frac{V_S}{DR_{on} + R_L + (1-D)^2 R} \quad (87)$$

$$V_C = \frac{(1-D)V_S R}{DR_{on} + R_L + (1-D)^2 R} \quad (88)$$

E, procedendo à substituição de (87) e (88) em (86), obtém-se:

$$G_{Boost}(s) = \frac{\left(\frac{1}{DR_{on} + R_L + (1-D)^2 R}\right) \cdot (-LV_S s + (1-D)^2 V_S R - (R_{on} + R_L)V_S)}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + C(DR_{on} + R_L)\right)s + \frac{DR_{on} + R_L}{R} + (1-D)^2} \quad (89)$$

Sabendo que a tensão na saída é igual à tensão no capacitor, tem-se que da equação (89) é possível obter o ganho estático do conversor *Boost* por,

$$G_{estático_Boost} = \frac{V_o}{V_S} = \frac{(1-D)R}{DR_{on} + R_L + (1-D)^2 R} \quad (90)$$

3.2.3 Simulação dos modelos em pequenos sinais em malha aberta

Para validar o modelo matemático em pequenos sinais dos conversores em estudo, realizaram-se simulações com as funções de transferência e com seus circuitos eletrônicos, com o objetivo de analisar o comportamento da tensão da saída devido a pequenas variações na razão cíclica (degrau), baseando-se em Batschauer (2012).

a) Conversor *Buck*

Na Figura 30, ao lado direito está representado o conversor *Buck* e ao lado esquerdo está representado a função de transferência do sistema referente a equação (75). Neste estudo de caso, o controle da chave será via modulação PWM,

cujo sinal da portadora será um dente de serra. Os valores das resistências R_{on} e R_L utilizados na simulação são $2\ \Omega$ e $0,1\ \Omega$, respectivamente. O valor do nível de tensão (v_o) foi obtido pela equação (77), sendo a tensão do capacitor igual à tensão de saída do conversor.

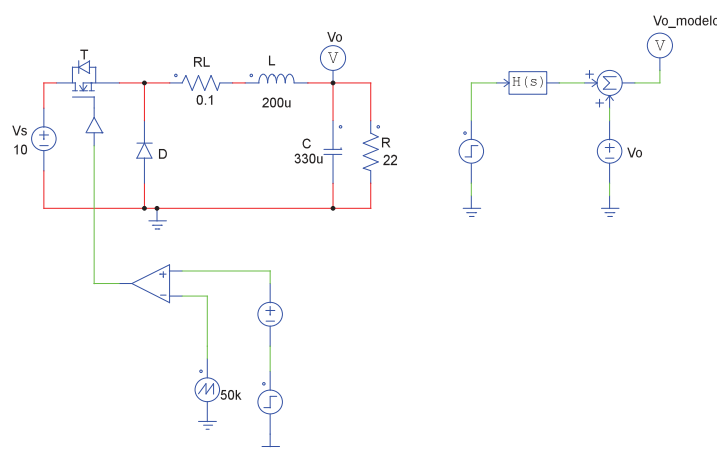


Figura 30 - Simulação de validação do modelo matemático do conversor *Buck*.

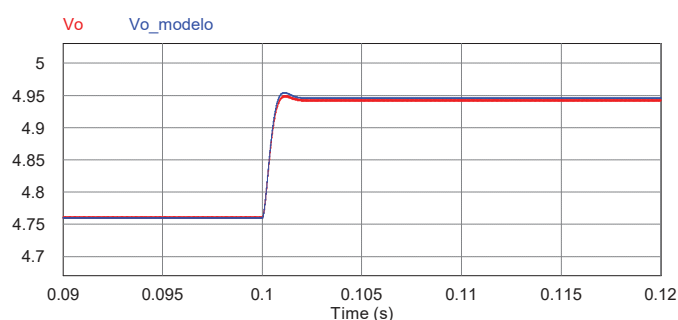


Figura 31 - Resposta do sistema a um degrau de 2% na razão cíclica. Tensão de saída do circuito eletrônico (vermelho) e tensão de saída do modelo matemático (azul).

Após aplicação de um sinal degrau, observou-se que o sinal de saída do circuito eletrônico e da função de transferência se comportou de forma similar, validando o modelo matemático.

b) Conversor *Boost*

De semelhante modo ao conversor *Buck*, utilizou-se procedimentos análogos para a validação do modelo de pequenos sinais do conversor *Boost*. Para tanto, a Figura 32 apresenta o circuito simulado. Informa-se, que os valores das

resistências R_{on} e R_L utilizados na simulação são 2Ω e $0,1 \Omega$, respectivamente. O valor do nível de tensão (v_o) foi obtido pela equação (90), sendo que a tensão do capacitor é igual à tensão de saída do conversor.

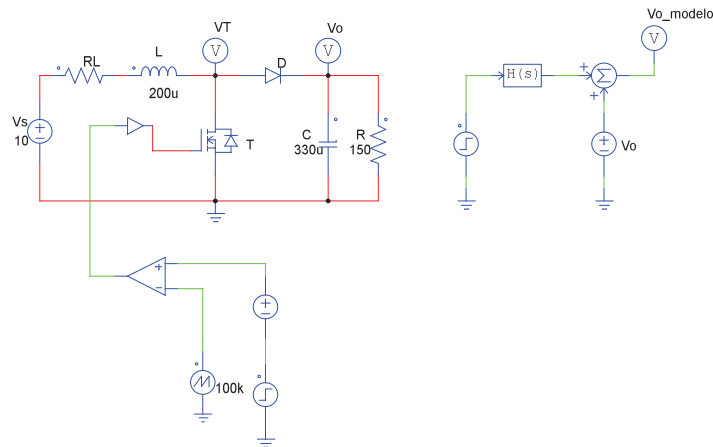


Figura 32 - Simulação de validação do modelo matemático do conversor *Boost*.

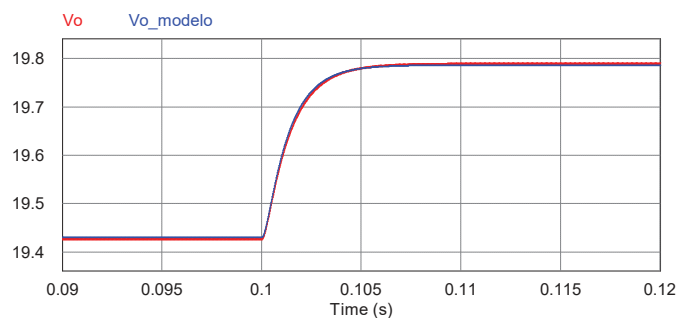


Figura 33 - Resposta do sistema a um degrau de 1% na razão cíclica. Tensão de saída do circuito eletrônico (vermelho) e tensão de saída do modelo matemático (azul).

Conclui-se, após a aplicação de um sinal degrau, que o sinal de saída do circuito eletrônico e da função de transferência se comportou de forma similar, validando o modelo matemático.

4 MALHA DE CONTROLE ANALÓGICA

A malha de controle analógica no domínio da frequência será implementada de acordo com o diagrama de blocos da Figura 34.

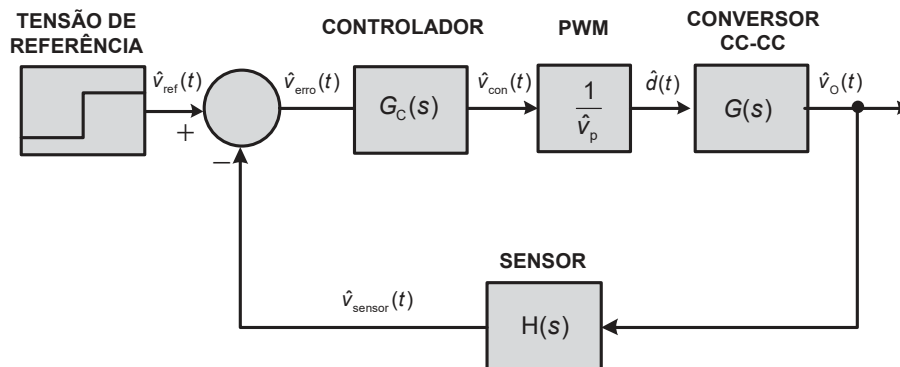


Figura 34 - Malha de controle no domínio analógico.

4.1 PROJETO DA MALHA DE CONTROLE ANALÓGICA

Nesta subseção, será projetado os circuitos eletrônicos que envolvem cada processo pertinente a malha de controle sob estudo.

i. Tensão de referência

Optou-se por uma tensão de referência gerada a partir de uma porta digital de um microcontrolador (vide Figura 35). Ao pressionar a chave do microcontrolador, a porta produzirá um nível alto, simulando a função degrau. Dado que o nível de tensão do microcontrolador limita-se a 3,3 V, adotou-se como nível de tensão de referência 1,65 V, obtido por um simples divisor resistor, cujos resistores possuem valores iguais.

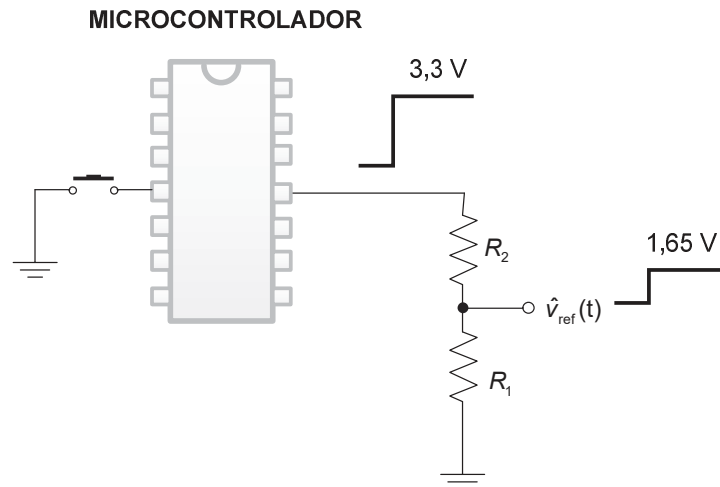


Figura 35 - Tensão de referência implementada para simular a função degrau.

ii. Bloco subtrator

O bloco subtrator é obtido pela configuração de resistores aplicados ao amplificador operacional (vide Figura 36), cujo ganho R_2/R_1 deverá ser igual a um (1) dado que $\hat{v}_{erro}(t)$ deve ser a subtração de $\hat{v}_{ref}(t)$ por $\hat{v}_{sensor}(t)$. Portanto, considerando $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, a tensão $\hat{v}_{erro}(t)$ será:

$$\hat{v}_{erro} = \frac{R_2}{R_1} (\hat{v}_{ref} - \hat{v}_{sensor}) \quad (91)$$

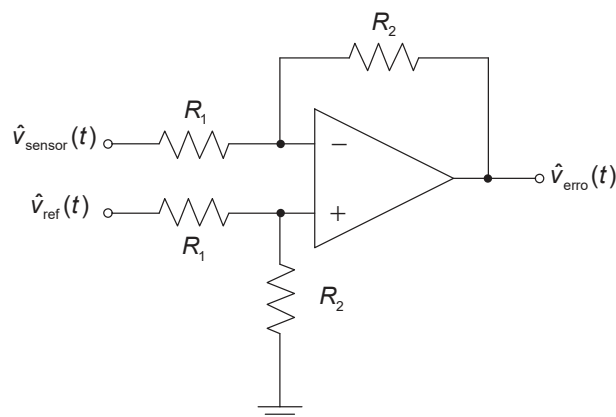


Figura 36 - Bloco subtrator implementado por meio de um amplificador diferença.

iii. Modulação PWM

A modulação PWM será implementada através de um amplificador na configuração comparador. A Figura 8 ilustra o princípio básico deste tipo de

modulação, envolvendo um comparador de tensão entre o sinal de controle ($\hat{v}_{con}(t)$) e o sinal dente de serra ($\hat{v}_p(t)$), gerando um trem de pulsos ($\hat{v}_{PWM}(t)$) de largura variável. Neste caso, se $\hat{v}_{con}(t)$ for maior que o sinal $v_p(t)$, o sinal $\hat{v}_{PWM}(t)$ permanecerá em nível alto, caso contrário será conduzido a nível baixo. Logo, a razão cíclica é dada por (POMILIO, 2014b)

$$\hat{v}_{PWM}(t) = \frac{\hat{v}_{con}(t)}{\hat{v}_p(t)} \quad (92)$$

Observação: Por problemas de ruído no acoplamento ao circuito eletrônico, a função dente de serra será gerada a partir de um gerador de sinais.

iv. Sensor

O sensor será implementado através de um simples divisor resistivo de alta impedância, conforme ilustra a Figura 37. Assim, a tensão $\hat{v}_{sensor}(t)$ será dada por,

$$\hat{v}_{sensor}(t) = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \hat{v}_o(t) \quad (93)$$

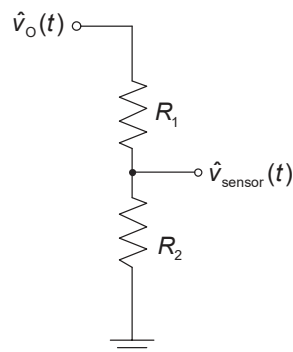


Figura 37 - Sensor por divisor resistivo.

Dessa maneira, quando o conversor *Buck* alcançar um erro de estado estacionário igual a 0, o sinal \hat{v}_{sensor} deverá ser igual a 1,65 V e a tensão de saída será 5 V. A relação $R_2/(R_1 + R_2)$ corresponde função de transferência do sensor $H(s)$, e, portanto,

$$\hat{v}_{sensor} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot \hat{v}_o = H(s) \cdot \hat{v}_o \rightarrow 1,65 = H(s) \cdot 5 \quad (94)$$

$$H(s) = 0,33 \quad (95)$$

Assim, ajustam-se os valores de R_1 e R_2 de forma a alcançar o valor desejado, ou seja, $R_1 = 240 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 120 \text{ k}\Omega$. Calculando, $H(s)$ para os valores comerciais de R_1 e R_2 , tem-se:

$$\hat{v}_{\text{sensor}} = \left(\frac{120 \cdot 10^3}{120 \cdot 10^3 + 240 \cdot 10^3} \right) \cdot \hat{v}_o = H(s) \cdot \hat{v}_o \quad (96)$$

$$H(s) = 0,3333 \quad (97)$$

Logo, tensão de saída \hat{v}_o será:

$$\hat{v}_o = \frac{1,65}{0,3333} = 4,9505 \text{ V} \quad (98)$$

Considerando, agora, o conversor *Boost*, o erro de estado estacionário será nulo no momento que o sinal \hat{v}_{sensor} atingir 1,65 V, obtendo uma tensão de saída igual a 20 V. Neste caso, a relação $R_2/(R_1 + R_2)$ será:

$$\hat{v}_{\text{sensor}} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot \hat{v}_o = H(s) \cdot \hat{v}_o \rightarrow 1,65 = H(s) \cdot 20 \quad (99)$$

$$H(s) = 0,0825 \quad (100)$$

Desse modo, ajustam-se os valores de R_1 e R_2 de forma a alcançar o valor desejado, ou seja, $R_1 = 560 \text{ k}\Omega$ e R_2 uma associação de dois resistores em série de 39 k Ω e 12 k Ω . Por fim, calcula-se $H(s)$ para os valores comerciais de R_1 e R_2 , tem-se:

$$\hat{v}_{\text{sensor}} = \left(\frac{51 \cdot 10^3}{51 \cdot 10^3 + 560 \cdot 10^3} \right) \cdot \hat{v}_o = H(s) \cdot \hat{v}_o \quad (101)$$

$$H(s) = 0,0835 \quad (102)$$

Logo, tensão de saída \hat{v}_o será:

$$\hat{v}_o = \frac{1,65}{0,0835} = 19,7605 \text{ V} \quad (103)$$

v. Projeto do controle analógico

O compensador deverá ser projetado por meio da utilização de recursos de simulação da função de transferência em malha fechada, conforme Figura 38.

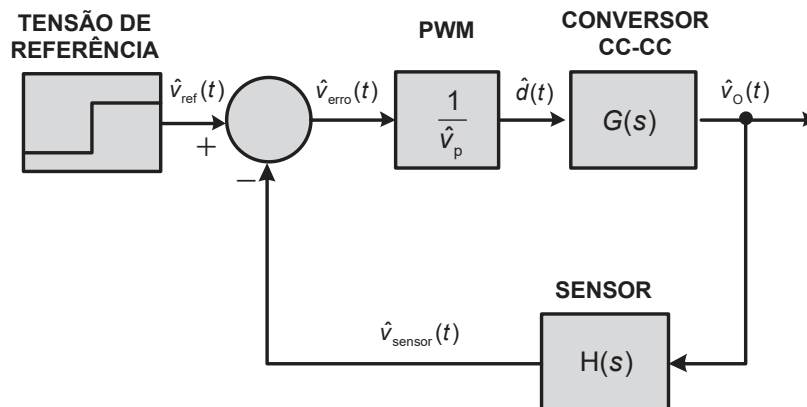


Figura 38 - Sistema dos conversores CC-CC em malha fechada não compensado.

a) Projeto do controlador aplicado ao conversor *Buck*

A Figura 39 apresenta a resposta ao degrau do modelo matemático do conversor *Buck*. A partir deste resultado, pode-se constatar que o sistema apresentou um sensível sobressinal e um ótimo tempo de acomodação. Observa-se que devido as não idealidades consideradas na planta, a tensão de saída do sistema apresenta uma precisão em relação ao valor de projeto (5 V). Assim, para que o sistema rastreie a tensão de saída, será projetado um compensador do tipo proporcional-integral (PI), cuja função de transferência é dada por:

$$G_{PI}(s) = k_p \frac{(s + k_i/k_p)}{s} \quad (104)$$

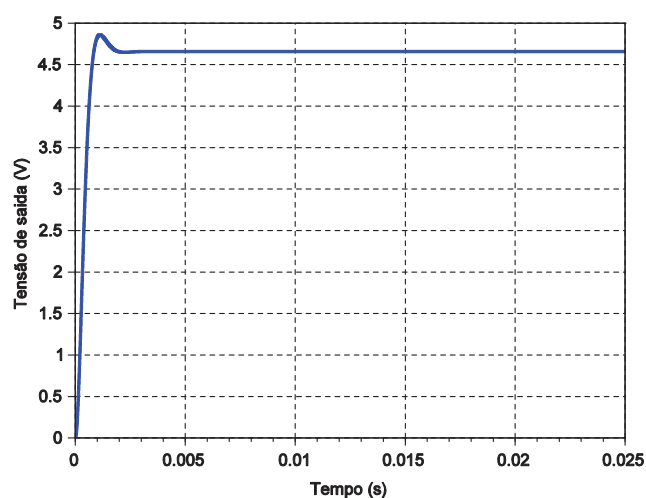


Figura 39 - Resposta ao degrau do conversor *Buck* operando em malha aberta.

Contudo, no projeto do controlador PI, utilizar-se-á o método do lugar das raízes para ilustrar o sistema não compensado, conforme ilustra a Figura 40. Em seguida, adiciona-se um polo na origem dos eixos cartesianos e um zero real em $3074/k_p$, sendo que k_i possui o valor de 3074 e varia-se o k_p . A Figura 41 apresenta o lugar das raízes, após adicionar o polo e o zero do controlador PI. Em seguida, o ganho k_p foi variado até que resposta do sistema ao degrau atingisse um comportamento semelhante à da resposta ao degrau em malha aberta. Diante disso, obteve-se um valor de $k_p = 1,014$, obtendo os polos de malha fechada da Figura 42.

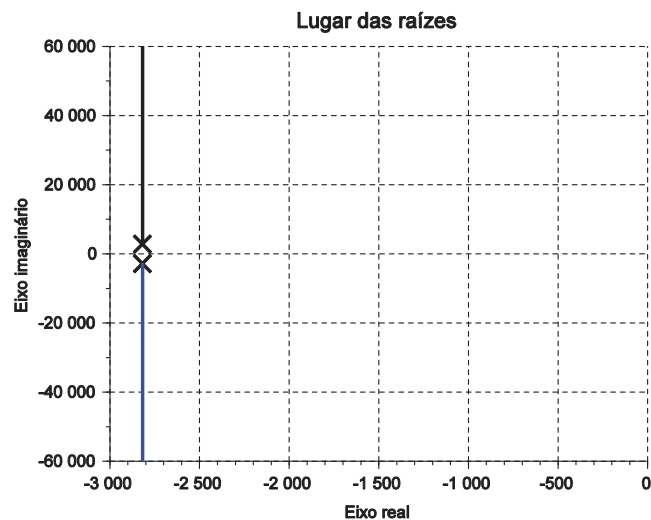


Figura 40 - Lugar das raízes do conversor *Buck* não compensado.

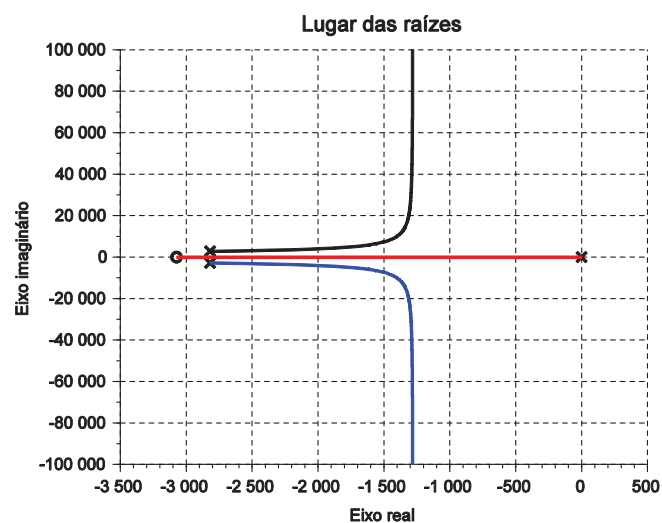


Figura 41 - Lugar das raízes do conversor *Buck* compensado.

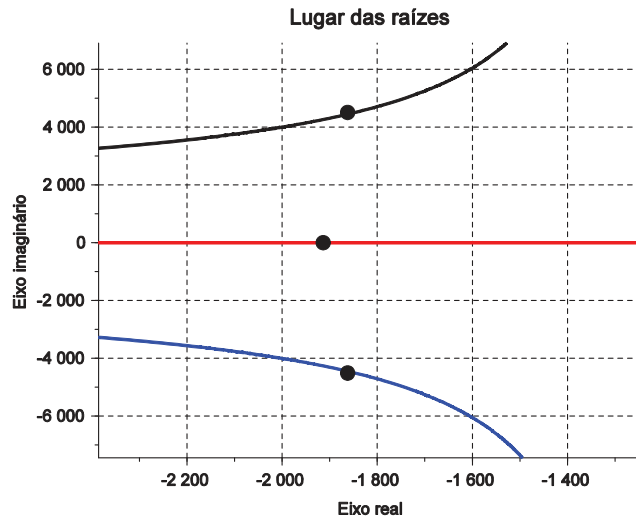


Figura 42 - Localização dos polos de malha fechada do conversor *Buck* ($k_p = 1,014$).

De outro modo, a Figura 43 apresenta a resposta ao degrau do sistema compensado. A partir destes resultados, o tempo de assentamento sofreu um pequeno aumento em relação ao sistema não compensado, além de introduzir um sobressinal. No entanto, houve atendimento em termos de alcance do erro de regime estacionário nulo entre outros parâmetros de projetos. Logo, a função de transferência do controlador será:

$$G_C(s) = 1,014 \cdot \frac{(s + 3031,56)}{s} \quad (105)$$

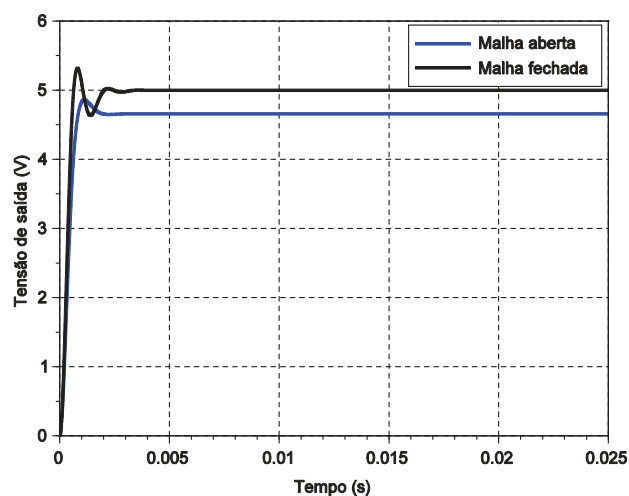


Figura 43 - Resposta ao degrau do conversor *Buck* compensado ($k_p = 1,014$).

Nota-se, ainda, uma vantagem no lugar das raízes exibido na Figura 41, o qual não apresenta caminhos para que as raízes se desloquem ao semi-plano direito do plano s , ou seja, o sistema é estável. Salienta-se que este deslocamento poderia ser ocasionado, por exemplo, por pequenas variações nos parâmetros da planta ou de componentes da malha de controle em função da temperatura.

Com relação à implementação analógica do controlador, tem-se a configuração apresentada na Figura 44. Observa-se, portanto, que este circuito é composto por um amplificador inversor em cascata com o controlador PI, resultando em:

$$G_C(s) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(\frac{s + 1/R_4}{s} \right) \quad (106)$$

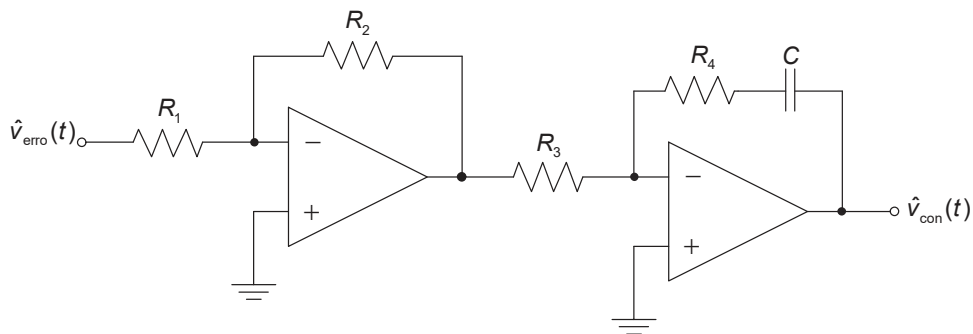


Figura 44 - Compensador analógico.

E, o projeto dos componentes do controlador será dado por,

$$G_C(s) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(\frac{s + 1/R_4}{s} \right) = 1,014 \cdot \frac{(s + 3031,56)}{s} \quad (107)$$

$$\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} = 1,014 \quad (108)$$

$$\frac{1}{R_4 C} = 3031,56 \quad (109)$$

Por fim, escolhendo-se $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, obtém-se $C = 32,98 \text{ nF}$, $R_3 = 9,86 \text{ k}\Omega$, tal que $R_1 = R_2 = R_4$. Em termos de valores comerciais escolhidos tem-se: um capacitor de 33 nF ; uma associação de dois resistores em série de $8,2 \text{ k}\Omega$ e $1,6 \text{ k}\Omega$, para o resistor R_3 , e, $10 \text{ k}\Omega$ para os resistores R_1 , R_2 e R_4 .

b) Simulação eletrônica

Uma implementação prática do sistema em malha fechada operando com controle analógico é apresentado na Figura 45, assim como suas formas de onda pertinentes ao funcionamento do conversor contidas nas Figuras 46 a 48.

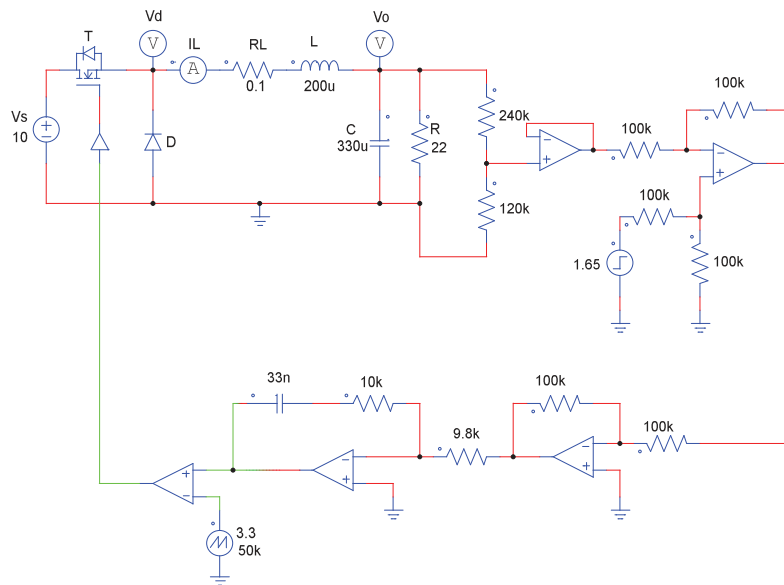


Figura 45 - Simulação da malha de controle analógica aplicado ao conversor *Buck*.

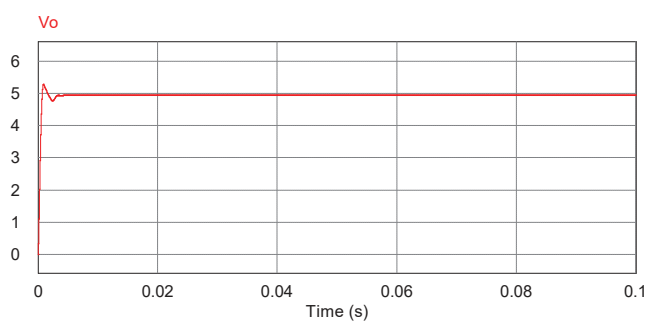


Figura 46 - Transitório da tensão de saída do conversor *Buck* compensado.

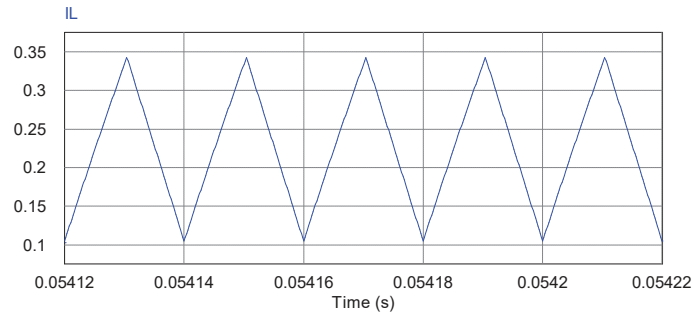


Figura 47 - Regime permanente na corrente do indutor do conversor Buck compensado.

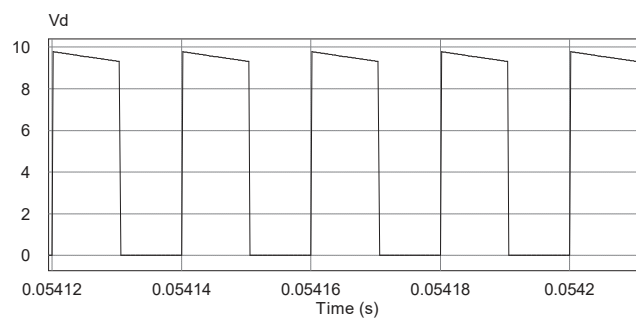


Figura 48 - Regime permanente da tensão no diodo do conversor Buck compensado.

Em contraposição aos resultados de simulação do conversor *Buck* em malha aberta, conclui-se que os parâmetros estabelecidos para corrente i_L e a razão cíclica da tensão v_D apresentaram valores diferentes dos valores especificados de projeto, já que na simulação em malha fechada foram consideradas as não idealidades, em termos da resistência em condução do transistor e da resistência em série do indutor. Além disso, o valor final da tensão de saída v_O ficou muito próximo ao valor dada pela equação (98).

c) Projeto do controlador aplicado ao conversor *Boost*

A partir da resposta ao degrau do modelo do conversor *Boost* em malha aberta, obteve-se a Figura 49. Observa-se, neste caso, que o sistema não apresentou sobressinal e contempla um ótimo tempo de acomodação. Para tanto, inicialmente, será projetado um controlador do tipo PI de forma a atender um erro de regime permanente nulo e manter a resposta transitório semelhante a de malha aberta (Figura 49).

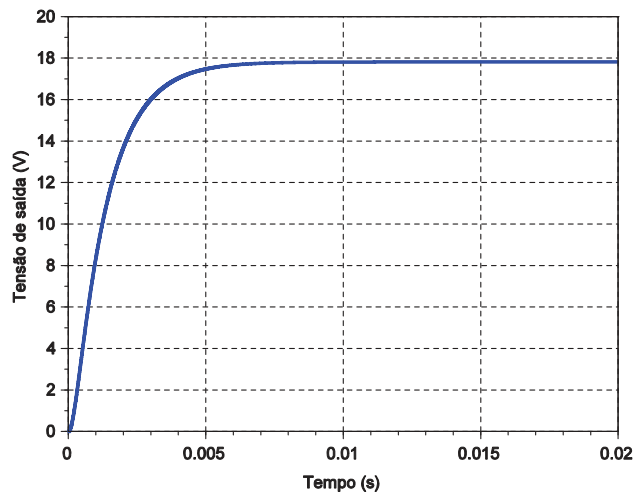


Figura 49 - Resposta ao degrau do conversor *Boost* operando em malha aberta.

A partir das Figuras 50 e 51, observa-se uma região em que os polos podem ser conduzidos ao semi-plano direito do plano s . Diante disso, deve-se atentar-se ao adicionar os polos e zeros do controlador, a fim de evitar que o sistema não atinja a instabilidade.

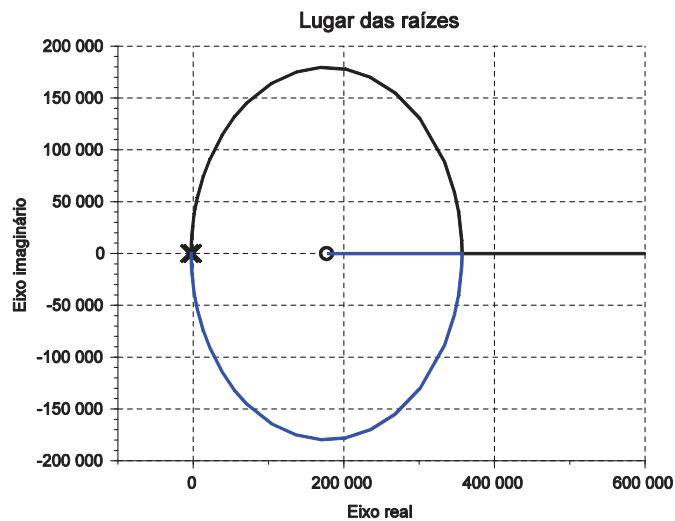


Figura 50 - Lugar das raízes para o conversor *Boost não compensado*.

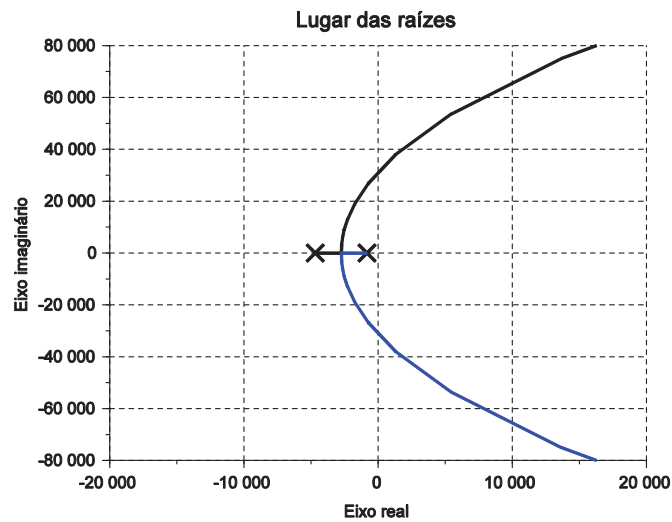


Figura 51 - Lugar das raízes para o conversor *Boost* não compensado, destacando uma região de proximidade ao eixo imaginário.

Assim, no projeto do controlador PI adicionou-se um polo na origem do eixo cartesiano e um zero real em $1419/k_p$, fixando k_i a 1419 e variando o valor de k_p . Os resultados podem ser visualizados nas Figuras 52 e 53, cujo lugar das raízes foi obtido após a adição do polo e o zero do controlador. A partir deste ponto, o ganho k_p foi variado até que resposta do sistema ao degrau atinja um critério do operador, desde que o sistema se mantenha estável. Diante disso, chegou-se a um valor de $k_p = 1,008$, obtendo um distribuição dos polos de malha fechada conforme apresenta a Figura 54.

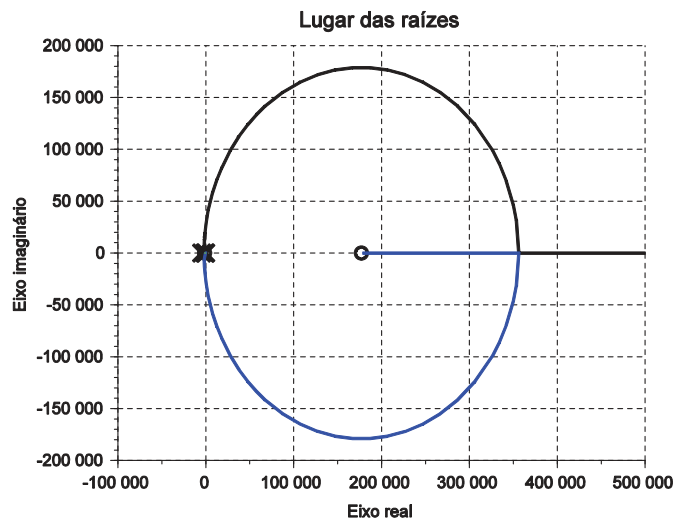


Figura 52 - Lugar das raízes para o conversor *Boost* compensado.

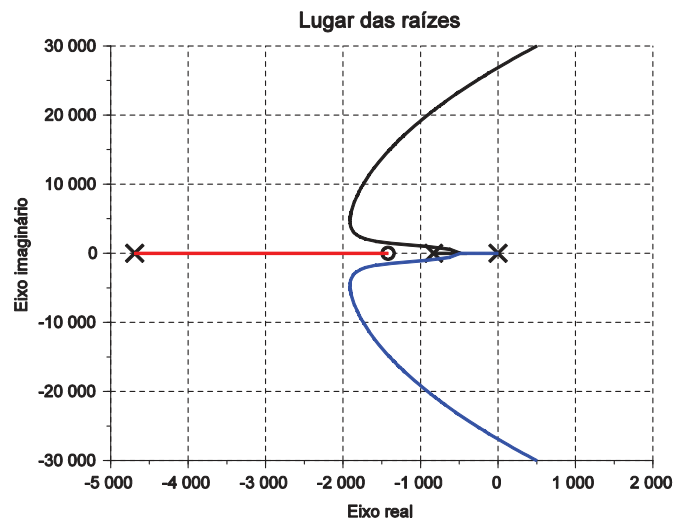


Figura 53 - Lugar das raízes para o conversor *Boost* compensado, destacando uma região de proximidade ao eixo imaginário.

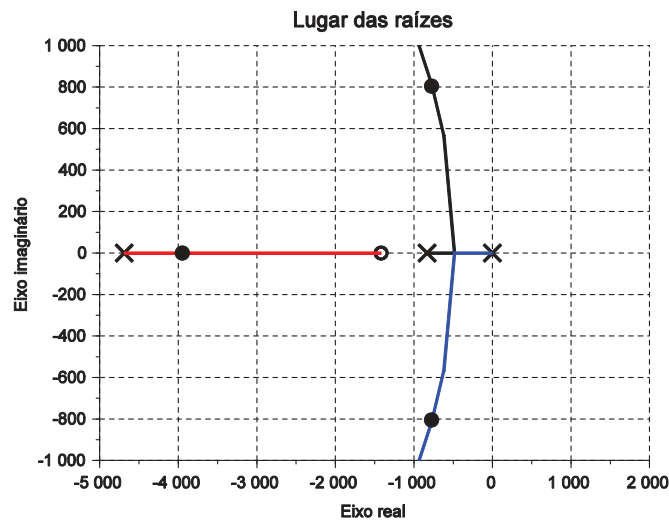


Figura 54 - Comportamento dos polos em malha fechada do conversor *Boost*.

Por fim, a Figura 55 apresenta a resposta ao degrau do sistema compensado. Nota-se que o tempo de assentamento garantiu uma sensível vantagem em relação ao sistema de malha aberta, porém sujeito a um sobressinal. No entanto, houve atendimento em termos de alcance do erro de regime estacionário nulo entre outros parâmetros de projetos. Logo, $G_c(s)$ será definido por:

$$G_c(s) = 1,008 \cdot \frac{(s + 1407,07)}{s} \quad (110)$$

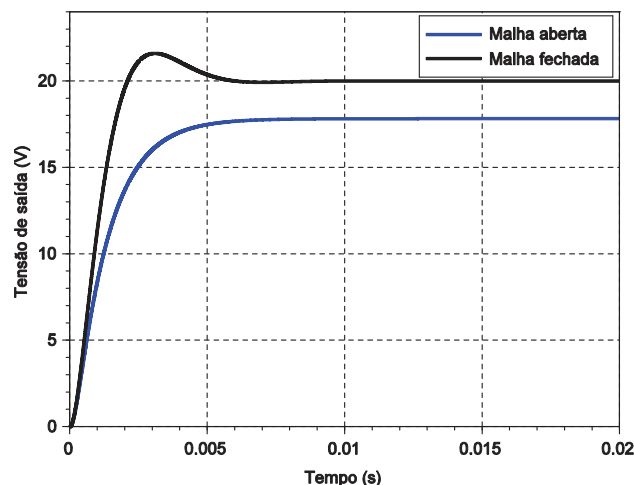


Figura 55 - Resposta ao degrau do conversor *Boost* operando em malha fechada.

Com relação à implementação analógica do controlador, tem-se a configuração apresentada na Figura 44. Logo,

$$G_c(s) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(\frac{s + 1/R_4}{s} \right) = 1,008 \cdot \frac{(s + 1407,07)}{s} \quad (111)$$

$$\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} = 1,008 \quad (112)$$

$$\frac{1}{R_4 C} = 1407,07 \quad (113)$$

Escolhendo $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, obtém-se $C = 71,34 \text{ nF}$ e $R_3 = 9,92 \text{ k}\Omega$, com $R_1 = R_2 = R_4$. Em termos de valores comerciais, optou-se por uma associação em paralelo de dois capacitores de 68 nF e $3,3 \text{ nF}$, uma associação de dois resistores em série de $5,6 \text{ k}\Omega$ e $4,3 \text{ k}\Omega$, para o resistor R_3 , e, $10 \text{ k}\Omega$ para os resistores R_1, R_2 e R_4 .

d) Simulação eletrônica

Uma implementação prática do sistema em malha fechada operando com controle analógico é apresentado na Figura 56, assim como suas formas de onda pertinentes ao funcionamento do conversor contidas nas Figuras 57 a 59.

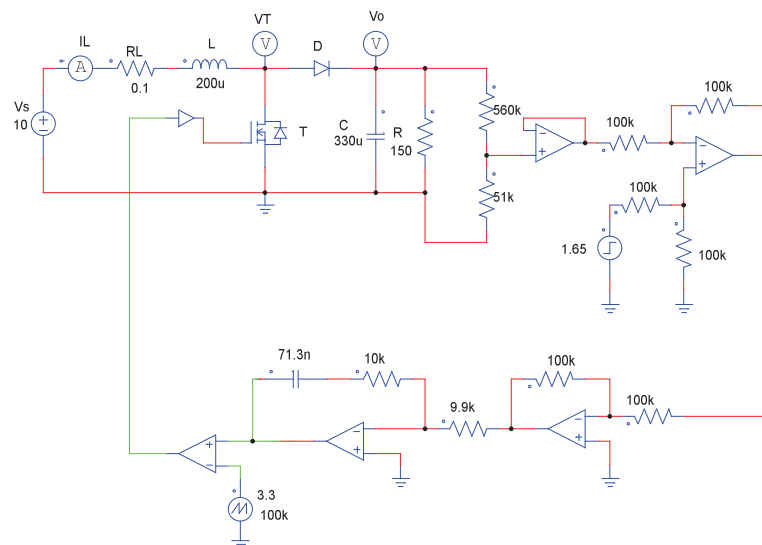


Figura 56 - Simulação da malha de controle analógica aplicado ao conversor *Boost*.

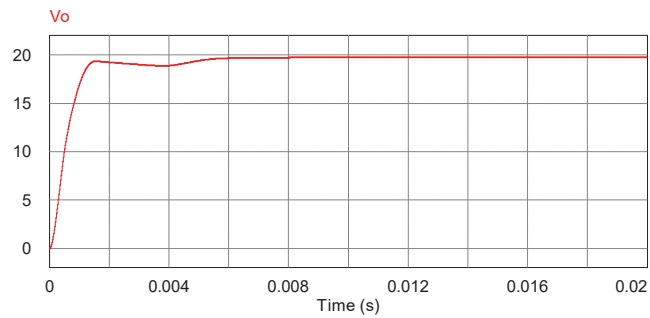


Figura 57 - Transitório da tensão de saída do conversor Boost compensado analiticamente.

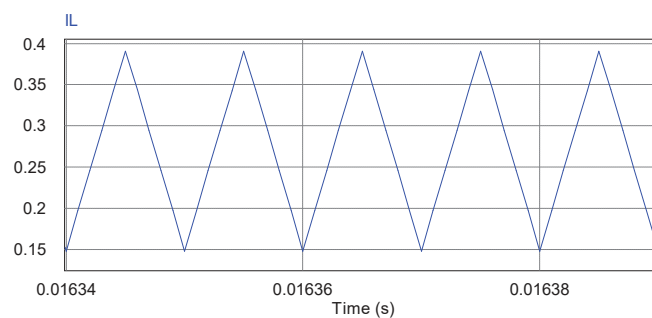


Figura 58 - Regime permanente na corrente do indutor do conversor Boost compensado analiticamente.

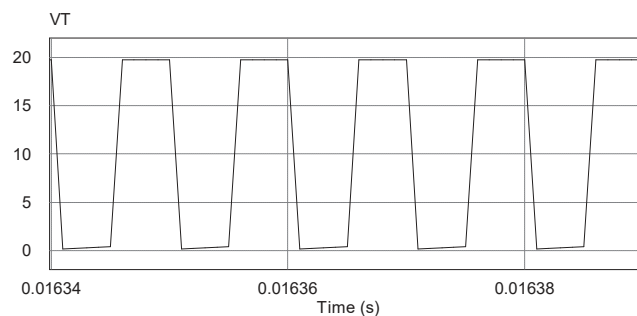


Figura 59 - Regime permanente para a tensão no transistor do conversor Boost compensado analiticamente.

Em contraposição aos resultados de simulação do conversor *Boost* em malha aberta, conclui-se que os parâmetros estabelecidos para corrente i_L e a tensão v_T apresentaram valores diferentes dos valores especificados de projeto, já que na simulação em malha fechada foram consideradas as não idealidades, em termos da resistência em condução do transistor e da resistência em série do indutor. Além disso, o valor final da tensão de saída v_o ficou muito próximo ao valor dada pela equação (103).

5 MALHA DE CONTROLE DIGITAL

Nesta seção será explorada a malha de controle discreta no domínio da frequência, conforme a Figura 60.

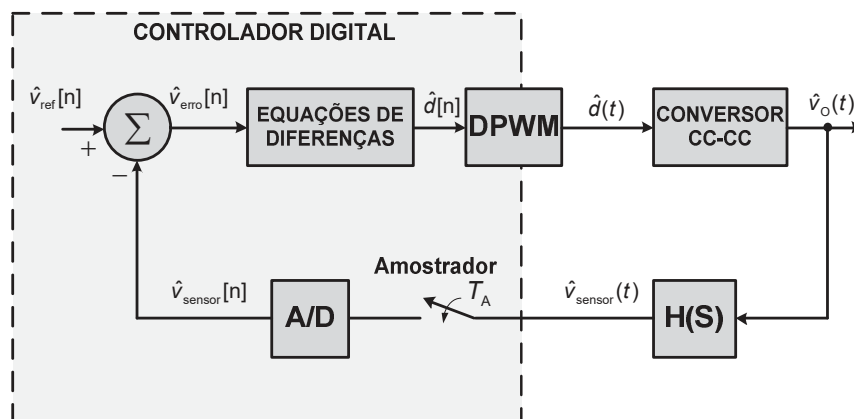


Figura 60 - Malha de controle no domínio digital.

5.1 PROJETO DA MALHA DE CONTROLE DIGITAL

Após o projeto do controlador analógico aplicado aos conversores de energia em estudo deste trabalho, motivou-se o projeto do controlador digital utilizando o método de mapeamento de polos e zeros. Este método consiste em encontrar um controlador no domínio de tempo discreto equivalente ao controlador no domínio de tempo contínuo usando a seguinte relação (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2010):

$$z = e^{sT_A} \quad (114)$$

De forma ilustrativa, seja um controlador no domínio de tempo contínuo que contenha um polo e um zero, descrito pela função de transferência:

$$G_C(s) = k_C \left(\frac{s+a}{s+b} \right), \quad (115)$$

que, através da aplicação da equação (114), obtém-se uma função do controlador digital dada por (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2010):

$$D(z) = k_D \left(\frac{z - e^{-aT_A}}{z - e^{-bT_A}} \right) \quad (116)$$

onde T é o período de amostragem. O ganho k_D é determinado através da igualdade do ganho DC de $D(z)$ e de $G_C(s)$, usando as respectivas versões do Teorema do Valor Final (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2010). Portanto,

$$\lim_{s \rightarrow 0} G_C(s) = \lim_{z \rightarrow 1} D(z) \quad (117)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} k_C \left(\frac{s+a}{s+b} \right) = \lim_{z \rightarrow 1} k_D \left(\frac{z-e^{-aT_A}}{z-e^{-bT_A}} \right) \quad (118)$$

$$k_C \cdot \left(\frac{a}{b} \right) = k_D \left(\frac{z-e^{-aT_A}}{z-e^{-bT_A}} \right) \quad (119)$$

$$k_D = k_C \cdot \frac{a}{b} \cdot \left(\frac{z-e^{-aT_A}}{z-e^{-bT_A}} \right) \quad (120)$$

A seguir apresenta-se um resumo dos procedimentos de obtenção de um controlador discreto pelo método equivalente discreto (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2010):

1. Definir a frequência de amostragem (T);
2. Mapear os polos e zeros de $G_C(s)$ através da relação (114);
3. Se a ordem do numerador de $D(z)$ for menor do que a do denominador, então adicione potências de $(z+1)$ no numerador, até que ambos possuem a mesma ordem;
4. Determine o ganho k_D .

(a) Discretização da lei de controle aplicado ao conversor *Buck*

Considerando os procedimentos elencados na subseção anterior, escolhe-se a priori uma frequência de chaveamento de 50 kHz, e, conseqüentemente, o período de amostragem será $T_A = 20 \mu s$. Aplicando o método de equivalente discreto em (105), tem-se,

$$D(z) = \frac{1,045z-0,9836}{z-1} \quad (121)$$

Agora, tendo em vista a implementação da equação acima em um microcontrolador, faz-se necessário converter a função de transferência do controlador na forma de equação a diferença. Logo,

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \left(\frac{1,045z-0,9836}{z-1} \right) \frac{z^{-1}}{z^{-1}} \quad (122)$$

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \left(\frac{1,045-0,9836z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \quad (123)$$

$$U(z) \cdot (1 - z^{-1}) = E(z) \cdot (1,045 - 0,9836z^{-1}) \quad (124)$$

$$U(z) = E(z) \cdot (1,045 - 0,9836z^{-1}) + U(z) \cdot z^{-1} \quad (125)$$

E, aplicando a Transformada Z inversa, tem-se,

$$u[n] = 1,045 \cdot e[n] - 0,9836 \cdot e[n - 1] + u[n - 1] \quad (126)$$

(b) Simulação eletrônica/digital

Considere o esquema eletrônico/digital da implementação do controle digital aplicado ao conversor *Buck*, conforme Figura 61. Este circuito contém um sensor de tensão referenciado por bloco amostrador, com frequência de amostragem de 50 kHz. Em seguida, esta tensão é processada por um bloco quantizador, cuja função é converter um sinal de contínuo para um valor binário. Após a quantização, o sinal é direcionado ao bloco de controle digital, no qual é procedida a subtração em relação ao sinal de referência, produzindo o sinal de erro. Este sinal, por conseguinte, é processado pela equação a diferença do controlador digital. Por fim, este sinal é direcionado ao bloco DWPM, o qual libera o sinal analógico de controle para atuar no atuador da planta. De forma avaliativa, as Figuras 62 a 64 apresentam as principais formas de onda do conversor *Buck* operando através de uma malha de controle digital.

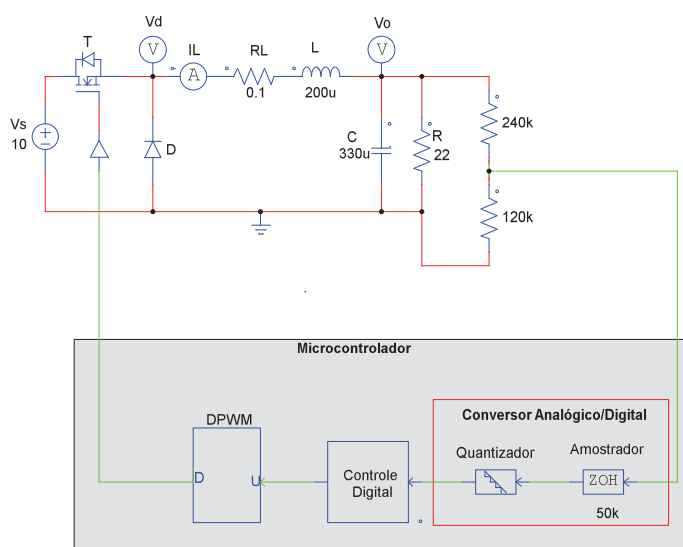


Figura 61 - Simulação da malha de controle digital aplicado ao conversor *Buck*.

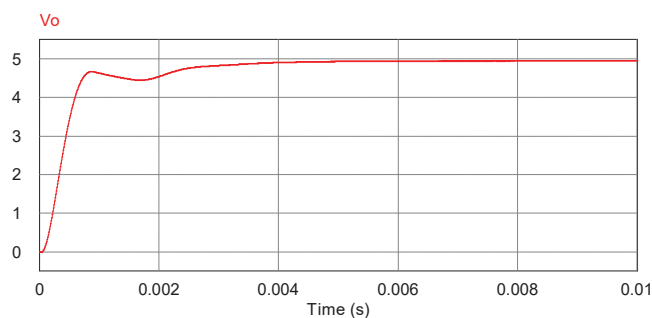


Figura 62 - Transitório da tensão de saída do conversor *Buck* compensado digitalmente.

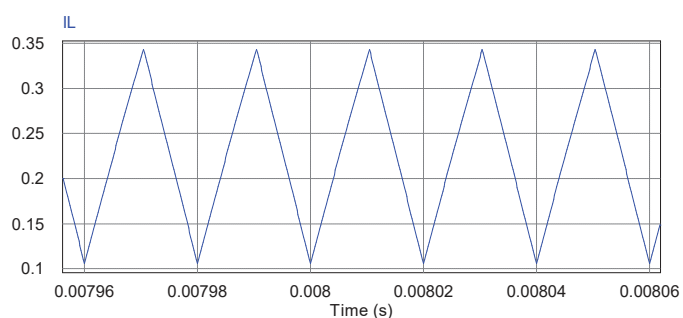


Figura 63 - Regime permanente na corrente do indutor do conversor *Buck* compensado digitalmente.

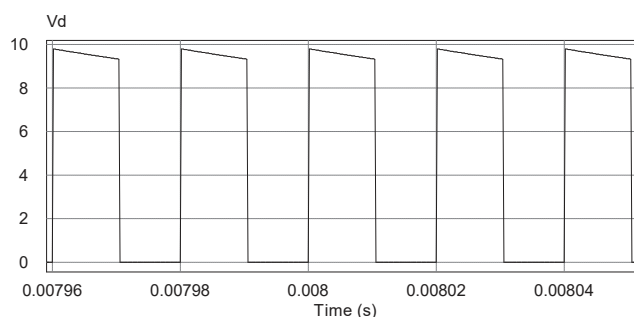


Figura 64 - Regime permanente para a tensão no diodo do conversor *Buck* compensado digitalmente.

Comparada com a simulação da malha de controle analógica, a tensão de saída apresentou um comportamento sem sobressinal e com um leve aumento no tempo de assentamento. As formas de onda da corrente i_L e a tensão v_d também ficaram muito próximas da simulação no domínio contínuo. Além disso, o valor final da tensão de saída v_o ficou muito próximo ao valor dada pela equação (98).

(c) Discretização da lei de controle aplicado ao conversor *Boost*

De forma análoga ao procedimento adotado no conversor *Buck*, o período de amostragem compatível a frequência de chaveamento, logo $T = 10 \mu\text{S}$. Agora, aplicando o método de equivalente discreto em (110), obtém-se:

$$D(z) = \frac{1,015z - 1,001}{z - 1} \quad (127)$$

Logo, sua equação a diferença será:

$$u[n] = 1,015 \cdot e[n] - 1,001 \cdot e[n-1] + u[n-1] \quad (128)$$

(d) Simulação eletrônica/digital

Em termos de simulação eletrônica, apresenta-se na Figura 65 uma implementação para a malha de controle digital aplicado ao conversor *Boost*. Neste projeto, em especial, utilizou-se uma frequência de amostragem de 100 kHz e as principais formas de onda estão compiladas nas Figuras 66 a 68.

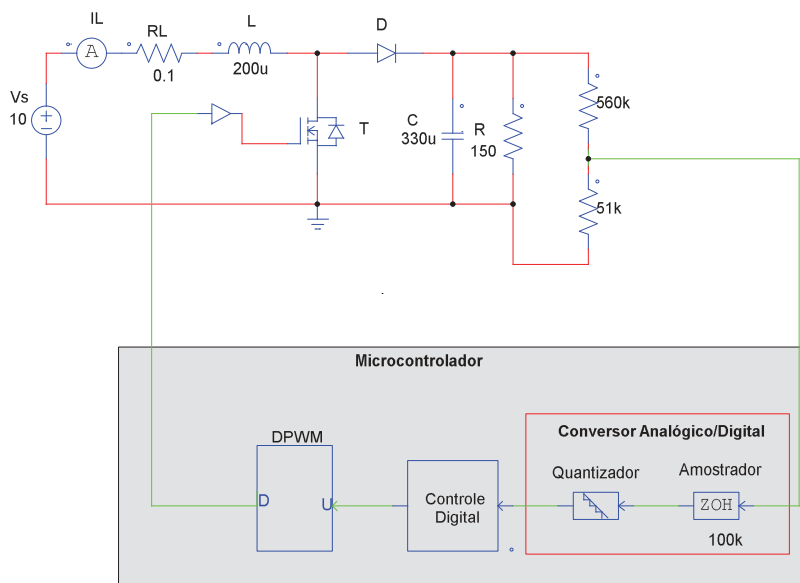


Figura 65 - Simulação da malha de controle digital aplicado ao conversor *Boost*.

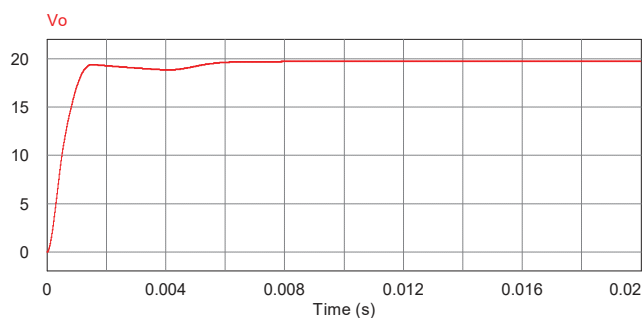


Figura 66 - Transitório da tensão de saída do conversor *Boost* compensado digitalmente.

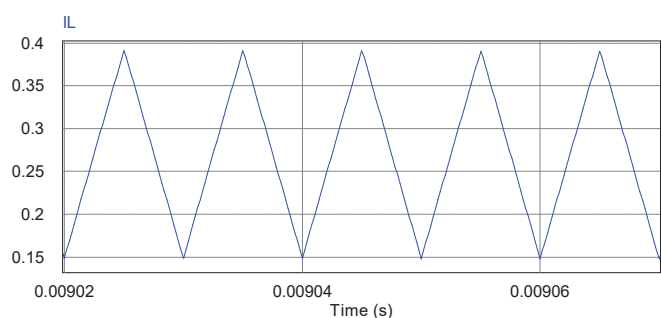


Figura 67 - Regime permanente na corrente do indutor do conversor *Boost* compensado digitalmente.

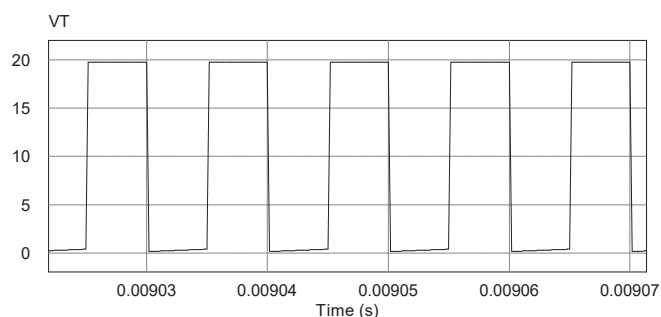


Figura 68 - Regime permanente para a tensão no transistor do conversor *Boost* compensado digitalmente.

Através de uma análise comparativa com a simulação da malha de controle analógico, nota-se que a tensão de saída apresentou um comportamento transitório semelhante, assim como as formas de onda de corrente no indutor e tensão no transistor. Além disso, o valor final da tensão de saída v_o ficou muito próximo ao valor dada pela equação (103).

5.1.1 Desenvolvimento prático da malha de controle digital

Nesta subseção, serão especificados os elementos que envolvem os processos pertinentes à implementação prática em dispositivo digital.

i. Microcontrolador

A implementação prática consiste, basicamente, na leitura do sinal da tensão proveniente do sensor através do conversor A/D, no processamento da lei de controle, e, por fim, a geração do sinal de controle através de um periférico PWM. Diante disso, optou-se por utilizar uma placa de desenvolvimento TM4C123G, ilustrado na Figura 69, que possui a vantagem de ser um *kit* de desenvolvimento de baixo custo e alta *performance*, utilizando um processador ARM® Cortex®-M4F. No mais, a seguir são listadas as principais características do microcontrolador TM4C123GH6PM (TEXAS INSTRUMENTS, 2014):

- Frequência de *clock* de 80 MHz;
- Capacidade de processamento em 100 MIPS;
- Grande capacidade de memória *Flash* (256 KB), RAM (32 KB) e EEPROM (2KB);
- 12 conversores A/D de 12 bits com taxa de amostragem de 1 MSPS (do inglês, *Million Samples per Second*);
- Periféricos de comunicação (I2C, UART, SPI, entre outros);
- Unidade de ponto flutuante (FPU, do inglês *Floating Point Unit*);
- 16 possíveis saídas de PWM;
- 6 *timers* de uso geral de 16/32 bits e outros 6 *timers* de 32/64 bits.



Figura 69 - Placa de desenvolvimento TM4C123G.
Fonte: Texas Instruments ([s.d.]

Para mais informações das características ou dos periféricos disponíveis do microcontrolador vide manual do fabricante em (TEXAS INSTRUMENTS, 2014).

ii. Circuito limitador

Com o intuito de proteger e evitar que o conversor A/D seja danificado, será utilizado um circuito que limite o nível de tensão de entrada do referido conversor entre 0 a 3,3 V, que corresponde a faixa de tensão permitida de operação. Para tanto, a Figura 70 ilustra o circuito elétrico composto por um amplificador na configuração *buffer* ou seguidor de tensão. O funcionamento desse amplificador é simples, ou seja, a tensão de entrada é igual à tensão de saída. Para limitar a tensão, será utilizado a característica de máxima excursão da tensão de saída do amplificador, implicando na faixa de tensão de operação da tensão de saída do amplificador. O amplificador selecionado foi o LM324 e sua excursão do sinal de saída pertence ao intervalo de 0 V a $(V_{CC} - 1,5)$ V (TEXAS INSTRUMENTS, 2015). Utilizando uma tensão de alimentação positiva de 5V, a máxima excursão da tensão de saída estará confinado a 3,5 V.

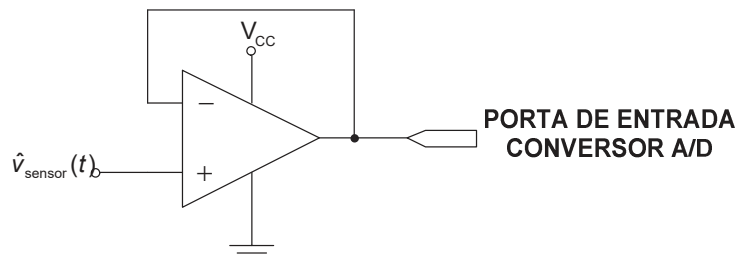


Figura 70 - Circuito limitador da tensão de entrada do conversor A/D.

iii. Circuito de isolamento

Para promover o isolamento entre o microcontrolador e o circuito de potência, evitando que a saída PWM seja danificada, foi utilizado um circuito composto por um optoacoplador 6N137, conforme ilustra a Figura 71.

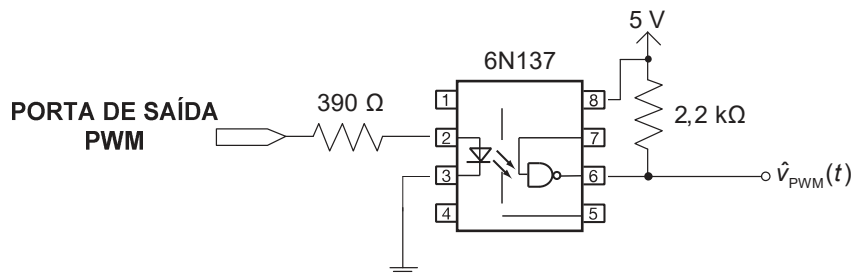


Figura 71 - Circuito para isolamento entre microcontrolador e o circuito de potência.
Fonte: Vishay semiconductors (2016b).

6 CIRCUITOS AUXILIARES

Nas próximas subseções é apresentado o circuito do *driver* de potência necessário para o chaveamento do transistor MOSFET e o circuito da fonte auxiliar responsável pela alimentação dos demais circuitos.

6.1 DRIVER DE POTÊNCIA

Para o comando do transistor MOSFET é necessário utilizar um circuito denominado *driver* de potência para fornecer a tensão e a corrente necessário para o chaveamento do transistor. A Figura 72 apresenta o esquemático do circuito, formado por transistor T_1 , operando como chave e finalmente um amplificador de potência classe B, formado pelos transistores T_2 e T_3 fornecendo a potência necessário para o chaveamento do transistor MOSFET dos conversores CC-CC.

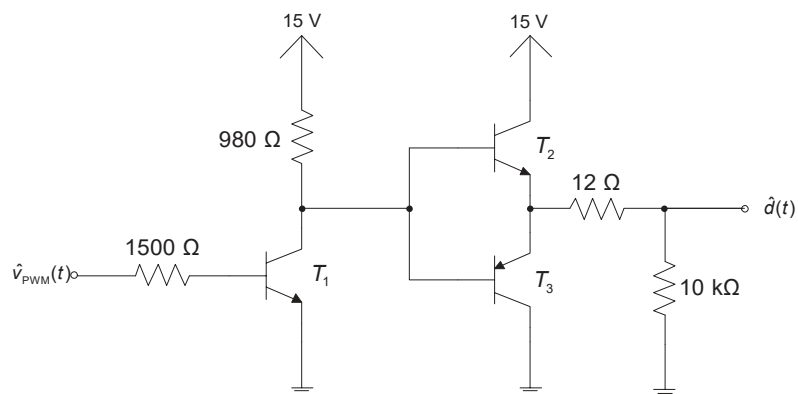


Figura 72 - Circuito driver de potência.

6.2 FONTE AUXILIAR

A fonte auxiliar, apresentada na Figura 73, será constituída por uma fonte CA (proveniente da rede elétrica), um transformador, um retificador de onda completa e reguladores lineares. Neste caso, verifica-se que o nível de tensão elétrica da rede CA deve ser adaptado pelo transformador a um nível de tensão compatível com o protótipo. Após, o retificador e o filtro capacitivo produzirá um nível de tensão contínua. Entretanto, em condições práticas haverá a presença de pequenos *ripples*, sendo necessário utilizar reguladores lineares para ajustar e

estabilizar os níveis de tensões demandadas pelo protótipo. As especificações de corrente, tensão de saída e aplicações de cada fonte são apresentadas na Tabela 7.

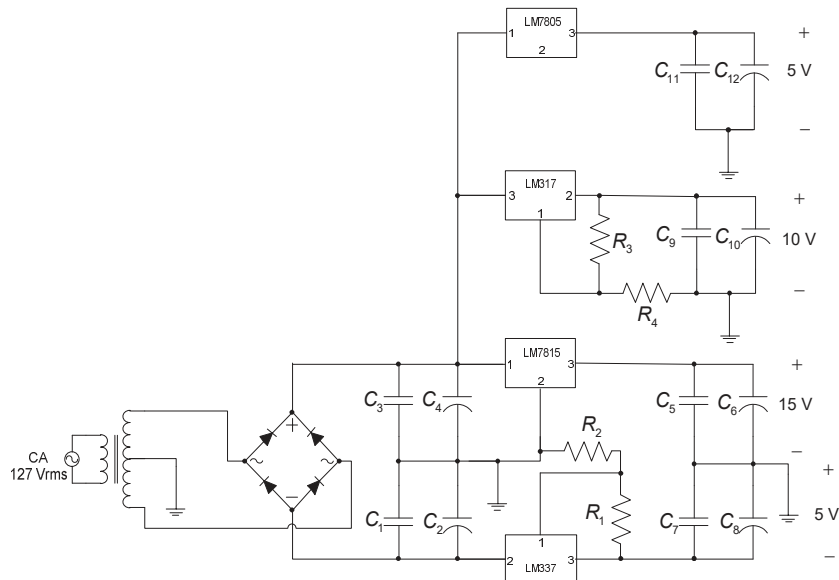


Figura 73 - Esquemático da fonte auxiliar.

Tabela 7 - Especificações para a fonte auxiliar.

Tensão de saída	Corrente	Aplicações
15 V	200 mA	Driver de potência.
10 V	500 mA	Tensão de entrada para os conversores.
5 V	100 mA	Circuitos de controle analógico e digital.
-5 V	100 mA	Circuitos de controle analógico.

Para os níveis de 5 V e 15 V foram especificados os reguladores lineares LM7805 e LM7815, respectivamente, e, para os níveis de 10 V e -5 V foram especificados os reguladores lineares ajustáveis LM317 e LM337, respectivamente, ilustrado na Figura 74. Neste caso, a tensão de saída será:

$$V_{\text{saída}} = 1,25 \cdot \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \quad (129)$$

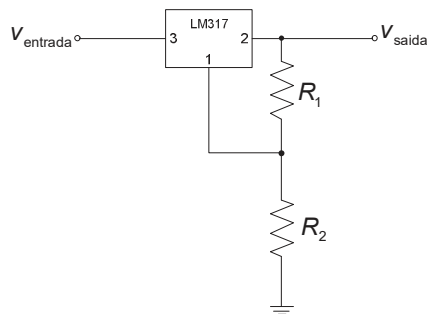


Figura 74 - Regulador linear ajustável.

Então, deve-se ajustar os valores de R_1 e R_2 a fim de obter os níveis de tensão de 10V e -5V. Assim, isolando R_2 em (129), tem-se:

$$R_2 = \frac{R_1}{1,25} \cdot (V_{\text{saida}} - 1,25) \quad (130)$$

Escolhendo $R_1 = 220 \text{ k}\Omega$, para a tensão de 10 V, o valor de R_2 é dado por:

$$R_2 = \frac{220}{1,25} \cdot (10 - 1,25) = 1540 \text{ k}\Omega \quad (131)$$

Diante disso, foi especificada uma associação de dois resistores em série de 1500 k Ω e 39 Ω . Agora, repetindo o procedimento para a tensão de -5V, o valor de R_2 será:

$$R_2 = \frac{220}{1,25} \cdot (5 - 1,25) = 660 \text{ k}\Omega \quad (132)$$

Assim sendo, foi especificada uma associação de dois resistores em série de 560 Ω e 100 Ω . Agora, o cálculo de um filtro capacitivo para o retificador de onda completa é dado por:

$$C = \frac{I_{\text{load}}}{V_{\text{ripple}} \cdot f} \quad (133)$$

sendo o *ripple* da tensão de entrada do regulador linear definido pela relação de rejeição dada por (LEE, 1999):

$$PSRR = \frac{V_{\text{O,ripple}}}{V_{\text{I,ripple}}} \quad (134)$$

Após consulta aos manuais de reguladores lineares, adotou-se um rejeição de *ripple* de -70 dB e para a variação na saída o regulador adotou-se um valor de 10 mV. Logo, o *ripple* da tensão de entrada no regulador é:

$$V_{I,ripple} = \frac{V_{O,ripple}}{PSRR} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{10^{\frac{-70}{20}}} = 3,16 \text{ V} \quad (135)$$

Assim, o filtro capacitivo dos reguladores lineares positivos serão calculados através da soma de suas correntes, ou seja, 800 mA. Portanto, o valor da capacitância será:

$$C = \frac{800 \cdot 10^{-3}}{3,16 \cdot 120} = 2,11 \text{ mF} \quad (136)$$

Agora, repetindo para o regulador linear negativo, tem-se,

$$C = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{3,16 \cdot 120} = 263,7 \text{ } \mu\text{F} \quad (137)$$

Para evitar oscilações indesejáveis nas saídas dos reguladores lineares serão adotados dois capacitores de 4,7 mF. Adicionalmente, foram utilizados capacitores *bypass* (C_1, C_3, C_5, C_7, C_9 e C_{11}) de 100 nF e capacitores (C_6, C_8, C_{10} e C_{12}) de 10 μF para evitar transientes provenientes da mudança de carga na saída dos reguladores lineares.

Por fim, o transformador especificado apresenta uma entrada de 110V/220V e a saída de 15+15V, podendo atingir uma corrente de saída de 2A. De forma simplificada, optou-se por um diodo retificador 1N4007.

7 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

Para a implementação prática do objeto de aprendizagem optou-se para projeto de 4 placas individuais (Fonte auxiliar, conversores CC-CC, controle analógico e controle digital). Nas próximas subseções serão descritas alguns detalhes no projeto de PCB (do inglês *Printed Circuit Board*).

7.1 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DA FONTE AUXILIAR

A Figura 75 apresenta uma fotografia da PCB da fonte auxiliar, onde:

1. Terminal de entrada do transformador;
2. Fusíveis;
3. Retificador de onda completa;
4. Regulador linear LM7815;
5. Terminal de alimentação do módulo de controle analógico ou digital;
6. Regulador linear ajustável LM337;
7. Regulador linear ajustável LM317;
8. Regulador linear LM7805;
9. Terminal de alimentação do módulo dos conversores CC-CC.

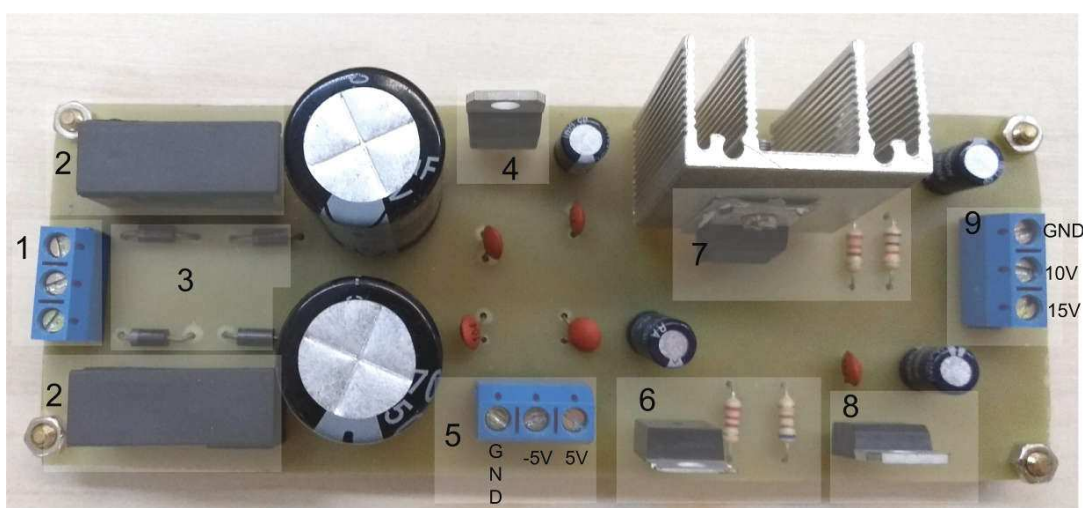


Figura 75 - Vista superior da PCB da fonte auxiliar.

7.2 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DOS CONVERSORES CC-CC

A Figura 76 apresenta uma fotografia da PCB dos conversores, onde:

- 1.Sensor resistivo;
- 2.Sensor de corrente;
- 3.Diodo;
- 4.Jumper de seleção;
- 5.Indutor;
- 6.Encaixe para as trilhas comutadoras;
- 7.Terminal de alimentação do módulo;
- 8.*Driver* de potência;
- 9.Circuito *snubber*;
- 10.Transistor MOSFET;
- 11.Terminal para conexão do módulo de controle analógico ou de controle digital.;
- 12.Capacitor;
- 13.Terminal para a conexão das cargas.

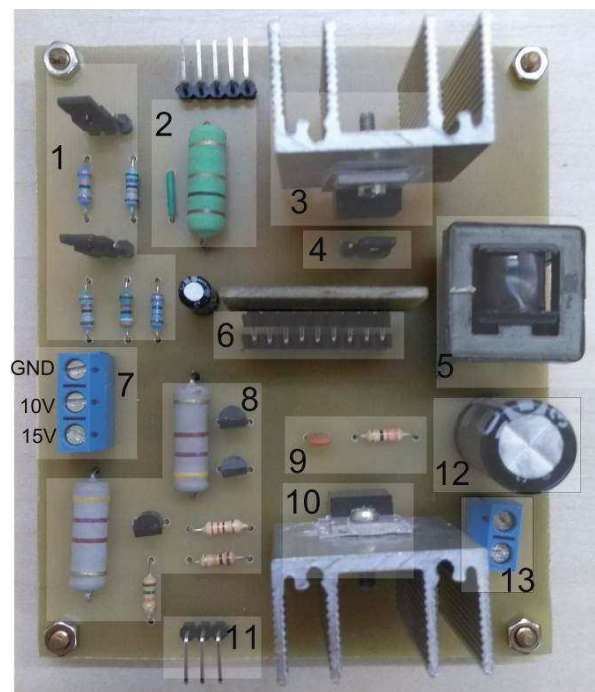


Figura 76 - Vista superior da PCB dos conversores CC-CC

Para permitir a seleção entre os divisores resistivos do conversor *Buck* e *Boost*, foi colocado dois *jumper*s. Além disso, foi colocado um *jumper* para a selecionar a forma de onda da tensão no diodo, para o caso do conversor *Buck*, ou a forma de onda da tensão sobre o MOSFET, para o caso do conversor *Boost*. Adicionalmente, a Figura 77 mostra as trilhas comutadoras contendo as contendo as ligações dos componentes de acordo com o tipo de conversor selecionado:

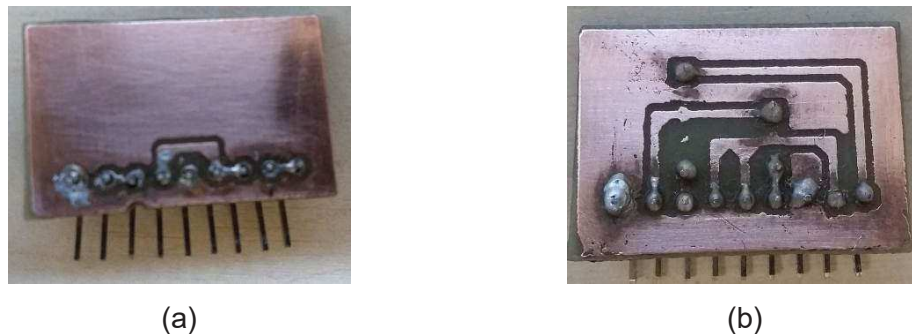


Figura 77 - Trilhas comutadoras: (a) Conversor *Buck* e (b) Conversor *Boost*.

7.3 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO CONTROLE ANALÓGICO

Para permitir flexibilidade na implementação prática do controlador, será adotado a configuração da Figura 78. Os tipos de controlador que poderão ser obtidos são listados a seguir: proporcional (P), integral (I), derivativo (D), proporcional – derivativo (PD), proporcional integral (PI), proporcional-integral-derivativo (PID), atraso e avanço de fase. Os componentes Z_1 a Z_{14} corresponde a resistores, ou capacitores, podendo assumir, ainda, condições de circuitos abertos ($Z_i = \infty$) ou fechados ($Z_i = 0$), conforme o tipo de controle projetado. Para ilustrar o uso dessa configuração, considere o controlador PI projetado para ambos conversores da Figura 44, cujos componentes do seriam selecionados como: $Z_1 = R_1$, $Z_2 = 0$, $Z_5 = R_2$, $Z_6 = 0$, $Z_9 = R_3$, $Z_{10} = 0$, $Z_{13} = R_4$, $Z_{14} = C$ e os demais componentes igual a $Z_i = \infty$.

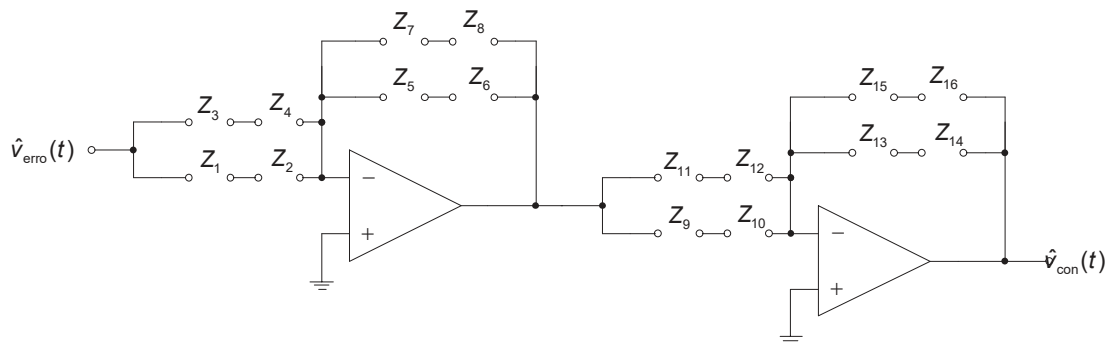


Figura 78 - Configuração genérica para implementação de controladores analógicos.

A Figura 79 apresenta uma fotografia da PCB do controlador analógico, onde:

1. Terminal de alimentação do módulo;
2. Terminal para conexão do módulo dos conversores CC-CC;
3. Inversor Schmitt Trigger;
4. Resistores do amplificador subtrator;
5. Encaixe para os componentes do controlador analógico;
6. Amplificador comparador;
7. Divisor resistivo da tensão de referência;
8. Terminal para conexão do microcontrolador;
9. Terminal para a conexão do gerador do sinal dente de serra.

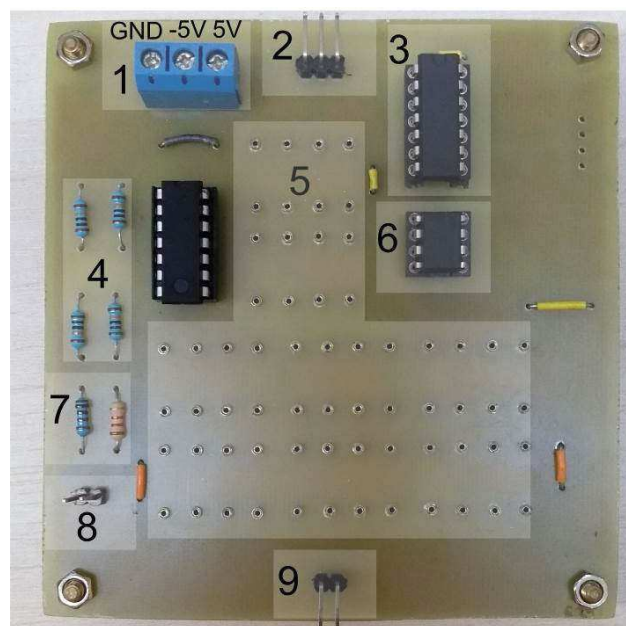


Figura 79 - Vista superior da PCB do controle analógico.

7.4 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO CONTROLE DIGITAL

A Figura 80 apresenta uma fotografia da PCB do controlador digital, onde:

1. Terminal de alimentação do módulo;
2. Terminal para a conexão do módulo dos conversores CC-CC;
3. Circuito de isolamento;
4. Circuito de proteção de entrada do conversor A/D;
5. Terminal para a conexão do microcontrolador.

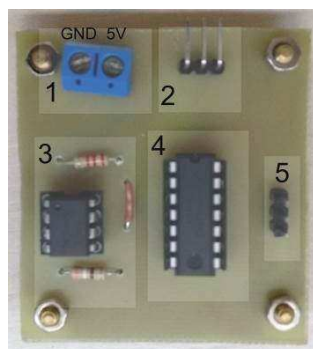


Figura 80 - Vista superior da PCB do controle digital.

7.5 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO SISTEMA DE CONTROLE ANALÓGICO

A Figura 81 mostra a fotografia da implementação completa do sistema para o controle analógico. Nesta implementação, nenhum controlador foi implementado, sendo a fotografia meramente ilustrativa, somente para mostrar as conexões entre os módulos.

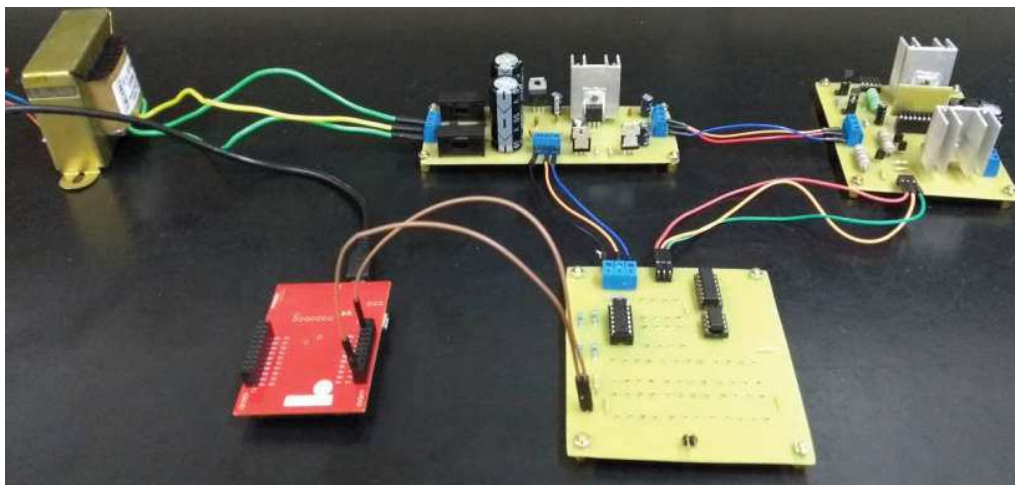


Figura 81 - Implementação prática do sistema controle analógico.

7.6 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO SISTEMA DIGITAL

A Figura 82 mostra a fotografia da implementação completa do sistema para o controle digital. Nesta implementação, nenhum controlador foi implementado, sendo a fotografia meramente ilustrativa, somente para mostrar as conexões entre os módulos.

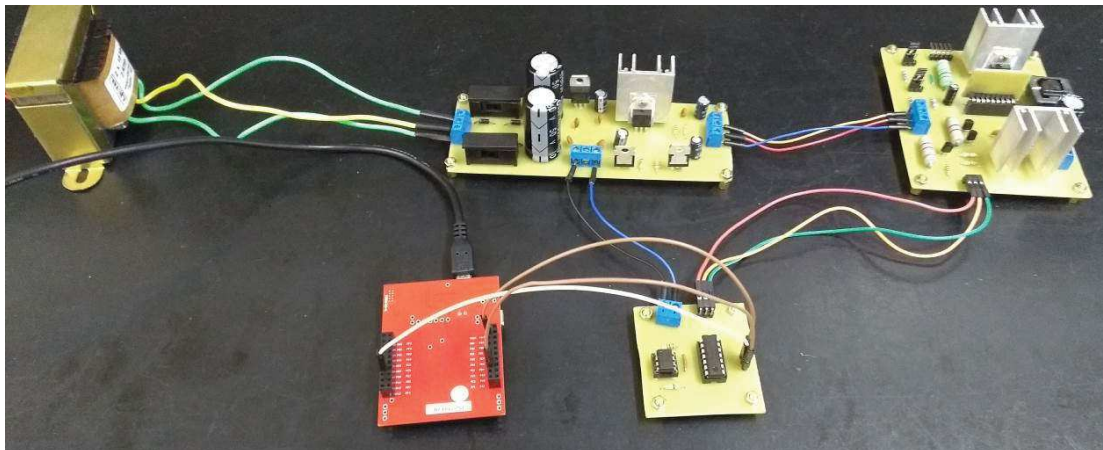


Figura 82 - Implementação prática do sistema controle digital

8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção, serão apresentados os resultados dos conversores operando em malha aberta e fechada, perfazendo a aplicação dos sistemas de controle analógico e digital.

8.1 CONVERSOR *BUCK* EM MALHA ABERTA

Inicialmente, foram realizados testes práticos do conversor *Buck* de forma a avaliar o atendimento das especificações de projeto, os quais foram compilados nas Figuras 83 a 85.

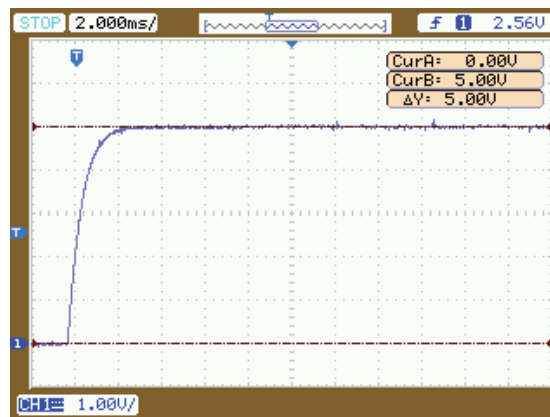


Figura 83 - Aquisição prática do transitório da tensão de saída do conversor *Buck* não compensado.

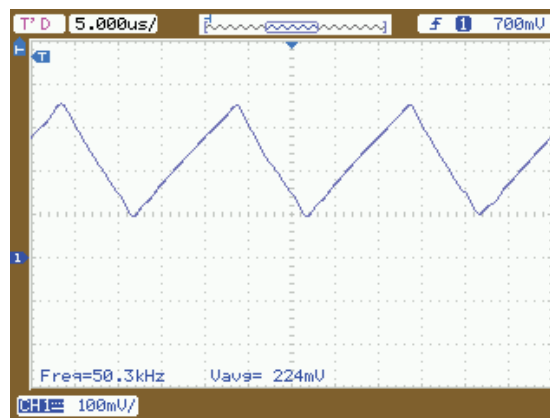


Figura 84 - Aquisição prática da corrente do indutor do conversor *Buck* não compensado.

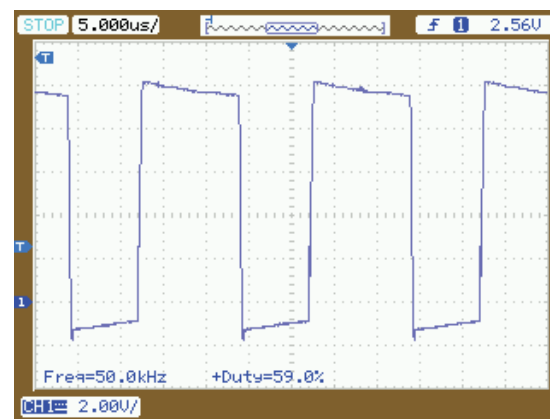


Figura 85 - Aquisição prática do transitório da tensão no diodo do conversor *Buck* não compensado.

Observa-se, neste ponto, que as especificações iniciais propostas no projeto do conversor *Buck* não levaram em consideração as não idealidades dos componentes eletrônicos, desta forma a razão cíclica foi parametrizada até a tensão

de saída ficar muito próxima 5 V (Figura 85). De outro modo, o valor médio e a variação da corrente no indutor aproximou-se do valor pré-especificado em projeto, correspondendo a 227,27 mA e 250 mA, respectivamente.

8.2 CONVERSOR *BUCK* EM MALHA FECHADA

Nesta subseção serão apresentados os resultados para o conversor *Buck* operando em malha fechada utilizando a base de tempo analógica e digital.

i. Sistema de controle analógico aplicado ao *Buck*

Resumidamente, explora-se nas Figuras 86 a 88 as principais formas de onda adquiridas em protótipo em função dos resultados apresentados na seção de simulações.

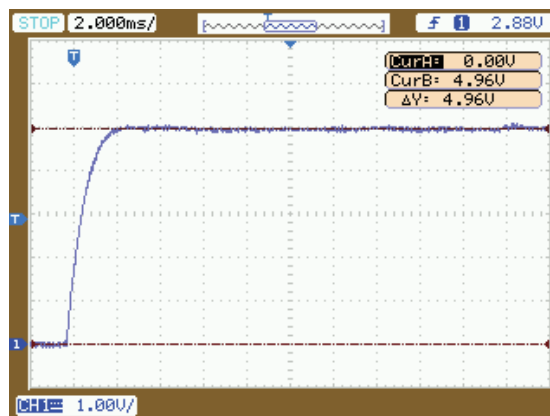


Figura 86 - Aquisição prática do transitório da tensão de saída do conversor *Buck* compensado analógicamente.

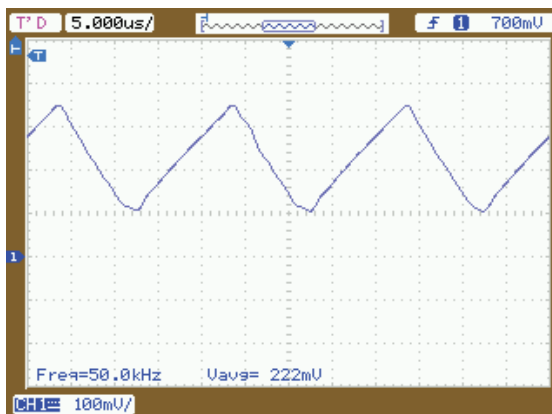


Figura 87 - Aquisição prática da corrente no indutor do conversor *Buck* compensado analógicamente.

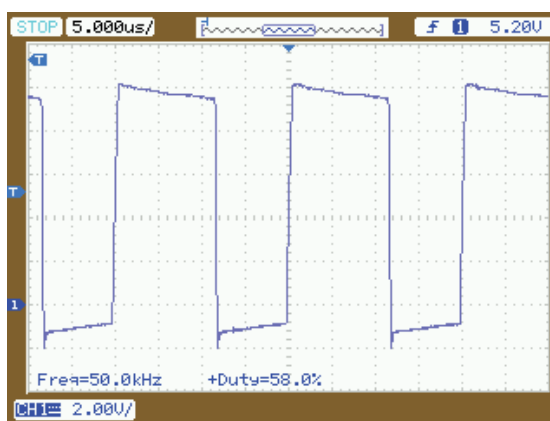


Figura 88 - Aquisição prática da tensão no transistor do conversor *Buck* compensado analógicamente.

Nota-se, a partir destes resultados, que o valor final da tensão de saída apresentou um valor muito próximo de 5 V (Figura 86), bem como o comportamento do transitório da tensão na saída do sistema em malha aberta, conforme constatado pela Figura 89.

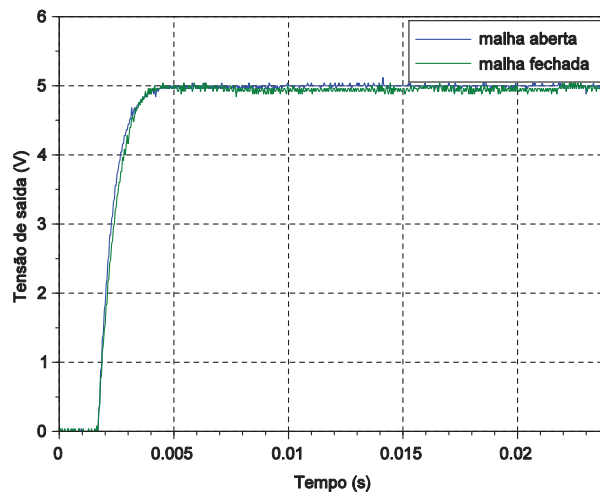


Figura 89 - Comparação entre os transitórios da tensão de saída do conversor *Buck* compensado analiticamente.

i. Sistema de controle digital aplicado ao *Buck*

De forma análoga, explora-se nas Figuras 90 a 92 as principais formas de onda adquiridas em protótipo em função dos resultados apresentados na seção de simulações.

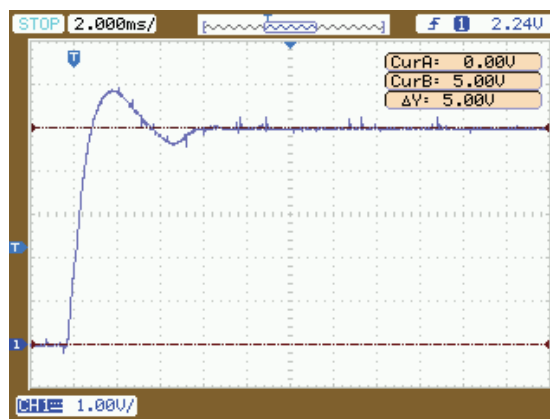


Figura 90 - Aquisição prática do transiente da tensão de saída do conversor *Buck* compensado digitalmente.

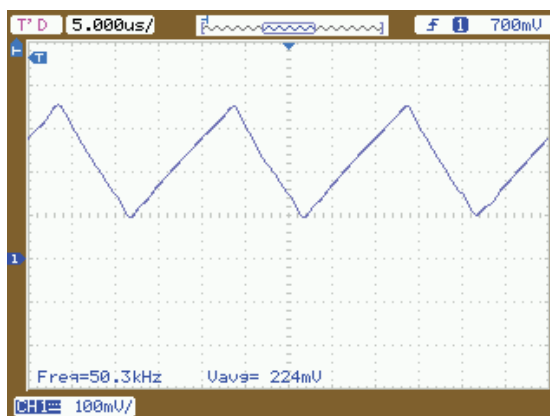


Figura 91 - Aquisição prática da corrente no indutor do conversor *Buck* compensado digitalmente.

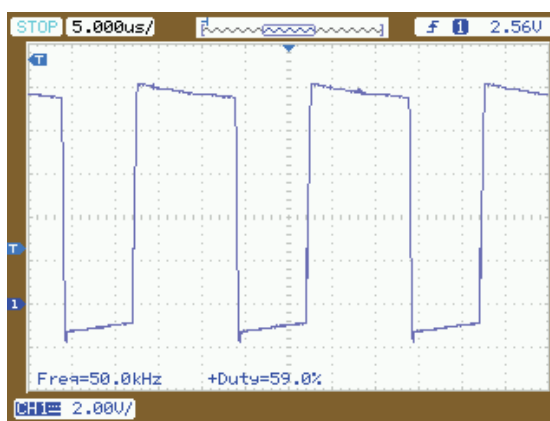


Figura 92 - Aquisição prática da tensão no diodo do conversor *Buck* compensado digitalmente.

Considerando os resultados expostos acima, avalia-se novamente uma proximidade com os de malha aberta. Porém, o transitório da tensão de saída da planta apresentou um pouco de sobressinal e o tempo de acomodação teve um leve aumento, conforme constata-se pela Figura 93.

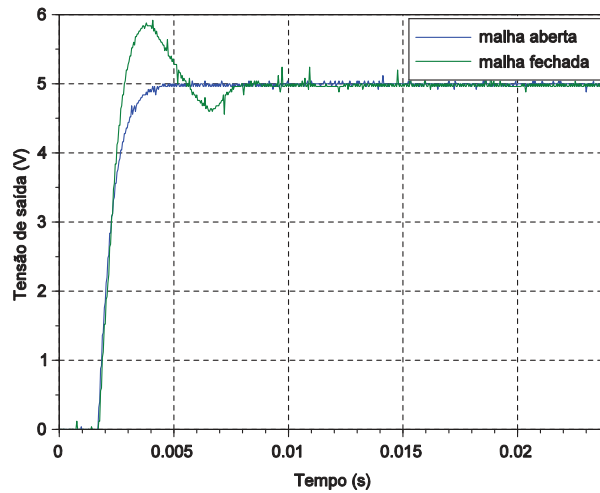


Figura 93 - Comparação entre os transitórios da tensão de saída do conversor *Buck* compensado digitalmente.

Por fim, a Figura 94 perfaz um contraste entre o transiente da tensão de saída do conversor em malha aberta, malha fechada analógica e digital. Contudo, o controle digital apresentou um sobressinal que implicou no aumento no tempo de assentamento em comparação ao controle analógico. Além disso, o valor final da tensão de saída v_o ficou muito próximo ao valor dada pela equação (98).

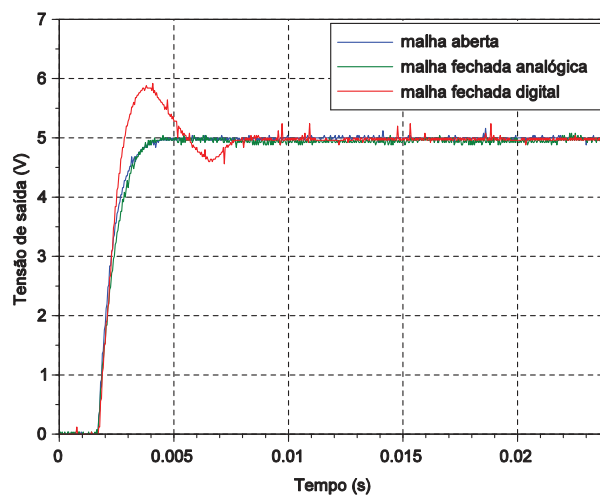


Figura 94 - Comparação entre os transitórios da tensão de saída do conversor *Buck* sujeito a malha aberta e a malha fechada via controle analógico e digital.

8.3 CONVERSOR BOOST EM MALHA ABERTA

Nesta subseção serão repetidas as análises realizadas ao conversor *Buck*, verificando, inicialmente, o atendimento as especificações em projeto. Para tanto, as Figuras 95 a 97 ilustram as principais formas de onda do conversor operando em malha aberta, conforme definido na seção de simulação.

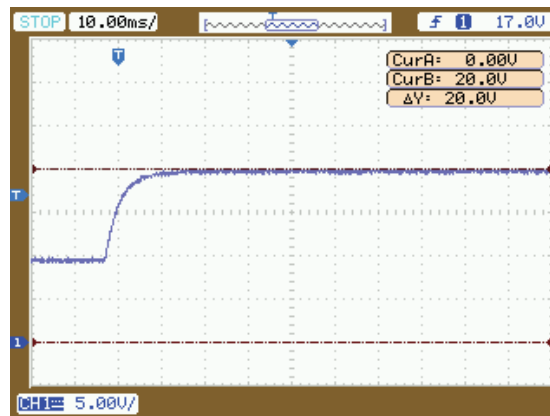


Figura 95 - Aquisição prática do transitório da tensão de saída do conversor *Boost* não compensado.

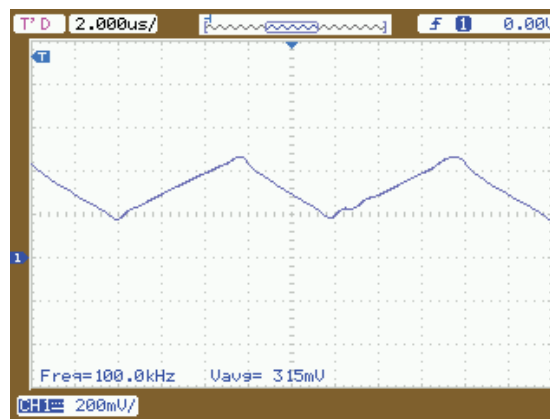


Figura 96 - Aquisição prática da corrente do indutor do conversor *Boost* não compensado.

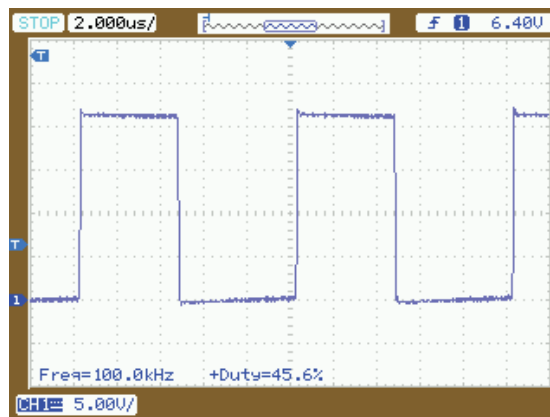


Figura 97 - Aquisição prática do transitório da tensão no transistor do conversor *Boost* não compensado.

Observa-se, novamente, que as especificações iniciais propostas no projeto do conversor *Boost* não levaram em consideração as não idealidades dos componentes eletrônicos, desta forma a razão cíclica foi parametrizada ao atingir 20 V na tensão de saída (Figura 97). Em termos da corrente elétrica, informa-se que o valor médio apresentou um aumento em relação ao estabelecido de projeto, ou seja, atingiu 315 mA. Este fato é justificado pelo aumento da razão cíclica D , dado que a corrente no indutor eleva-se em proporção com esta variável. Por outro lado, a variação da corrente no indutor manteve a proximidade em 250 mA. É importante salientar que considerando a especificação comum entre os componentes das topologias de conversores, para que haja comutações em aplicações didáticas, divergências podem ser mais acentuadas entre as fases de projeto e implementação prática.

8.4 CONVERSOR *BOOST* EM MALHA FECHADA

Nesta subseção serão apresentados os resultados para o conversor *Boost* operando em malha fechada utilizando a base de tempo analógica e digital.

i. Sistema de controle analógico aplicado ao *Boost*

Resumidamente, explora-se nas Figuras 98 a 100 as principais formas de onda adquiridas em protótipo em função dos resultados apresentados na seção de simulações.

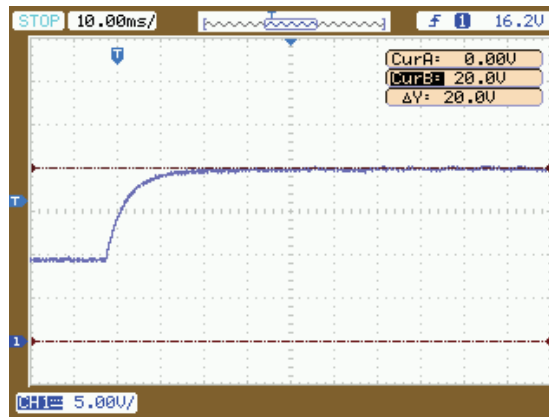


Figura 98 - Aquisição prática do transitório da tensão de saída do conversor *Boost* compensado analógicamente.

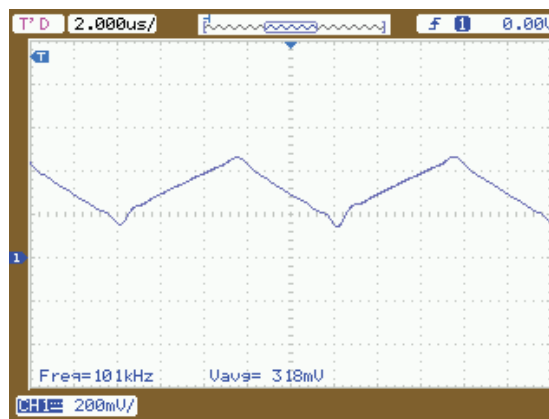


Figura 99 - Aquisição prática da corrente no indutor do conversor *Boost* compensado analógicamente.

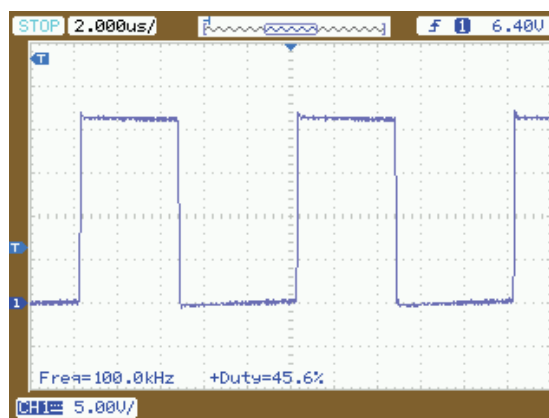


Figura 100 - Aquisição prática da tensão no transistor do conversor *Boost* compensado analógicamente.

Nota-se, a partir destes resultados, que o valor final da tensão de saída apresentou uma excelente proximidade de 20 V (Figura 98), bem como o comportamento do transitório da tensão na saída do sistema em malha aberta, conforme constatado pela Figura 101.

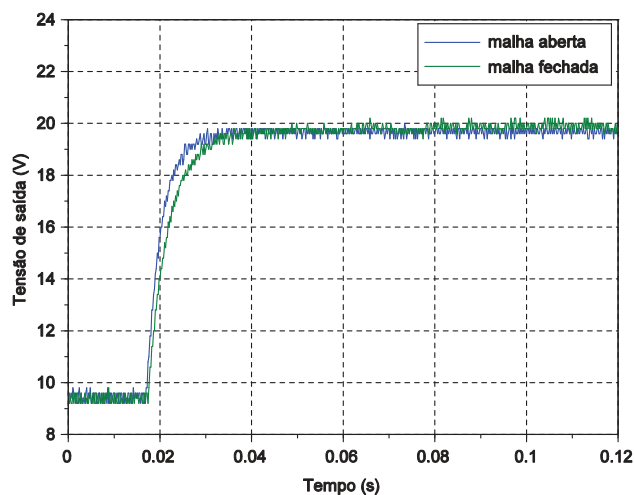


Figura 101 - Comparação entre os transitórios da tensão de saída do conversor *Boost* compensado analiticamente.

ii. Sistema de controle digital aplicado ao *Boost*

Analogamente, as Figuras 102 a 104 apresentam as principais formas de onda adquiridas em protótipo em função dos resultados apresentados na seção de simulações.

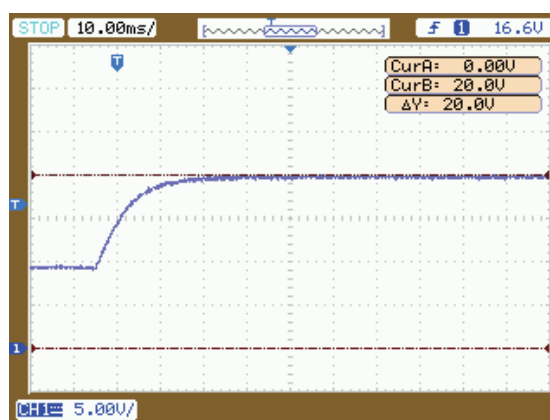


Figura 102 - Aquisição prática do transitório da tensão de saída do conversor *Boost* compensado digitalmente.

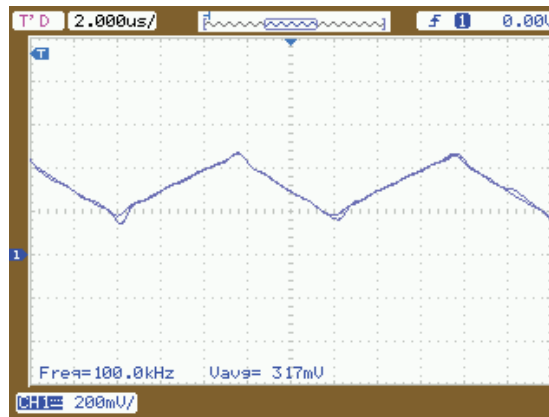


Figura 103 - Aquisição prática da corrente no indutor do conversor *Boost* compensado digitalmente.

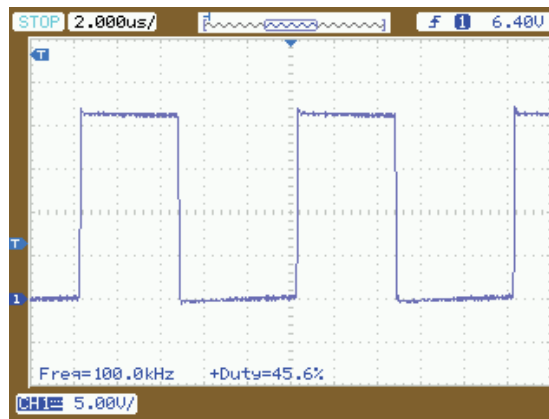


Figura 104 - Aquisição prática da tensão do transistor do conversor *Boost* compensado digitalmente.

Considerando os resultados expostos acima, avalia-se novamente uma excelente proximidade com os resultados obtido em malha aberta, entretanto, houve um atraso no transitório da tensão de saída da planta sujeito ao sistema de controle digital, conforme constatado na Figura 105.

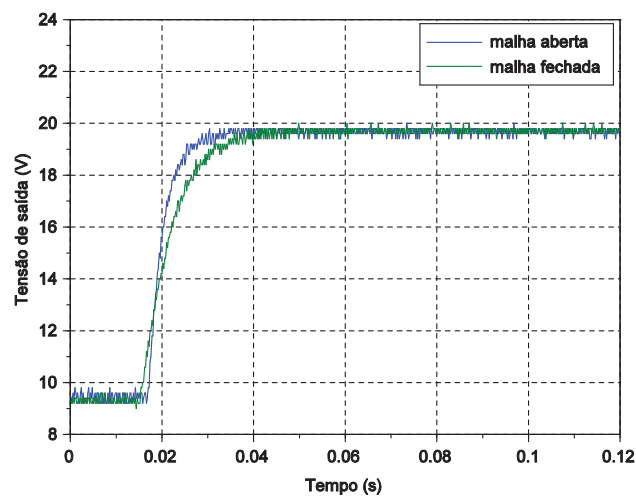


Figura 105 - Comparação entre o transitório da tensão de saída em malha aberta e malha fechada no domínio digital.

Similarmente, a Figura 106 perfaz um contraste entre o transitório da tensão de saída do conversor em malha aberta, malha fechada analógica e digital. Contudo, o controle digital adicionou um novo atraso ao tempo de assentamento em comparação ao controle analógico. Além disso, o valor final da tensão de saída v_o ficou muito próximo ao valor dada pela equação (103).

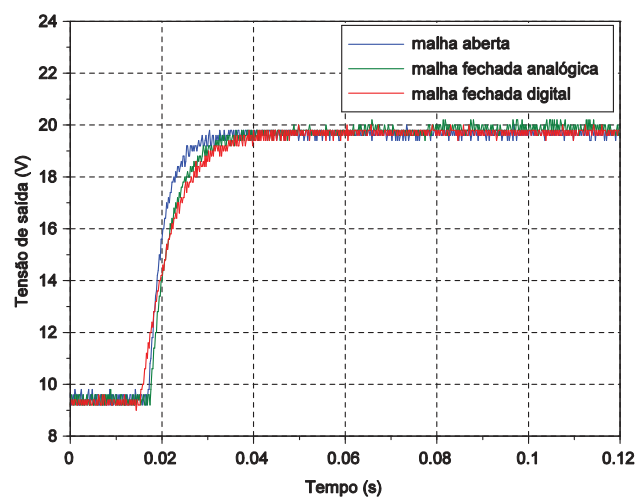


Figura 106 - Comparação entre os transitórios da tensão de saída do conversor *Boost* sujeito a malha aberta e a malha fechada via controle analógico e digital.

9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Em uma visão geral, nota-se através dos resultados práticos que o sistema de controle analógico aproximou-se do comportamento esperado em simulação. Um fator desfavorável a ser discutida em atividades práticas aos alunos de Sistemas de Controle Linear é a limitação prática em função da dificuldade de realizar adaptações e implementação de novas propostas de controle, implicando na substituição dos componentes empregados no *hardware* de controle, demandando elevados custos e tempos de execução. Em termos do sistema de controle digital, notou-se similaridades entre os resultados práticos e teóricos, porém mais distantes aos apresentados pelo controle analógico. Em contrapartida, é possível explorar junto à disciplina de Controle Digital a vantagem de adaptar algoritmos que proporcionam a implementação de outras leis de controle de forma rápida, sem custos adicionais. Além disso, este protótipo permite explorar a relação interdisciplinar das disciplinas existentes na grade curricular do curso de Engenharia Eletrônica - Câmpus Toledo, extrapolando as notas de aula em potenciais aplicações práticas.

O conversor *Buck* operando em malha aberta apresentou um valor final de 5 V, obtendo ainda um comportamento em regime permanente muito próximo ao de um nível de tensão contínuo. Em malha fechada via controle analógico, o conversor *Buck* obteve um desempenho muito semelhante ao de malha aberta. Além disso, as formas de ondas da corrente no indutor e a tensão no diodo apresentaram um comportamento muito próximo as formas de onda das simulações realizadas. Por fim, em malha fechada via controle digital, o comportamento transitório da tensão de saída apresentou um sobressinal que implicou no aumento no tempo de assentamento em comparação ao controle analógico.

O conversor *Boost* operando em malha aberta apresentou um valor final de 20 V, e semelhante ao conversor *Buck*, o comportamento em regime permanente ficou muito próximo ao de um nível de tensão contínuo. Porém, em relação a corrente no indutor, o valor médio sofreu um aumento devido o aumento da razão cíclica, dado que a corrente no indutor eleva-se em proporção com esta variável. Em malha fechada via controle analógico, o transitório da tensão de saída obteve um leve aumento comparado ao de malha aberta. Da mesma forma, o transitório da

tensão de saída para conversor *Boost* operando em malha fechada no domínio digital apresentou um leve aumento comparados ao de malha aberta e malha fechada no domínio analógico.

Diante do trabalho desenvolvido, seguem sugestões para trabalhos futuros:

- Projeto e implementação de módulos dos outros tipos de conversores estáticos;
- Desenvolvimento de uma interface gráfica a fim de suprimir o uso do osciloscópio;
- Projeto e implementação de métodos de controle mais sofisticados para melhorar a resposta transitória.

REFERÊNCIAS

AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2010.

BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autores, 2001.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 6. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.

BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. **Projeto físico de indutores e transformadores**. Florianópolis: Dos Autores, 2002.

BATSCHAUER, A. L. **Apostila da Disciplina de Controle de Conversores Estáticos**. Apostila didática. Edição do Autor: Joinville, 2012. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/batschauer/materiais/Apostila_CCE_v7__simobologia_.pdf>. Acesso em 20 de out. de 2017.

BOSE, B. K. Global Energy Scenario and Impact of Power Electronics in 21st Century. In: IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 21., 2013. IEEE, 2013. v. 60, n. 7, p. 2638–2651.

CLEVELAND, T. L.; TRAIN, C.-C. L. Developing programmable multi-chemistry battery chargers for common power electronic topologies using a hybrid PWM controller. IN: IEEE 2ND INTERNATIONAL FUTURE ENERGY ELECTRONICS CONFERENCE (IFEEC), 2, Taipei, 2015. Taipei: IEEE, 2015 p. 1–7.

SOUZA, I. H. et al. Street lighting system based on led modular drivers. In: IEEE 13TH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND 1ST SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP/SPEC), 1., Fortaleza, 2015. Fortaleza: IEEE, 2015. p. 1–5.

DIAS, T. C.; ROQUE, L. A. A. M.; RIBEIRO, P. F. Power electronics in the context of renewables, Power Quality and Smart Grids. In: 17TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER (ICHQP), 17., Belo Horizonte, 2016. Belo Horizonte: IEEE, out. 2016. p. 170–175.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de Controle Modernos**. 11. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2011.

DRUCKER, P. F. **Post-capitalist society**. 5. ed. New York: HarperCollins, 1993.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. **Feedback Control of Dynamics Systems**. 6. ed. New York: Pearson Prentice Hall, 2010.

HART, D. W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. Porto Alegre: Bookman, 2012.

ISA, N. B. M.; WEI, T. C.; YATIM, A. H. M. Smart grid technology: Communications, power electronics and control system. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON SUSTAINABLE ENERGY ENGINEERING AND APPLICATION (ICSEEA), 16., Bandung, 2015. Bandung: IEEE, out. 2015

LEE, B. S. Understanding the Terms and Definitions of LDO Voltage Regulators, Application Report, 1999. Disponível em <<http://www.ti.com/lit/an/slva079/slva079.pdf>>. Acesso em 28 de out. de 2017.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. Florianópolis: Dos autores, 2006.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 3. ed. New York: John Wiley & Sons, 2002.

NAISBITT, J.; P., A. **Megatrends 2000: ten new directions for the 1990's**. New York: Avon Books, 1990.

NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. Rio de Janeiro: LTC, 2009.

ON SEMICONDUCTOR. **MUR820 Datasheet**, 2014. Disponível em: <<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MUR820-D.PDF>>. Acesso em 23 de out. de 2017.

PETRY, C. A. **Conversores CC-CC: Conversor Buck**. Apostila didática. Florianópolis: Ed. do Autor, 2014a. Disponível em: <http://www.professorpetry.com.br/Ensino/Eletronica_Potencia/Capitulo_12.pdf>. Acesso em 18 de out. de 2017.

PETRY, C. A. **Conversores CC-CC: Conversor Boost**. Apostila didática. Florianópolis: Edição do Autor, 2014b. Disponível em: <http://www.professorpetry.com.br/Ensino/Eletronica_Potencia/Capitulo_13.pdf>. Acesso em 18 de out. de 2017.

POMILIO, J. A. **Topologias Básicas de Conversores CC-CC não-isolados**. Apostila didática. Publicação FEE 13/95. **Revisão: 2016a**. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it505/CAP1.pdf>>. Acesso em 08 de out. 2017.

POMILIO, J. A. **Técnicas de modulação em fontes chaveadas**. Apostila didática. Publicação FEE 13/95. **Revisão: 2016b**. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it505/CAP3.pdf>>. Acesso em 10 de out. 2017

POMILIO, J. A. **Modelagem de fontes chaveadas: método das variáveis de estado**. Apostila didática. Publicação FEE 13/95. **Revisão: 2014c**. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it505/CAP8.pdf>>. Acesso em 15 de out. de 2017.

SARLIOGLU, B. et al. Driving Toward Accessibility: A Review of Technological Improvements for Electric Machines, Power Electronics, and Batteries for Electric and Hybrid Vehicles. **IEEE Industry Applications Magazine**, IEEE . 2017. v. 23, n. 1, p. 14–25, 2017.

SUBOTIC, I. et al. Overview of fast on-board integrated battery chargers for electric vehicles based on multiphase machines and power electronics. **IET Electric Power Applications**, IET, 2016. v. 10, n. 3, p. 217–229.

TEXAS INSTRUMENTS. **ARM® Cortex®-M4F Based MCU TM4C123G LaunchPad™ Evaluation Kit**, [s.d.]. Disponível em: <<http://www.ti.com/tool/EK-TM4C123GXL>>. Acesso em 25 de out. de 2017.

TEXAS INSTRUMENTS. **Tiva™ TM4C123GH6PM Microcontroller Datasheet**, 2014. Disponível em <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tm4c123gh6pm.pdf>>. Acesso em 23 de out. de 2017.

TEXAS INSTRUMENTS. **LM324 Datasheet**, 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/snosc16d/snosc16d.pdf>>. Acesso em 26 de out. de 2017.

THORNTON. **Catálogo de ferrite**, 2015. Disponível em: <http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO_THORNTON.pdf>. Acesso em 19 de out. de 2017.

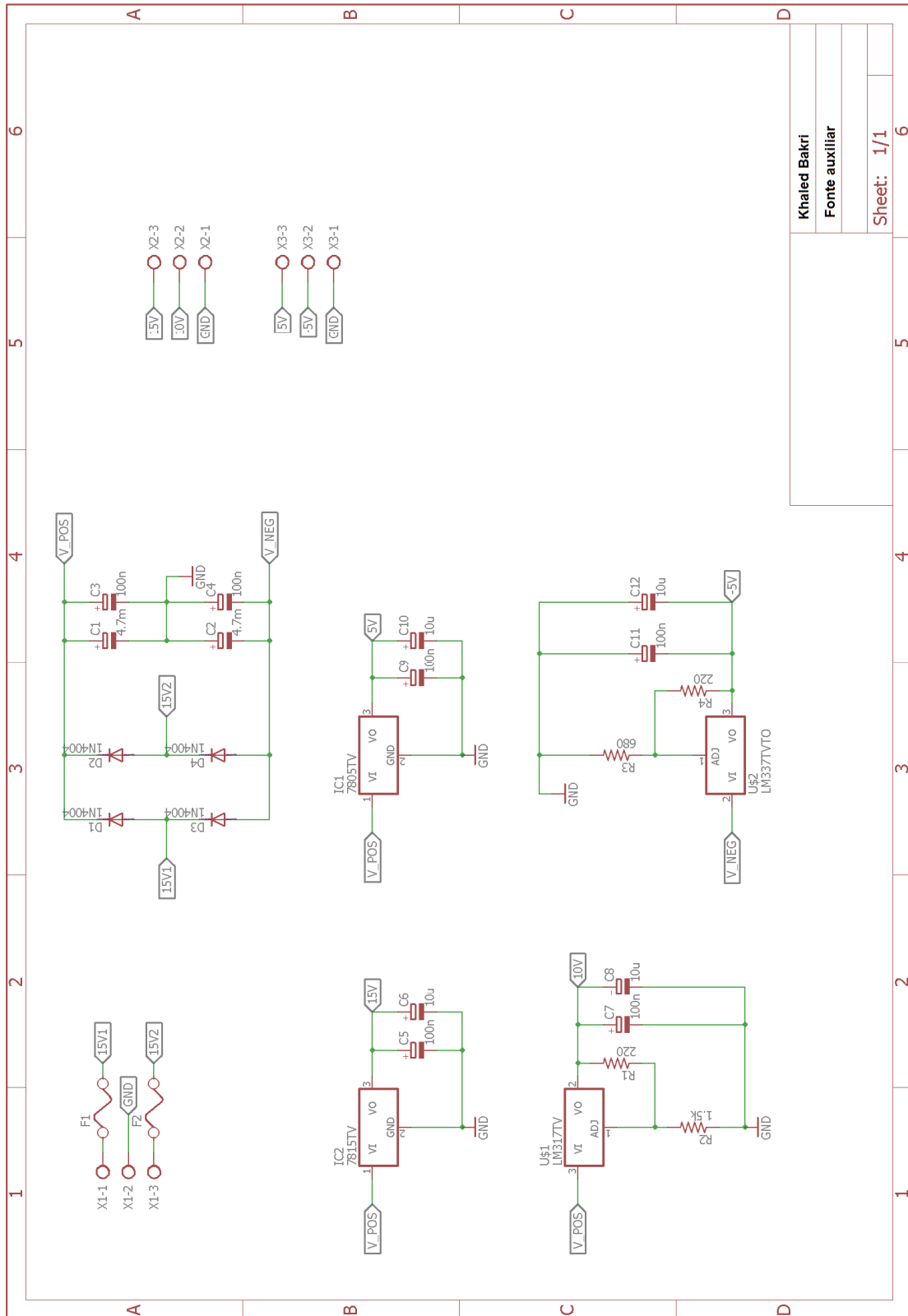
VISHAY SEMICONDUCTORS. **IRF840 Datasheet**, 2016a. Disponível em: <<http://www.vishay.com/docs/91070/sihf840.pdf>>. Acesso em 23 de out. de 2017.

VISHAY SEMICONDUCTORS. **6N137 Datasheet**, 2016b. Disponível em: <<https://www.vishay.com/docs/84732/6n137.pdf>>. Acesso em 30 de out. de 2017.

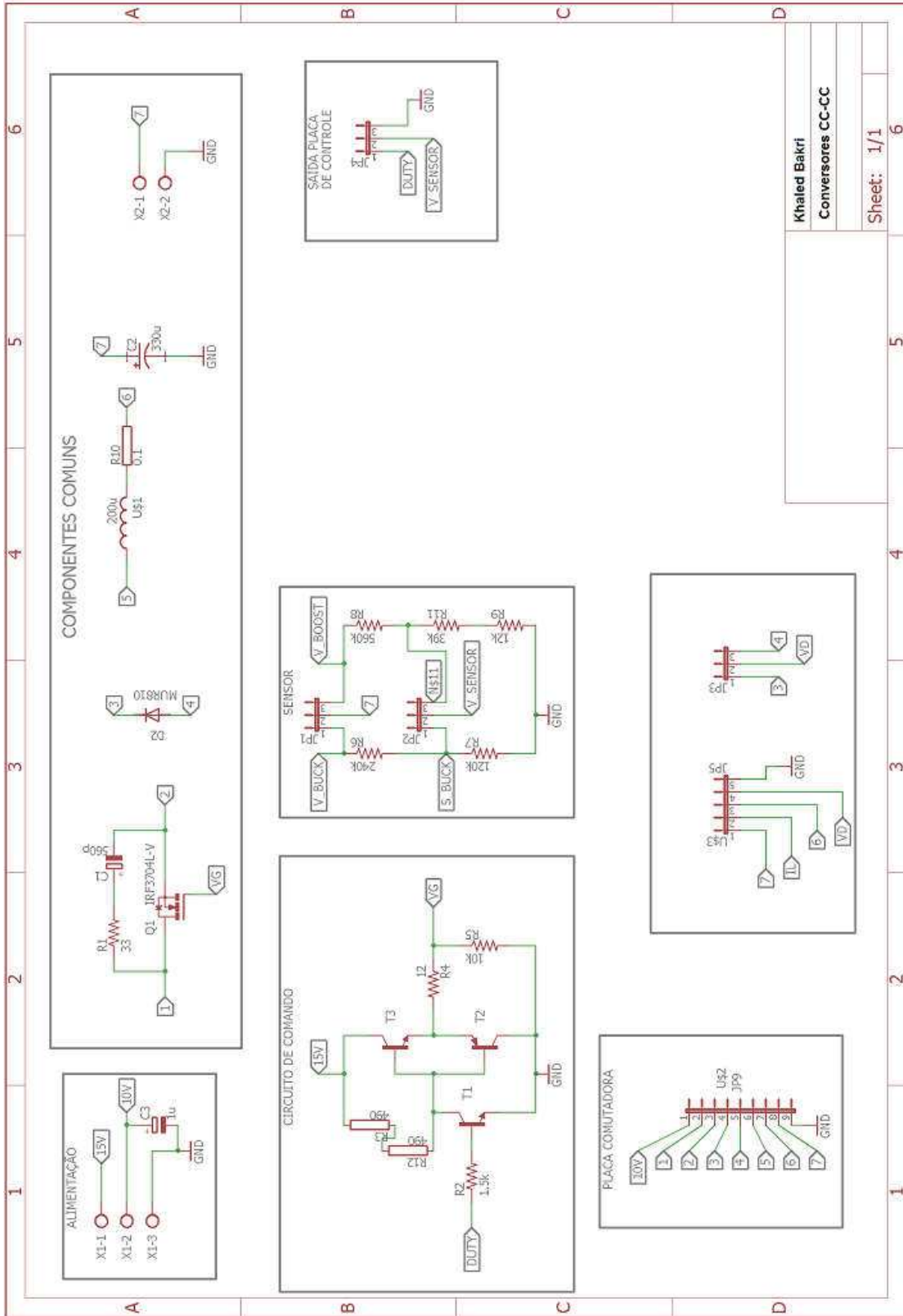
WHEELER, P. et al. **Power electronic converters for HVDC renewable energy applications**. IN: CHILEAN CONFERENCE ON ELECTRICAL, ELECTRONICS ENGINEERING, INFORMATION AND COMMUNICATION TECHNOLOGIES (CHILECON). Santiago: IEEE, 2015, p. 425–428.

ZUBEN, F. J. VON. **Introdução ao Controle por Realimentação**, 2010. Apostila didática. Disponível em: <ftp://ftp.dca.fee.unicamp.br/pub/docs/vonzuben/ea616_1s10/notas_de_aula/topico1_1_EA616_1s2010.pdf>. Acesso em: 12 out. 2017

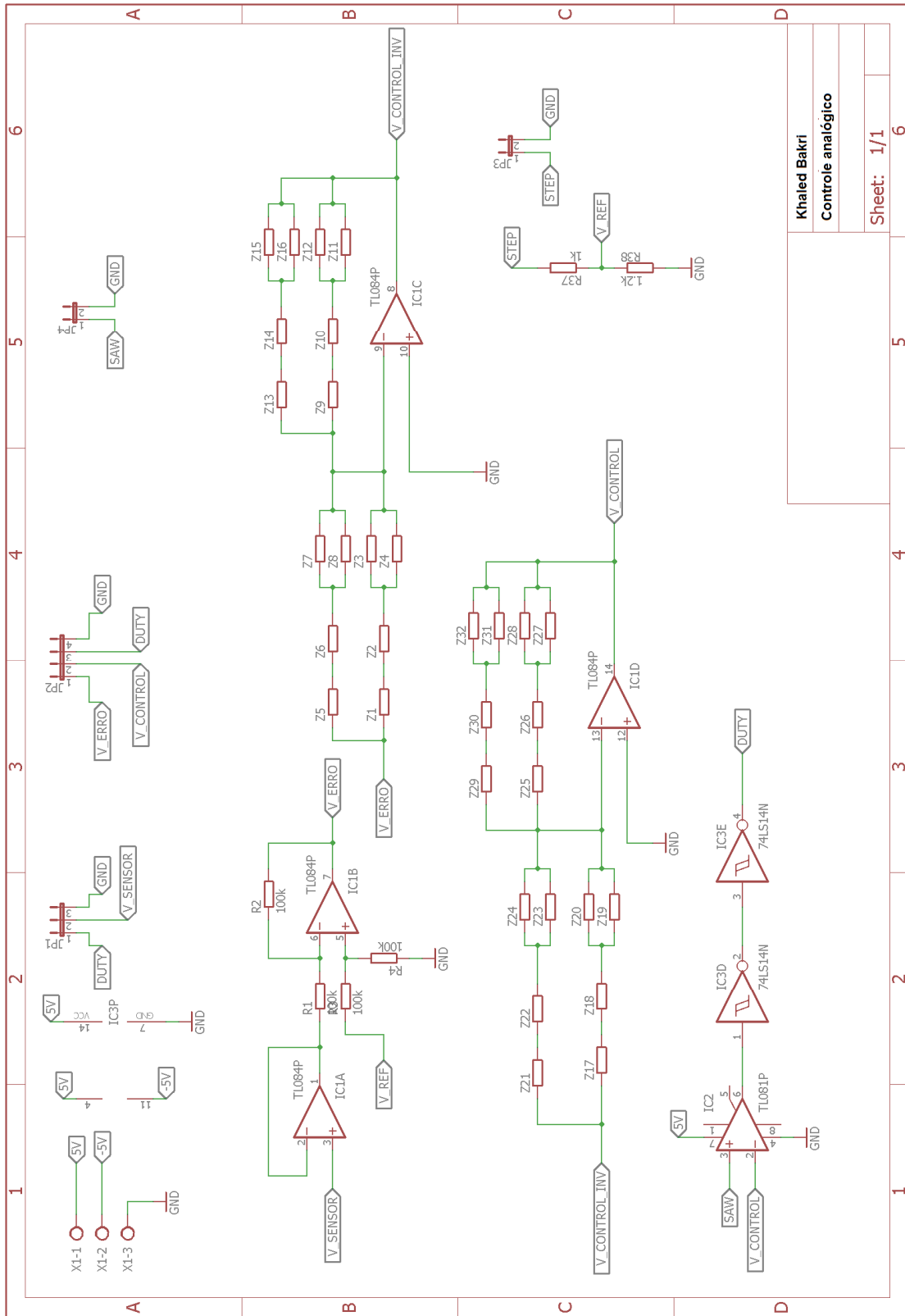
APÊNDICE A -ESQUEMÁTICO DOS CIRCUITOS ELETRÔNICOS



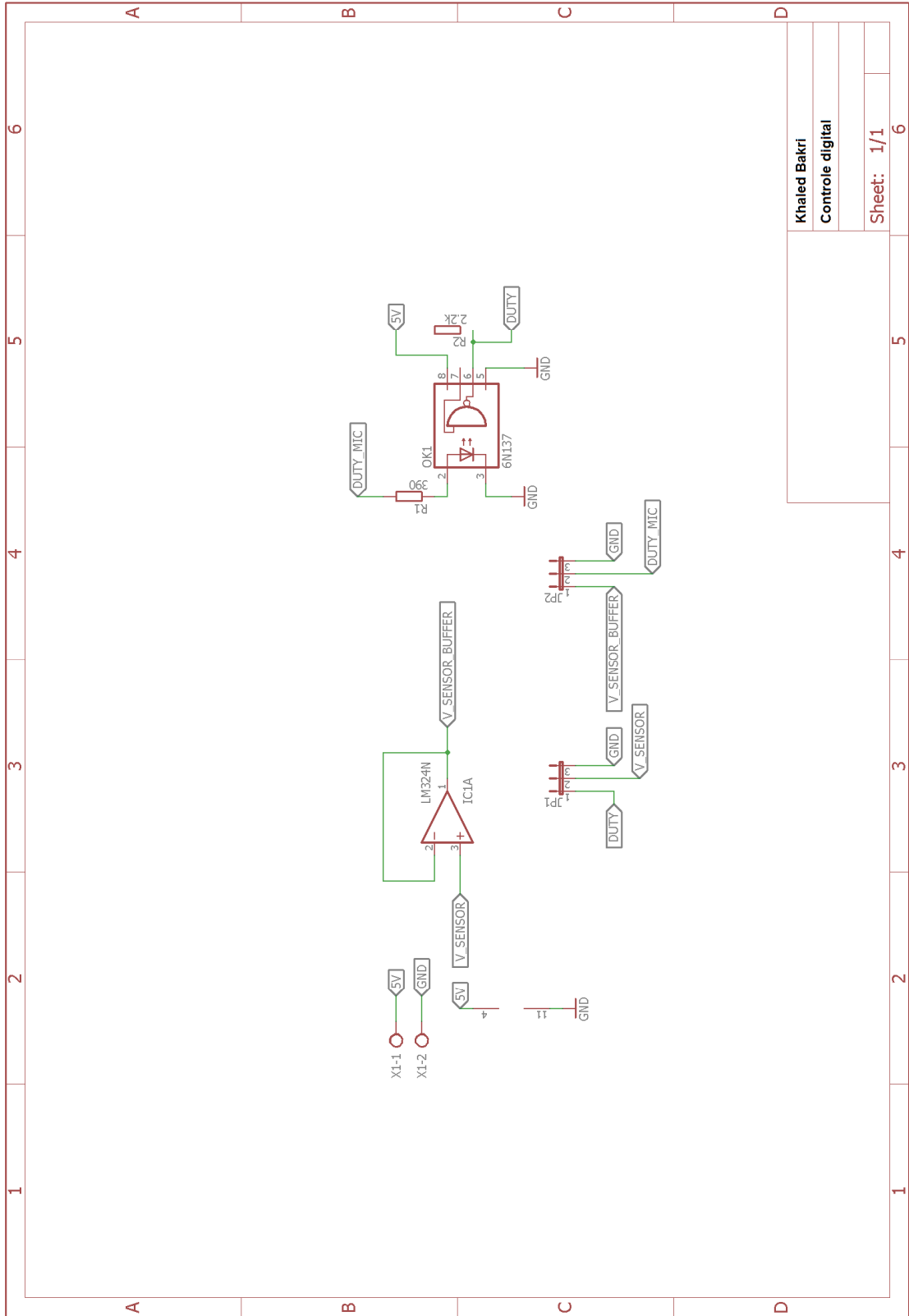
Khaled Bakri
 Fonte auxiliar
 Sheet: 1/1



Khaled Bakri	
Conversores CC-CC	
Sheet: 1/1	6



Khaled Bakri
 Controle analógico
 Sheet: 1/1



Khaled Bakri	
Controle digital	
Sheet: 1/1	6

APÊNDICE B - CÓDIGO GERADOR DA FUNÇÃO STEP

```

#include <stdint.h>
#include <stdbool.h>
#include "inc/hw_memmap.h"
#include "inc/hw_types.h"
#include "driverlib/gpio.h"
#include "driverlib/pin_map.h"
#include "driverlib/sysctl.h"
#include "driverlib/interrupt.h"
#include "driverlib/timer.h"
#include "inc/tm4c123gh6pm.h"

#define GPIO_PORTF_LOCK_R (*((volatile uint32_t *)0x40025520))
#define GPIO_PORTF_CR_R (*((volatile uint32_t *)0x40025524))

volatile bool TIMER = 0; //Flag setada quando o TIMER0_BASE, TIMER_A
                        //temporiza 5 ms
bool CHAVE = 0;        //Flag setada quando ocorre um borda de descida,
                        //ou seja, a chave foi pressionada

//Realiza o debounce da chave
void debounce_chave()
{
    static unsigned char estado_chave_1 = 0xFF; //Armazena o estado
                                                //da chave a cada 5 ms

    bool temp; //Armazena o estado da leitura da chave

    //Realiza a leitura da chave
    temp = GPIOPinRead(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_0);

    //Armazena o estado atual da chave
    //e rotaciona um bit para a esquerda
    estado_chave_1 = (estado_chave_1 << 1) | temp;
    //Somente os 4 primeiros bits são necessários
    estado_chave_1 = estado_chave_1 & 0X0F;

    if(estado_chave_1 == 0x0C) //Se ocorreu borda de descida então..
        CHAVE = 1; //Seta a flag
}

//Função de Interrupção do TIMER0A
void Timer0IntHandler()
{
    // Limpa a flag de interrupção do timer
    TimerIntClear(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);
    TIMER = 1; //Seta a flag indicando que o timer
              //temporizou 5 ms
}

int main() {
    uint32_t ui32Periodo = 200000; //Período de 5ms
    bool STEP = 0;                 //Flag para colocar a porta
                                    //responsável pela função step
                                    //em nível alto

    //Configura o clock do sistema em 40MHz
    SysCtlClockSet(SYSCTL_SYSDIV_5|SYSCTL_USE_PLL|

```

```

SYSCTL_XTAL_16MHZ|SYSCTL_OSC_MAIN);

//Habilita a porta digital F
SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF);

GPIO_PORTF_LOCK_R = 0x4C4F434B; // Desbloqueio do
GPIO_PORTF_CR_R = 0x1F;          //pino PF0.

//Configura a porta F1 como saída
GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTF_BASE,GPIO_PIN_1);
//Configura a porta F0 como entrada
GPIOPinTypeGPIOInput(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_0);

//Configura a corrente máxima permitida para a porta F0
//e habilita do resistor de pull-up
GPIOPadConfigSet(GPIO_PORTF_BASE,GPIO_PIN_0,
GPIO_STRENGTH_2MA,GPIO_PIN_TYPE_STD_WPU);

//Habilita o TIMER0
SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER0);

//Configura o TIMER0 como periódico
TimerConfigure(TIMER0_BASE, TIMER_CFG_PERIODIC);
//Carrega o valor do período para o TIMER0A
TimerLoadSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, ui32Periodo -1);
//Habilita a interrupção para o TIMER0A
IntEnable(INT_TIMER0A);
//Configura o tipo de interrupção do TIMER0A
TimerIntEnable(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);
//Habilita interrupção do sistema
IntMasterEnable();
//Habilita o TIMER0A
TimerEnable(TIMER0_BASE, TIMER_A);

while(1)
{
    if(TIMER) //Se passou 5 ms então...
    {
        debounce_chave(); //Chama a função
        TIMER = 0;        //Limpa a flag
    }

    if(CHAVE) //Se a chave foi pressionada...
    {
        if(STEP) //Se a função STEP está em nível alto então...
        {
            //Coloca o pino em nível baixo
            GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE,GPIO_PIN_1, 0x00);
            STEP = 0; //Limpa a flag
        }
        else //senão
        {
            //Coloca o pino em nível alto
            GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE,GPIO_PIN_1,GPIO_PIN_1);
            STEP = 1; //Seta a flag
        }
        CHAVE = 0; //Limpa a flag
    }
}
}

```



```
return 0;  
}
```

APÊNDICE C -CÓDIGO MALHA ABERTA CONVERSOR BUCK

O código de malha aberta do conversor *Boost* é semelhante ao do conversor *Buck*, diferenciando apenas na frequência da onda do PWM.

```
#include <stdint.h>
#include <stdbool.h>
#include "inc/hw_memmap.h"
#include "inc/hw_types.h"
#include "driverlib/gpio.h"
#include "driverlib/pin_map.h"
#include "driverlib/sysctl.h"
#include "driverlib/interrupt.h"
#include "driverlib/timer.h"
#include "driverlib/pwm.h"
#include "inc/tm4c123gh6pm.h"

#define GPIO_PORTF_LOCK_R *((volatile uint32_t *)0x40025520)
#define GPIO_PORTF_CR_R *((volatile uint32_t *)0x40025524)

volatile bool TIMER = 0; //Flag setada quando o TIMER0_BASE, TIMER_A
                        //temporiza 5 ms
bool CHAVE = 0;        //Flag setada quando ocorre um borda de descida,
                        //ou seja, a chave foi pressionada

//Realiza o debounce da chave
void debounce_chave()
{
    static unsigned char estado_chave_1 = 0xFF; //Armazena o estado
                                                //da chave a cada 5 ms

    bool temp; //Armazena o estado da leitura da chave

    //Realiza a leitura da chave
    temp = GPIOPinRead(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_0);

    //Armazena o estado atual da chave
    //e rotaciona um bit para a esquerda
    estado_chave_1 = (estado_chave_1 << 1) | temp;
    //Somente os 4 primeiros bits são necessários
    estado_chave_1 = estado_chave_1 & 0X0F;

    if(estado_chave_1 == 0x0C) //Se ocorreu borda de descida então..
        CHAVE = 1;          //Seta a flag
}

//Função de Interrupção do TIMER0A
void Timer0IntHandler()
{
    // Limpa a flag de interrupção do timer
    TimerIntClear(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);
    TIMER = 1; //Seta a flag indicando que o timer
              //temporizou 5 ms
}

int main() {
    uint32_t ui32Periodo = 200000; //Período de 5ms
```

```

bool PWM = 0;           //Flag para colocar a porta
                        //responsável pela função step
                        //em nível alto

//Configura do clock do sistema em 50MHz
SysCtlClockSet(SYSCTL_SYSDIV_4|SYSCTL_USE_PLL|
SYSCTL_XTAL_16MHZ|SYSCTL_OSC_MAIN);

//Habilita a porta digital F
SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF);

GPIO_PORTF_LOCK_R = 0x4C4F434B; // Desbloqueio do
GPIO_PORTF_CR_R = 0x1F;         //pino PF0.

//Configura a porta F1 como saída
GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTF_BASE,GPIO_PIN_1);
//Configura a porta F0 como entrada
GPIOPinTypeGPIOInput(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_0);

//Configura a corrente máxima permitida para a porta F0
//e habilita o resistor de pull-up
GPIOPadConfigSet(GPIO_PORTF_BASE,GPIO_PIN_0,
GPIO_STRENGTH_2MA,GPIO_PIN_TYPE_STD_WPU);

//Habilita do TIMER0
SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER0);

//Configura o TIMER0 como periódico
TimerConfigure(TIMER0_BASE, TIMER_CFG_PERIODIC);
//Carrega o valor do período para o TIMER0A
TimerLoadSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, ui32Periodo -1);
//Habilita a interrupção para o TIMER0A
IntEnable(INT_TIMER0A);
//Configura o tipo de interrupção do TIMER0A
TimerIntEnable(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);
//Habilita interrupção do sistema
IntMasterEnable();

//Habilita o periférico PWM1
SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM1);
//Habilita a porta D
SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOD);

//Configura o pino PD0 como periférico PWM
GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTD_BASE, GPIO_PIN_0);
//Configura a porta PD0 como M1PWM0
GPIOPinConfigure(GPIO_PD0_M1PWM0);

//Configura o gerador PWM
PWMGenConfigure(PWM1_BASE,PWM_GEN_0,
PWM_GEN_MODE_DOWN|PWM_GEN_MODE_NO_SYNC);
//Configura o período do gerador PWM
PWMGenPeriodSet(PWM1_BASE, PWM_GEN_0, 999);
//Configura a razão cíclica do gerador PWM
PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_0,499);
//Habilita o modo de inversão para a saída PWM
PWMOutputInvert(PWM1_BASE, PWM_OUT_0_BIT,true);

//Desabilita a saída PWM
PWMOutputState(PWM1_BASE, PWM_OUT_0_BIT, false);

```

```
//Habilita o gerador PWM
PWMDGenEnable(PWM1_BASE, PWM_GEN_0);

//Habilita o TIMER0A
TimerEnable(TIMER0_BASE, TIMER_A);

while(1)
{
    if(TIMER) //Se passou 5 ms então...
    {
        debounce_chave(); //Chama a função
        TIMER = 0;        //Limpa a flag
    }

    if(CHAVE) //Se a chave foi pressionada...
    {
        if(PWM) //Se o PWM está habilitado então...
        {
            //Coloca o pino em nível baixo
            GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE,GPIO_PIN_1, 0x00);
            //Desabilita a saída PWM
            PWMOutputState(PWM1_BASE, PWM_OUT_0_BIT, false);
            PWM = 0; //Limpa a flag
        }
        else //senão
        {
            //Coloca o pino em nível alto
            GPIOPinWrite(GPIO_PORTF_BASE,GPIO_PIN_1,GPIO_PIN_1);
            //Habilita a saída PWM
            PWMOutputState(PWM1_BASE, PWM_OUT_0_BIT, true);
            PWM = 1; //Seta a flag
        }
        CHAVE = 0; //Limpa a flag
    }
}

return 0;
```

APÊNDICE D - CÓDIGO CONTROLE DIGITAL CONVERSOR BUCK

O código do controle digital do conversor *Boost* é semelhante ao do conversor *Buck*, diferenciando apenas na equação do controlador e da frequência da onda do PWM.

```
#include <stdint.h>
#include <stdbool.h>
#include "inc/hw_memmap.h"
#include "inc/hw_types.h"
#include "driverlib/debug.h"
#include "driverlib/sysctl.h"
#include "inc/hw_gpio.h"
#include "driverlib/gpio.h"
#include "driverlib/pin_map.h"
#include "inc/tm4c123gh6pm.h"
#include "driverlib/interrupt.h"
#include "driverlib/timer.h"
#include "driverlib/adc.h"

bool TIMER0B = 0; //Flag setada quando o TIMER0_BASE, TIMER_B
//temporiza 20us
bool TIMER1 = 0; //Flag setada quando o TIMER1_BASE, TIMER_A
//temporiza 5ms
bool CHAVE = 0; //Flag setada quando ocorre um borda de descida,
//ou seja, a chave foi pressionada

volatile float u[2],e[2]; //variáveis de controle

void calcula_controle()
{
    volatile int32_t dutyCycle;
    volatile uint32_t ui32ADC0Value;
    //Armazena em ui32ADC0Value o novo valor amostra do ADC
    ADCSequenceDataGet(ADC0_BASE, 3, &ui32ADC0Value);

    //Cálculo do erro
    e[0] = (1.65 - ((ui32ADC0Value)*8.0566e-4)); //e[n] = v_ref - v_sensor

    //u[n] = a1*e[n] - a2*e[n-1] + u[n-1];
    u[0] = 1.015*e[0] - 1.001*e[1] + u[1];

    //Saturador
    if(u[0] > 3.3)
        u[0] = 3.3;
    else
        if(u[0] < 0)
            u[0] = 0;

    u[1] = u[0]; //u[n-1] = u[1]
    e[1] = e[0]; //e[n-1] = e[n]

    dutyCycle = u[0]*303.0303; //escala a razão cíclica

    //Carrega o novo valor da razão cíclica
    TimerMatchSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, dutyCycle);
    ADCIntClear(ADC0_BASE, 3); //Limpa a flag de aquisição do ADC
    //habilita o inicio de uma nova aquisição do ADC
}
```

```

    ADCProcessorTrigger(ADC0_BASE, 3);
}

void habilita_controlador()
{
    //Habilita Interrupção do TIMER0B
    IntEnable(INT_TIMER0B);
    //Habilita o tipo de interrupção do TIMER0B
    TimerIntEnable(TIMER0_BASE, TIMER_TIMB_TIMEOUT);
    //Habilita o TIME0B
    TimerEnable(TIMER0_BASE, TIMER_B);
    //Carrega o novo valor da razão cíclica
    TimerMatchSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, 5);
    //Reinicia o valor das variáveis do controlador
    u[1] = 0;
    e[1] = 0;
}

void desabilita_controlador()
{
    //Habilita Interrupção do TIMER0B
    IntDisable(INT_TIMER0B);
    //Desabilita o tipo de interrupção do TIMER0B
    TimerIntDisable(TIMER0_BASE, TIMER_TIMB_TIMEOUT);
    //Desabilita o TIMER0B
    TimerDisable(TIMER0_BASE, TIMER_B);
    //Carrega o novo valor da razão cíclica
    TimerMatchSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, 10); // PWM
}

//Realiza o debounce da chave
void debounce_chave()
{
    static unsigned char estado_chave_1 = 0xFF; //Armazena o estado
                                                //da chave a cada 5 ms

    bool temp; //Armazena o estado da leitura da chave

    //Realiza a leitura da chave
    temp = GPIOPinRead(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_0);

    //Armazena o estado atual da chave
    //e rotaciona um bit para a esquerda
    estado_chave_1 = (estado_chave_1 << 1) | temp;
    //Somente os 4 primeiros bits são necessários
    estado_chave_1 = estado_chave_1 & 0X0F;

    if(estado_chave_1 == 0x0C) //Se ocorreu borda de descida então..
        CHAVE = 1; //Seta a flag
}

void Timer0IntHandler(void)
{
    //Limpa a flag de interrupção do TIMER0B
    TimerIntClear(TIMER0_BASE, TIMER_TIMB_TIMEOUT);

    TIMER0B = 1; //Seta a flag indicando que o timer
                //temporizou 20 us
}

```

```

void Timer1IntHandler(void)
{
    //Limpa a flag de interrupção do TIMER1A
    TimerIntClear(TIMER1_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);

    TIMER1 = 1; //Seta a flag indicando que o timer
                //temporizou 20 us
}

int main(void) {
    int32_t Período_TIMER0; //Período da onda PWM
    int32_t Período_TIMER1; //Período Timer debounce
    int32_t dutyCycle;      //Razão cíclica da onda PWM
    bool CONTROLE = 0;     //Flag responsável pela atuação do controle
    volatile unsigned char estado = 0; //estado atual da maquina de estados

    Período_TIMER0 = 1000; //Período da onda PWM igual a 50kHz
    Período_TIMER1 = 200000; //Período de 5ms
    dutyCycle = 10;

    //Configura do cLock do sistema em 50 MHz
    SysCtlClockSet(SYSCTL_SYSDIV_4|SYSCTL_USE_PLL|SYSCTL_XTAL_16MHZ|SYSCTL_OSC_M
AIN);

    //Habilita da porta F
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF);

    GPIO_PORTF_LOCK_R = 0x4C4F434B; // Desbloqueio do
    GPIO_PORTF_CR_R = 0x1F;         //pino PF0.

    //Configura da porta F1 como saída digital
    GPIOPinTypeGPIOOutput(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_1);
    //Configura da porta F0 como entrada digital
    GPIOPinTypeGPIOInput(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_0);

    //Habilita a porta B
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOB);
    //Configura a porta PB6 como T0CCP0
    GPIOPinConfigure(GPIO_PB6_T0CCP0);
    //Configura a porta como periférico de tempo
    GPIOPinTypeTimer(GPIO_PORTB_BASE, GPIO_PIN_6);
    //Habilita do TIMER0
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER0);
    //Configura o TIMER0A como PWM
    //Configura o TIMER0B como Periódico
    TimerConfigure(TIMER0_BASE,
TIMER_CFG_SPLIT_PAIR|TIMER_CFG_A_PWM|TIMER_CFG_B_PERIODIC);
    //Carrega o período do TIMER0A
    TimerLoadSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, Período_TIMER0 -1);
    //Carrega o período do TIMER0B
    TimerLoadSet(TIMER0_BASE, TIMER_B, Período_TIMER0 -1);
    //Carrega a razão cíclica do PWM
    TimerMatchSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, dutyCycle);
    TimerControlLevel(TIMER0_BASE, TIMER_A, true); //Inverte o PWM

    //Habilita Interrupção do TIMER0B
    IntEnable(INT_TIMER0B);
    //Configura o tipo de interrupção do TIMER0B
    TimerIntEnable(TIMER0_BASE, TIMER_TIMB_TIMEOUT);

```

```

//Habilita o TIMER1
SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER1);
//Configura o TIMER1 como periódico
TimerConfigure(TIMER1_BASE, TIMER_CFG_PERIODIC);
//Carrega o valor do período para o TIMER1A
TimerLoadSet(TIMER1_BASE, TIMER_A, Período_TIMER1 -1);
//Habilita a interrupção para o TIMER1A
IntEnable(INT_TIMER1A);
//Configura o tipo de interrupção do TIMER1A
TimerIntEnable(TIMER1_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);

//Habilita a porta E
SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOE);
//Configura a Porta E3 como ADC
GPIOPinTypeADC(GPIO_PORTE_BASE, GPIO_PIN_3);

//Habilita o ADC0
SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_ADC0);

//Configura a sequencia 3 do ADC0
ADCSequenceConfigure(ADC0_BASE, 3, ADC_TRIGGER_PROCESSOR, 0);
//Configura os passos da sequencia 3 do ADC0
ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 3, 0, ADC_CTL_CH0|ADC_CTL_IE|ADC_CTL_END);
//Habilita a sequencia 3 do ADC0
ADCSequenceEnable(ADC0_BASE, 3);

//Habilita a interrupção do sistema
IntMasterEnable();

//Habilita o TIMER0A e o TIMER0B
TimerEnable(TIMER0_BASE, TIMER_A|TIMER_B);

//Habilita o TIMER0A
TimerEnable(TIMER1_BASE, TIMER_A);

while(1)
{
    switch(estado)
    {
        case 0:
            if(TIMER1) //Se passou 5 ms então...
            {
                debounce_chave(); //Chama a função
                TIMER1 = 0; //Limpa a flag
            }

            if(CHAVE) //Se a chave foi pressionada...
            {
                if(CONTROLE) //Se o controlador está ativo...
                {
                    CONTROLE = 0; //Limpa a flag
                    desabilita_controlador();
                }
                else //senão...
                {
                    CONTROLE = 1; //Seta a flag
                    habilita_controlador();
                }
            }
        }
    }
}

```



```
    }  
    CHAVE = 0; //Limpa a flag  
  }  
  if(CONTROLE) //Se o controlador está ativo...  
    estado = 1; //vai para o estado 1  
  break;  
  case 1:  
    if(TIMER0B) //Se passou 20us então...  
    {  
      TIMER0B = 0; //Limpa a flag  
      estado = 2; //vai para o estado 2  
    }  
  break;  
  case 2:  
    calcula_controle(); //calcula o controle  
    estado = 0; //vai para o estado 0  
    break;  
  }  
}  
}
```

