

UNIVERSIDADE REGIONAL INTEGRADA DO ALTO URUGUAI E DAS MISSÕES
PRÓ-REITORIA DE ENSINO, PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
CÂMPUS DE ERECHIM
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS E CIÊNCIA DA COMPUTAÇÃO
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

WELENTON MAITO PANISSON

ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE CONVERSORES BUCK E BOOST PARA
FINS DIDÁTICOS

ERECHIM - RS

2020

WELENTON MAITO PANISSON

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE CONVERSORES BUCK E BOOST PARA
FINS DIDÁTICOS**

**Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Engenharia
Elétrica como requisito parcial à obtenção
do título de Bacharel em Engenharia
Elétrica, Departamento de Engenharias e
Ciência da Computação da Universidade
Regional Integrada do Alto Uruguai e das
Missões – Câmpus de Erechim.**

Orientador: Prof. Me. Adilson Luís
Stankiewicz

ERECHIM - RS

2020

WELENTON MAITO PANISSON

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE CONVERSORES BUCK E BOOST PARA
FINS DIDÁTICOS**

**Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Engenharia
Elétrica como requisito parcial à obtenção
do título de Bacharel em Engenharia
Elétrica, Departamento de Engenharias e
Ciência da Computação da Universidade
Regional Integrada do Alto Uruguai e das
Missões – Câmpus de Erechim.**

Erechim, 07 de dezembro de 2020.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Me. Adilson Luís Stankiewicz (Orientador)
URI Erechim

Prof. Me. Claudio Augusto Zakrzewski (Examinador)
URI Erechim

Prof. Dr. Cássio Luciano Baratieri (Examinador)
URI Erechim

RESUMO

O presente projeto apresenta o estudo e desenvolvimento de dois conversores estáticos CC-CC, conversores *Buck* e *Boost*, com intuito de sanar a problemática da falta dos mesmos de forma experimental para uso nos laboratórios de Eletrônica de Potência, visto que tal carência de material didático é comum em diversas instituições de ensino. O estudo inicia com a teoria dos conversores referidos, apresentando as equações para o Modo de Condução Contínua, suas definições e formas de onda características. Na sequência são demonstrados circuitos e componentes auxiliares ao desenvolvimento de um conversor, bem como, um modelo de microcontrolador utilizado para realizar a geração do PWM e também propiciar uma simples interface de comando com o usuário. Em seguida, foi efetuado equacionamento teórico e as simulações no *software* PSIM acerca dos conversores e ainda apresentou-se o circuito desenvolvido no *software* Proteus e a lógica de programação aplicada ao microcontrolador. Por fim, com o protótipo desenvolvido na prática, efetuaram-se diversos testes e captaram-se as grandezas de tensão e corrente dos conversores, com intuito de verificar seu funcionamento. Os resultados obtidos demonstraram o funcionamento dos conversores e do protótipo em geral, ficando evidenciado a robustez e praticidade de operação, validando o objetivo principal, de apresentar uma placa de circuito impresso funcional dos dois conversores para uso didático.

Palavras-chave: Conversores *Buck* e *Boost*. Microcontrolador. Modo de Condução Contínua. Protótipo. Simulações.

ABSTRACT

This present paper presents the study and development of two static converters CC-CC, Buck and Boost converters, in order to solve the problem of the lack of them in an experimental way for use in the Power Electronics laboratories, since this lack of didactic material is common in several teaching institutions. The study begins with the theory of the referred converters, presenting the equations for the Continuous Conduction Mode, its definitions and characteristic waveforms. Following, circuits and auxiliary components for the development of a converter are presented, as well as a microcontroller model used to perform the generation of the PWM and also provide a simple command interface with the user. Then, the theoretical equation and simulations about the converters were performed in PSIM software, and yet the developed circuit in Proteus software and the programming logic applied to the microcontroller were presented. Finally, with the prototype developed in practice, several tests were carried out and the voltage and current measures of the converters were captured, in order to verify their operations. The obtained results showed how the converters and the prototype worked in general, evidencing the robustness and the practicality of the prototype's operation, validating the main objective of presenting a functional printed circuit board of the two converters for didactic use.

Keywords: Buck and Boost Converters. Microcontroller. Continuous Conduction Mode. Prototype. Simulation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Representação geral de um conversor CC-CC.	17
Figura 2 - Conversor chaveado básico (a) Forma de onda gerada no chaveamento (b).	18
Figura 3 - Conversor Buck	18
Figura 4 - Correntes no indutor para: (a) MCC; (b) MCL; (c) MCD.	20
Figura 5 - (a) Chaveamento; (b) Tensão na chave; (c) Tensão no indutor; (d) Corrente no indutor; (e) Corrente de entrada; (f) Corrente no capacitor.....	23
Figura 6 - Conversor Boost.	24
Figura 7 - (a) Chaveamento; (b) Tensão na chave; (c) Tensão no indutor; (d) Corrente no indutor; (e) Corrente no diodo; (f) Corrente no capacitor.....	27
Figura 8 - Ilustração do núcleo toroidal	28
Figura 9 - Exemplo de circuito <i>driver</i>	29
Figura 10 - IR2117: (a) Representação externa; (b) Exemplo de conexão em um MOSFET .	29
Figura 11 - Exemplo de circuito <i>snubber</i>	30
Figura 12 - Pinos dsPIC33FJ12MC202	32
Figura 13 - Plataforma do conversor Boost didático desenvolvido.....	33
Figura 14 - Protótipos criados (a) Conversor Buck; (b) Conversor Boost; (c) Conversor Buck-Boost.	33
Figura 15 - Conversores Buck e Boost na maleta didática	34
Figura 16 - Conversor Boost didático confeccionado.....	35
Figura 17 - Simulação do conversor Buck idealizado	39
Figura 18 - Simulação do conversor Boost idealizado	42
Figura 19 - Circuito de interação dos conversores com o microcontrolador	43
Figura 20 - Fluxograma da lógica de programação aplicada ao protótipo	44
Figura 21 - Prévia da PCI em 3D.....	45
Figura 22 - Indutores utilizados no protótipo	47
Figura 23 - Formas de onda de: (a) tensão de saída; (b) Corrente no indutor para $D = 0,9$ e $V_s = 30V$	51
Figura 24 - Formas de onda de: (a) Corrente de entrada; (b) Potência de entrada para $D = 0,9$ e $V_s = 30 V$	51
Figura 25 - Formas de onda de: (a) Tensão de saída; (b) Corrente no indutor para $D = 0,1$ e $V_s = 10 V$	52

Figura 26 - Formas de onda de: (a) Tensão de saída; (b) Corrente no indutor para $D = 0,4$ e $V_s = 20 V$	53
Figura 27 - Formas de onda de: (a) Corrente de entrada; (b) Potência de entrada para $D = 0,4$ e $V_s = 20 V$	53
Figura 28 - Formas de onda de: (a) Tensão de saída; (b) Corrente no indutor para $D = 0,1$ e $V_s = 10 V$	56
Figura 29 - Formas de onda de: (a) Tensão na Saída; (b) Corrente no indutor para $D = 0,5$ e $V_s = 30 V$	57
Figura 30 - Formas de onda de: (a) Corrente de saída; (b) Potência de saída para $D = 0,5$ e $V_s = 30 V$	57
Figura 31 - Formas de ondas de: (a) Tensão na saída; (b) Corrente no indutor para $D = 0,3$ e $V_s = 20 V$	58
Figura 32 - Formas de ondas de: (a) Corrente de saída; (b) Potência de saída para $D = 0,3$ e $V_s = 20 V$	58
Figura 33 - Protótipo desenvolvido	59
Figura 34 - Sinais PWM obtidos em simulação.	60
Figura 35 - Sinal PWM captado no protótipo.	61
Figura 36 - Formas de ondas de: (a) PWM e tensões de entrada e saída; (b) Correntes de entrada e saída/indutor para $D = 0,1$ e $V_s = 10 V$	62
Figura 37 - Formas de ondas de: (a) PWM e tensões de entrada e saída; (b) Correntes de entrada e saída/indutor para $D = 0,9$ e $V_s = 30 V$	62
Figura 38 - Formas de ondas de: (a) PWM e tensões de entrada e saída; (b) Correntes de entrada e saída/indutor para $D = 0,4$ e $V_s = 20 V$	63
Figura 39 - Formas de ondas de: (a) PWM e tensões de entrada e saída; (b) Correntes de entrada/indutor e saída para $D = 0,1$ e $V_s = 10 V$	66
Figura 40 - Formas de ondas de: (a) PWM e tensões de entrada e saída; (b) Correntes de entrada/indutor e saída para $D = 0,5$ e $V_s = 30 V$	66
Figura 41 - Formas de ondas de (a) PWM e tensões de entrada e saída; (b) Correntes de entrada/indutor e saída para $D = 0,3$ e $V_s = 20 V$	67
Figura 42 - Circuito de comando dos conversores	73
Figura 43 - Circuito simplificado conversor Buck	74
Figura 44 - Conversor Buck no protótipo	75

Figura 45 - Ponta de prova diferencial N2791A e ponta de prova de corrente A622, respectivamente.	77
Figura 46 - Circuito simplificado conversor Boost	77
Figura 47 - Conversor Boost no protótipo	78
Figura 48 - Circuito do conversor Buck.....	80
Figura 49 - Circuito do conversor Boost.....	81
Figura 50 - Circuito para confecção do protótipo.....	83
Figura 51 - Protótipo com os indutores toroidais	84

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Definições de projeto para o conversor Buck.....	36
Tabela 2 - Definições de projeto para o conversor Boost.....	39
Tabela 3 - Análise de diversos pontos de operação utilizando osciloscópio.	63
Tabela 4 - Análise de diversos pontos de operação utilizando multímetro.....	64
Tabela 5 - Análise de diversos pontos de operação utilizando osciloscópio.	67
Tabela 6 - Análise de diversos pontos de operação utilizando o multímetro.....	68
Tabela 7 - Descrição dos componentes conversor Buck.....	75
Tabela 8 - Descrição dos pontos de medições conversor Buck.....	76
Tabela 9 - Descrição dos componentes conversor Boost.....	78
Tabela 10 - Descrição dos pontos de medições conversor Boost.....	79
Tabela 11 - Tabela de preenchimento de resultados conversor Buck.....	81
Tabela 12 - Tabela de preenchimento de valores conversor Boost.	82
Tabela 13 - Medidas de diversos pontos de operação com o uso de indutor toroidal, conversor Buck.	84
Tabela 14 - Medidas de diversos pontos de operação com o uso de indutor toroidal, conversor Boost.	85

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CC	Corrente Contínua para Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LCD	<i>Liquid Crystal Display</i>
LED	<i>Light-emitting diode</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MCL	Modo de Condução Limite
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PCI	Placa de Circuito Impresso
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_{cond}	Área da seção transversal do condutor [mm ²]
$B_{máx}$	Densidade de fluxo magnético [T]
C	Capacitância [F]
C_s	Capacitância do capacitor do circuito <i>snubber</i> [F]
D	<i>Duty cycle</i>
E	Tensão de fonte [V]
f	Frequência de chaveamento [Hz]
I_C	Corrente média no capacitor [A]
I_{ch}	Corrente que passa pela chave e circuito <i>snubber</i> [A]
I_d	Corrente média no diodo [A]
I_L	Corrente média no indutor [A]
$I_{L_{rms}}$	Corrente eficaz no indutor [A]
$I_{L_{máx}}$	Corrente de pico máxima no indutor [A]
$I_{L_{mín}}$	Corrente de pico mínima no indutor [A]
I_o	Corrente média de saída [A]
I_s	Corrente média da fonte [A]
$J_{máx}$	Densidade de corrente [A/mm ²]
L	Indutância [H]
$L_{mín}$	Indutância mínima [H]
P_o	Potência de saída do conversor [W]
P_R	Potência no resistor do circuito <i>snubber</i> [W]
P_s	Potência de entrada do conversor [W]
R	Resistência da carga [Ω]
R_s	Resistência do resistor do circuito <i>snubber</i> [Ω]
r_C	Resistência do capacitor [Ω]
t_{rr}	Tempo de mínimo de recuperação reversa [s]
V_D	Tensão média no diodo [V]
V_f	Tensão desejada no capacitor do circuito <i>snubber</i> [V]
V_L	Tensão média no indutor [V]
V_o	Tensão média na saída [V]

V_s	Tensão da fonte [V]
Δi_C	Varição de corrente no capacitor [A]
ΔI_L	Varição de corrente no indutor [A]
ΔV_o	Varição de tensão na saída [V]
$\Delta V_{o_{RES}}$	Varição de tensão na saída devido à resistência [V]
η	Eficiência [%]

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	15
1.1 Objetivos	16
1.2 Objetivo Geral	16
1.2.1 Objetivos Específicos	16
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	17
2.1 Conversores Estáticos CC-CC	17
2.1.1 Conversor Chaveado Básico	17
2.1.2 Conversor Buck	18
2.1.2.1 Modo de Condução Contínuo (MCC) – Buck	20
2.1.3 Conversor Boost	23
2.1.3.1 Modo de Condução Contínuo (MCC) – Boost	24
2.2 Projeto Físico do Indutor	27
2.3 Driver	28
2.4 Snubber	29
2.5 Circuito de Comando e Chaveamento	31
2.5.1 Microcontrolador dsPIC33FJ12MC202	31
2.6 Outros Trabalhos na Área	32
3 METODOLOGIA	36
3.1 Desenvolvimento do Conversor Buck	36
3.1.1 Equacionamento da Indutância	37
3.1.1.1 Análise da Indutância para $D = 0,1$ e $V_s = 30 V$	37
3.1.1.2 Análise da Indutância para $D = 0,9$ e $V_s = 30V$	37
3.1.2 Equacionamento da Capacitância	38
3.1.2.1 Análise da capacitância para $D = 0,1$ e $L = 3,96 \text{ mH}$	38
3.1.2.2 Análise da capacitância para $D = 0,9$ e $L = 3,96 \text{ mH}$	38
3.1.3 Simulação do conversor Buck Ideal	38
3.2 Desenvolvimento do Conversor Boost	39
3.2.1 Equacionamento da Indutância	40
3.2.1.1 Análise da Indutância Conversor Boost	40
3.2.2 Equacionamento da Capacitância	41
3.2.2.1 Análise da Capacitância para $D = 0,1$	41
3.2.2.2 Análise da Capacitância para $D = 0,5$	41

3.2.3	Simulação do Conversor Boost Ideal.....	41
3.3	Protótipo dos Conversores.....	42
3.3.1	Projeto do Protótipo em <i>Software</i>	42
3.3.2	Projeto <i>Snubber</i> Conversor Buck.....	45
3.3.3	Projeto <i>Snubber</i> Conversor Boost.....	45
3.3.4	Indutores do Protótipo	46
3.3.5	Capacitores do Protótipo	47
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	48
4.1	Resultados Ideais Conversor Buck.....	48
4.1.1	Resultados dos Cálculos para o Conversor Buck	48
4.1.2	Resultados de Simulação para o Conversor Buck	50
4.2	Resultados Ideais Conversor Boost	54
4.2.1	Resultados dos Cálculos para o Conversor Boost	54
4.2.2	Resultados de Simulação para o Conversor Boost	56
4.3	Protótipo Elaborado	59
4.3.1	Geração de PWM com dsPIC33FJ12MC202.....	60
4.3.2	Resultados Experimentais Conversor Buck	61
4.3.3	Resultados Experimentais Conversor Boost	65
5	CONCLUSÃO	69
5.1	Trabalhos futuros	70
	REFERÊNCIAS.....	71
	APÊNDICE A - Informações Gerais e Instruções de Uso do Protótipo.....	73
A.1	- Comando dos Conversores.....	73
A.2	- Conversor Buck.....	74
A.3	- Conversor Boost	77
	APÊNDICE B - Exemplos de Exercícios Aplicáveis ao Uso do Protótipo.....	80
B.1	- Exercícios Conversor Buck	80
B.2	- Exercícios Conversor Boost.....	81
	APÊNDICE C - Circuito para Confecção da PCI.....	83
	APÊNDICE D - Testes Utilizando Indutor Toroidal	84

1 INTRODUÇÃO

O termo eletrônica de potência já vem sendo usado a algumas décadas, mais precisamente desde a década de 60, após a criação do *Silicon Controlled Rectifier* (SCR), conhecido como controlador retificado de silício, pela General Electric. A eletrônica de potência progrediu muito com o desenvolvimento dos dispositivos semicondutores de potência, uma vez que, podem chavear altas correntes de maneira eficiente em altas tensões (AHMED, 2000).

Nesse mesmo sentido, conforme Rashid (1999), a eletrônica de potência pode ser definida como a aplicação da eletrônica de estado sólido para o controle e conversão da energia elétrica. Segundo Barbi (2006), os circuitos de eletrônica de potência, ou conversores estáticos, podem ser divididos em quatro grandes grupos:

- CA para CC, retificadores;
- CC para CA, inversores;
- CA para CA, controladores de CA;
- CC para CC, *choppers*.

Então, os conversores estáticos CC-CC, foco deste trabalho, são um ramo da eletrônica de potência. Conforme Hart (2011), esses circuitos convertem uma tensão CC para outros níveis de tensão CC, disponibilizando sempre uma saída regulada.

Na área de conversores estáticos CC-CC não isolados, as topologias mais conhecidas são Buck, Boost e Buck/Boost. Para o desenvolvimento desse trabalho, será abordado o uso dos conversores estáticos Buck e Boost.

O conversor de energia elétrica CC-CC Buck, também conhecido como abaixador de tensão, requer uma alimentação de tensão contínua de valor fixo e sem ondulação, que por meio de um chaveamento de um MOSFET ou de um IGBT, que são dispositivos de chaveamento intitulados de chaves de potência, pode fornecer um valor preestabelecido de tensão elétrica contínua para a carga, essa tensão não terá inversão de polaridade e será menor que o da sua fonte de alimentação (ARRABAÇA; GIMENEZ, 2014).

Já o conversor de energia elétrica CC-CC Boost, conhecido também como elevador de tensão, funciona de maneira parecida com o conversor Buck, tendo apenas seus componentes rearranjados, e utilizando um chaveamento por intermédio de uma chave de potência, esse conversor pode propiciar uma tensão de saída, ou de carga, de valor mais elevado que sua fonte de alimentação.

A parte fundamental do conversor é a comutação ou chaveamento da chave de potência, que na prática é um dispositivo semicondutor de potência, usualmente um transistor. Nesse sentido, conforme Rashid (1999), necessitando-se desse chaveamento, circuitos integrados poderão fazer o controle dessa chave, gerando sinais de comando ao circuito de potência, porém com o avanço da tecnologia, esses circuitos integrados vêm sendo substituídos por microprocessadores.

Sendo os conversores estáticos CC-CC uma via de estudo dentro da Engenharia Elétrica, e seu uso experimental é algo restrito em muitas instituições de ensino por carecem de tais dispositivos, propõe-se no presente trabalho, o desenvolvimento dos conversores Buck e Boost para estudo e uso didático.

1.1 Objetivos

1.2 Objetivo Geral

Desenvolver uma placa de circuito impresso didática utilizando os conversores Buck e Boost para o estudo da eletrônica de potência.

1.2.1 Objetivos Específicos

- Apresentar um estudo acerca dos conversores propostos neste trabalho;
- Simular em *software* as duas topologias dos conversores idealmente;
- Desenvolver uma simulação que agrega os conversores com o microcontrolador;
- Confeccionar e/ou adquirir os indutores do projeto;
- Projetar e produzir a placa de circuito impresso dos conversores;
- Realizar a aquisição dos resultados do protótipo afim de verificar seu funcionamento e proximidade com a teoria.

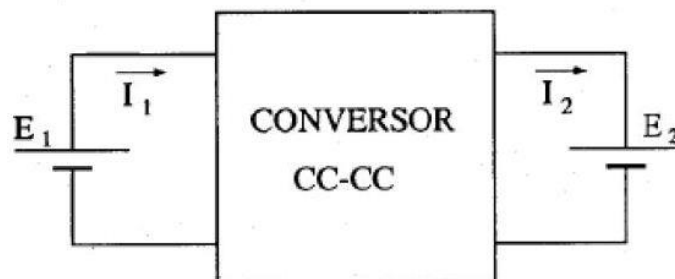
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta um detalhamento acerca dos conversores Buck e Boost, onde será abordado desde as suas características até suas equações de definições de variáveis. Ainda, é explanado sobre o projeto de indutor e circuitos de auxílio ao desenvolvimento prático de um conversor, apresentando um microcontrolador que pode ser utilizado para o sistema de comando dos conversores e findando com uma breve revisão da literatura da área.

2.1 Conversores Estáticos CC-CC

A representação de um conversor CC-CC, apresentado de maneira simplificada na Figura 1, consiste em uma fonte E_1 disponibilizando energia elétrica ao conversor CC-CC, sendo que esse a disponibiliza para a fonte E_2 , que simula uma carga. O conversor CC pode ser descrito como um sistema formado por semicondutores de potência operando como interruptores e também, por elementos passivos, comumente indutores e capacitores, que fazem o controle de fluxo da energia elétrica entre E_1 e E_2 (BARBI; MARTINS, 2006).

Figura 1 – Representação geral de um conversor CC-CC.



Fonte: Barbi e Martins (2006)

Para o projeto dos conversores CC-CC em geral, é requerido um equilíbrio entre frequência de chaveamento, tamanho dos indutores e perdas no chaveamento (RASHID, 1999).

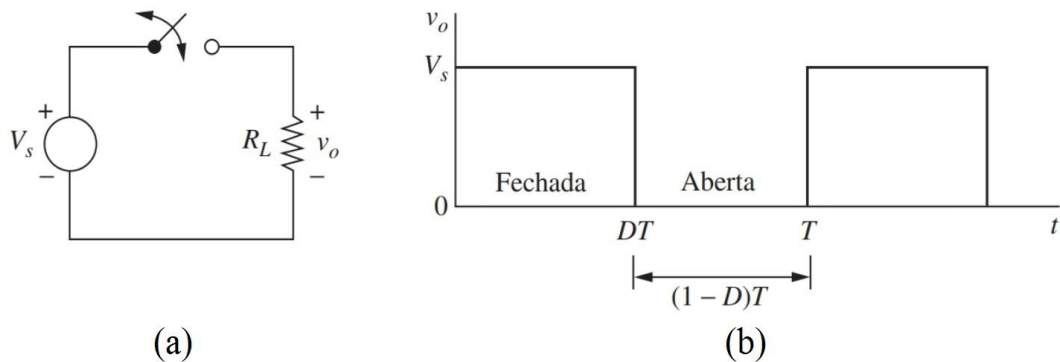
2.1.1 Conversor Chaveado Básico

Analisando idealmente, um dispositivo de potência não deve apresentar limitações de disparo, ou seja, deve comutar-se, quando requerido, instantaneamente para o estado desejado, também deve possuir capacidade de suportar qualquer corrente e tensão (RASHID, 1999).

A ideia primordial de um conversor CC-CC vem em seu chaveamento, a oportunidade de interromper ou permitir a passagem de corrente elétrica permite um controle de tensão. O

circuito mais básico de conversor chaveado, bem como, a forma de onda da tensão gerada no chaveamento podem ser vistas na Figura 2.

Figura 2 - Conversor chaveado básico (a) Forma de onda gerada no chaveamento (b).



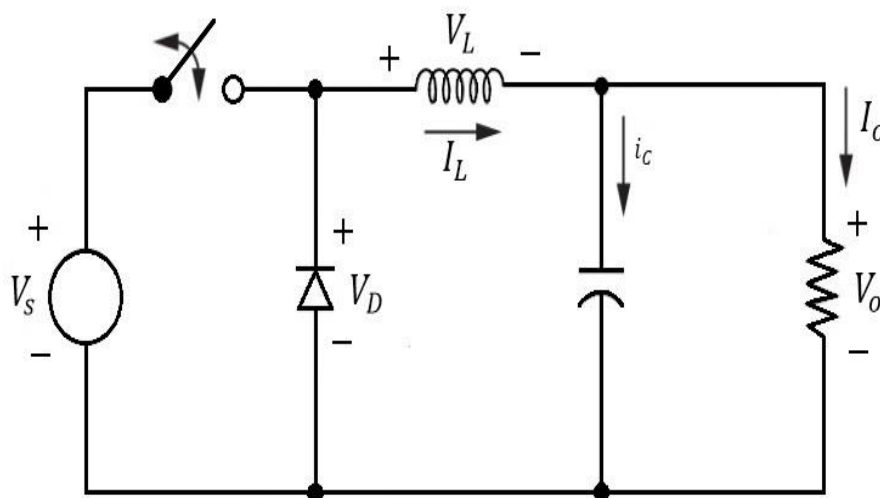
Fonte: Adaptado de Hart (2011)

Normalmente, o período de chaveamento é denominado por T , o D (duty cycle) faz uma relação entre o tempo em que a chave permanece fechada e o tempo do período total T . Na Figura 2b, é possível observar um D de aproximadamente 0,5.

2.1.2 Conversor Buck

O conversor Buck ou abaixador de tensão, representado na Figura 3, tem a capacidade de produzir um valor médio de tensão de saída menor que o valor médio de tensão de entrada, enquanto que, pelo princípio da conservação da energia, o valor da corrente média na saída é maior que o valor da corrente média na entrada (BARBI; MARTINS, 2006).

Figura 3 - Conversor Buck



Fonte: Adaptado de Hart (2011)

Segundo Hart (2011) e Mohan (2014), para o funcionamento em estado estável, o conversor Buck deve apresentar as seguintes propriedades:

- A corrente no indutor ser periódica, conforme descrito:

$$I_L(t + T) = I_L(t). \quad (2.1)$$

- A tensão média no indutor ser zero, dada por:

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} V_L(t) d(t) = 0. \quad (2.2)$$

- A corrente média no capacitor ser zero, dada por:

$$I_C = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} I_C(t) d(t) = 0. \quad (2.3)$$

- Considerando o conversor ideal, a potência de entrada deve ser igual a potência de saída, caso não seja ideal, a potência de entrada deve ser a soma da potência de saída com as perdas, conforme descrito abaixo:

$$P_s = P_o \quad (2.4)$$

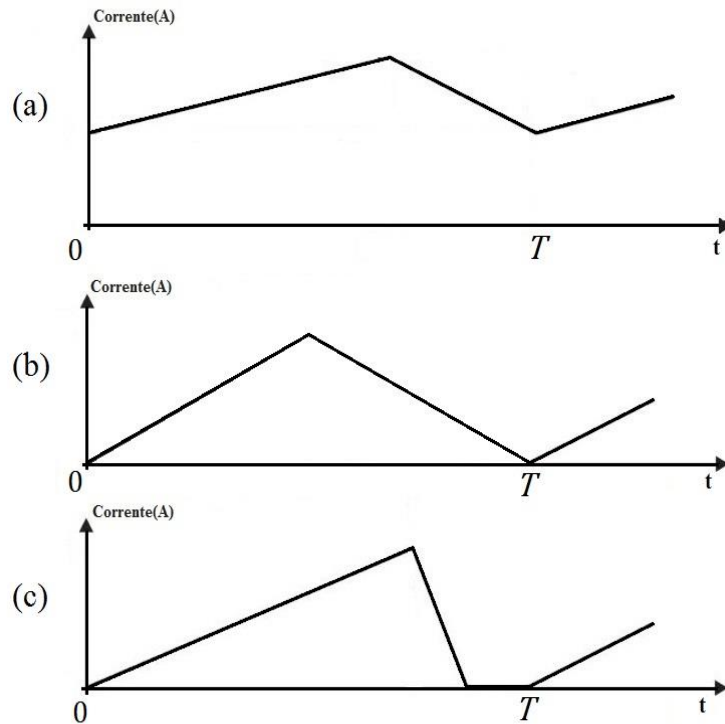
$$P_s = P_o + \text{Perdas} \quad (2.5)$$

Conforme Arrabaça e Gimenez (2014), o conversor de energia elétrica CC-CC Buck, bem como os demais conversores, apresenta três modos de condução, sendo eles: Modo de Condução Contínua (MCC), Modo de Condução Limite (MCL) e Modo de Condução Descontínua (MCD).

Para o Modo de Condução Contínua (MCC), a corrente no indutor não se anula em nenhum instante dentro do período T de chaveamento. No Modo de Condução Limite (MCL), a corrente que passa pelo indutor do conversor atinge zero, exatamente, no final do período T de chaveamento. E por fim, no Modo de Condução Descontínua (MCD), a corrente no indutor atinge zero antes do fim do período T (ARRABAÇA; GIMENEZ, 2014).

A Figura 4 apresenta a forma de onda da corrente no indutor para os diferentes modos de condução.

Figura 4 – Correntes no indutor para: (a) MCC; (b) MCL; (c) MCD.



Fonte: Elaborado pelo autor

2.1.2.1 Modo de Condução Contínuo (MCC) – Buck

Este modo de funcionamento é o foco deste trabalho, visto que apresenta uma melhor eficiência e é o mais comum em projetos e estudos em sala de aula. Nesta parte será abordado o funcionamento do conversor, as equações que definem as variáveis e os valores dos componentes do conversor para este modo, bem como, as principais formas de ondas.

No primeiro momento de funcionamento, quando a chave é fechada, a corrente proveniente da fonte é transferida para o indutor, onde o mesmo irá gerar uma tensão contrária a fonte, conforme equação (2.6). Vale lembrar, que nesse primeiro instante de funcionamento, o diodo está reversamente polarizado.

$$V_L = V_s - V_o = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2.6)$$

Conforme Hart (2011), a equação (2.6) pode ser reescrita em termos do período em que a chave fica fechada, que é igual a DT , deste modo tem-se:

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{\Delta I_L}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L}. \quad (2.7)$$

Assim, isolando a variação de corrente no indutor para o tempo em que a chave está fechada, tem-se:

$$(\Delta I_L)_{fechada} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT. \quad (2.8)$$

Quando a chave é aberta, a fonte passa a não alimentar o circuito, induzindo o diodo a ficar diretamente polarizado e fazendo com que a corrente no indutor passe a alimentar o capacitor e a carga, criando uma oposição de tensão do indutor em relação a carga, conforme equação (2.9), onde o indutor irá fornecer corrente ao capacitor até que a mesma seja maior que a corrente na saída, após isso, o capacitor se descarregará fornecendo corrente a carga.

$$V_s = -V_o = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2.9)$$

Analogamente a chave fechada, é possível reescrever a equação (2.9) em função do tempo em que a chave fica aberta, logo, o tempo de chave aberta é dado por $(1 - D)T$, conforme equação (2.10).

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{\Delta I_L}{(1 - D)T} = -\frac{V_o}{L} \quad (2.10)$$

Isolando a variação de corrente no indutor em chave aberta, obtém-se:

$$(\Delta I_L)_{aberta} = -\frac{V_o}{L} (1 - D)T. \quad (2.11)$$

Por fim, lembrando que a corrente no final do ciclo no indutor, para o modo estável, deve ser igual a corrente inicial do ciclo, ou seja, a soma da corrente no indutor em chave fechada deve se anular com a corrente no indutor em chave aberta (HART, 2011). Conforme equação (2.12) e equação (2.13):

$$(\Delta I_L)_{aberta} + (\Delta I_L)_{fechada} = 0 \quad (2.12)$$

$$-\frac{V_o}{L} (1 - D)T + \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT = 0 \quad (2.13)$$

E assim, resolvendo a equação (2.13), chega-se na relação direta entre tensão de entrada e tensão de saída, dada por

$$V_o = V_s D. \quad (2.14)$$

Segundo Mohan (2014), aplicando-se a lei de Kirchhoff no nó de saída, obtém-se que, conforme equação (2.15), a corrente média no indutor será igual a corrente de saída.

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.15)$$

Como descrito anteriormente, o conversor pode operar em três modos de condução. Para saber se o conversor está operando no Modo de Condução Contínua, pode-se usar a equação (2.16), por ela obtém-se o valor da corrente mínima no indutor, que lembrando, para esse modo, deve ser maior que zero (HART, 2011).

$$I_{L\text{mín}} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right) \quad (2.16)$$

Da corrente mínima no indutor, equação (2.16), chega-se no valor mínimo de indutância para o indutor do conversor Buck operando em modo de condução contínua, dado por:

$$L_{\text{mín}} \geq \frac{(1-D)R}{2f}. \quad (2.17)$$

Já a corrente máxima no indutor, equação (2.18), pode ser representada por:

$$I_{L\text{máx}} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{1-D}{2Lf} \right). \quad (2.18)$$

Onde f representa a frequência de chaveamento, sendo ela, inversamente proporcional ao período T . Tendo a corrente máxima e mínima no indutor, pode-se obter a variação de corrente no mesmo, dada por:

$$\Delta I_L = I_{L\text{máx}} - I_{L\text{mín}} = \frac{V_o(1-D)}{Lf}. \quad (2.19)$$

De acordo com Arrabaça e Gimenez (2014), para o cálculo do capacitor, é considerado que a corrente média que flui por ele é zero, deste modo, é possível calcular o valor do capacitor. A equação que o define é expressa a seguir:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LCf^2}. \quad (2.20)$$

$$C = \frac{(1-D)}{8L \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f^2}. \quad (2.21)$$

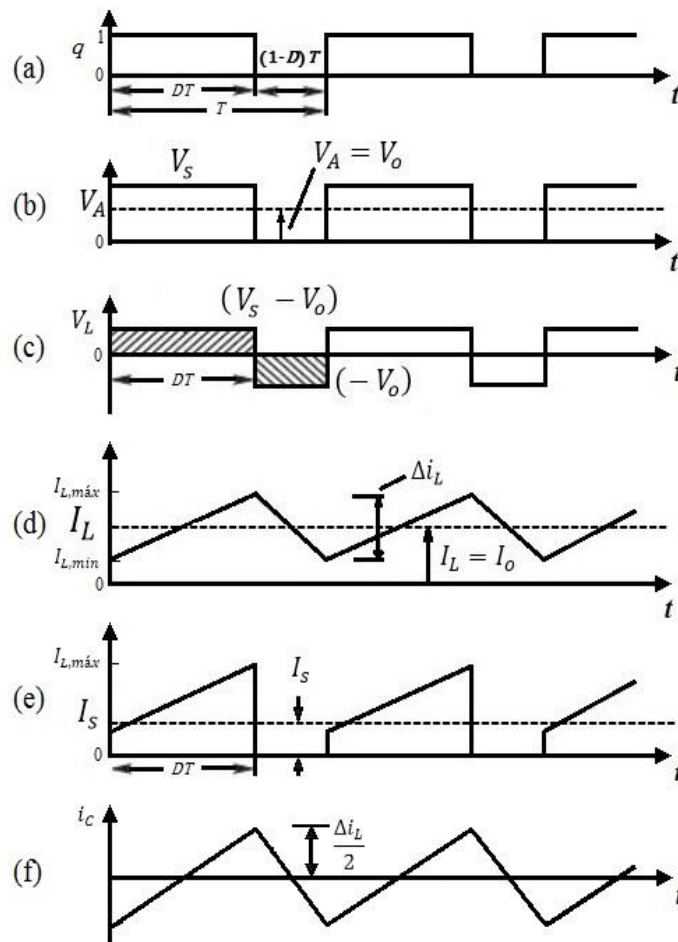
Porém, conforme Hart (2011), na prática o capacitor irá apresentar uma resistência em série interna, e essa por sua vez, gera uma tensão de ondulação adicional na tensão de ondulação

do capacitor, a equação (2.22) representa a variação de tensão em função da resistência do capacitor.

$$\Delta V_{o_{RES}} = \Delta i_C r_C = \Delta i_L r_C \quad (2.22)$$

Para uma melhor análise, dispõe-se na Figura 5, uma síntese das principais formas de ondas do conversor Buck.

Figura 5 - (a) Chaveamento; (b) Tensão na chave; (c) Tensão no indutor; (d) Corrente no indutor; (e) Corrente de entrada; (f) Corrente no capacitor.

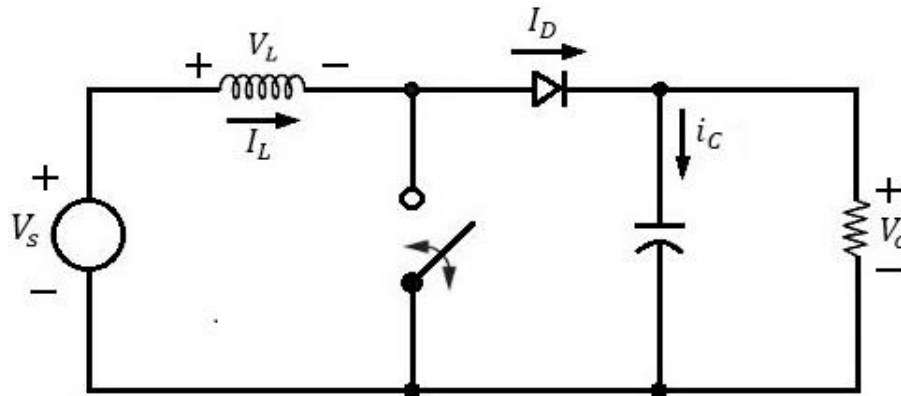


Fonte: Adaptado de Mohan (2014)

2.1.3 Conversor Boost

A estrutura do conversor Boost, apresentada na Figura 6, é basicamente a mesma que a do conversor Buck, os componentes são os mesmos, apenas são rearranjados de forma a criar a topologia do conversor elevador de tensão (BARBI; MARTINS, 2006).

Figura 6 - Conversor Boost.



Fonte: Adaptado de Hart (2011)

Conforme Hart (2011), para analisar esse conversor, igualmente ao anterior, algumas suposições são necessárias, sendo as principais:

- O período de chaveamento continua sendo T e a chave é fechada pelo tempo DT e aberta por $(1 - D)T$ (Igualmente Figura 2b);
- O conversor é ideal, ou seja, componentes ideais, chaveamento instantâneo e a potência de entrada igual a de saída;
- Existem condições de estado estável (iguais ao Buck), contudo, o conversor será analisado diretamente em estado estável.

Observando a Figura 6 e analisando o funcionamento do conversor Boost, temos em um primeiro momento a chave fechada, neste modo o circuito em paralelo com a chave será “cortado” devido ao curto-circuito criado pela mesma, o indutor em série com a fonte irá se carregar, armazenando energia em forma de campo eletromagnético, para num segundo momento, quando a chave abrir, transferir essa energia ao capacitor e à carga (MOHAN, 2014).

2.1.3.1 Modo de Condução Contínuo (MCC) – Boost

Nesta etapa, da mesma forma como foi explanado para o conversor Buck, será abordado o funcionamento do conversor as equações que definem as variáveis e os valores dos componentes do conversor para o modo em questão e ainda, por fim, as principais formas de ondas do conversor.

Conforme Hart (2011), a análise inicia-se em chave fechada, onde a fonte em série com o indutor irá gerar uma variação linear de corrente no indutor, sendo essa variação de corrente responsável por criar tensão no indutor, conforme equação (2.23), e tendo em vista que o tempo associado a chave fechada é dado por DT , temos a resolução da variação da corrente no indutor para a chave fechada, conforme equações (2.24) e (2.25).

$$V_L = V_s = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2.23)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{\Delta I_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (2.24)$$

$$(\Delta I_L)_{fechada} = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.25)$$

Para um segundo momento, onde a chave será aberta, a corrente no indutor não pode mudar instantaneamente, criando assim uma tensão, definida pela equação (2.26). Conforme Hart (2011), sendo a taxa de variação de corrente no indutor uma constante, a corrente então decai linearmente enquanto a chave está aberta, e lembrando que o tempo para chave aberta é dado por $(1 - D)T$, e isolando a variação de corrente no indutor para chave aberta, tem-se na equação (2.28) sua definição.

$$V_L = V_s - V_o = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2.26)$$

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{\Delta I_L}{(1 - D)T} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.27)$$

$$(\Delta I_L)_{aberta} = \frac{(V_s - V_o)(1 - D)T}{L} \quad (2.28)$$

Conforme suposições iniciais, o conversor operando no estado estável, a variação de corrente no indutor é definida pela equação (2.29).

$$(\Delta I_L)_{aberta} + (\Delta I_L)_{fechada} = 0 \quad (2.29)$$

$$\frac{V_s DT}{L} + \frac{(V_s - V_o)(1 - D)T}{L} = 0 \quad (2.30)$$

Por fim, isolando a tensão de saída V_o , chega-se na equação (2.31), que define a tensão de saída em função da tensão de entrada e do *duty cycle* (D).

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D} \quad (2.31)$$

Conforme Hart (2011) e Mohan (2014), a corrente no indutor é igual a corrente de entrada, sendo seu valor médio calculado por meio da corrente na carga, utilizando a ideia do conversor ser ideal, onde potência de entrada é igual a potência de saída, obtém-se para a corrente média no indutor:

$$I_L = I_S = \frac{V_o I_o}{V_s} = \frac{V_o^2}{V_s R} = \left(\frac{V_s}{1-D} \right) \left(\frac{V_o}{V_s R} \right) = \frac{V_o}{(1-D)R}. \quad (2.32)$$

Para definir a amplitude máxima e mínima dessa corrente no indutor, usa-se da corrente média definida mais a soma ou subtração da metade da variação da corrente no indutor, conforme equações (2.33) e (2.34) (HART, 2011; MOHAN, 2014).

$$I_{L_{\min}} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s D T}{2L} \quad (2.33)$$

$$I_{L_{\max}} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{V_s D T}{2L} \quad (2.34)$$

Da equação (2.33), corrente mínima no indutor, converge-se para a equação (2.35), que define o valor mínimo de indutância para que a corrente mínima no indutor seja maior que zero (operação em MCC).

$$L_{\min} \geq \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.35)$$

Conforme Hart (2011), utilizando das equações já mencionadas, é possível obter um valor de indutância em relação a variação de corrente no indutor, facilitando futuramente para o desenvolvimento do projeto. Desta forma, a equação (2.36) faz essa relação.

$$L = \frac{V_s D}{\Delta I_L f} \quad (2.36)$$

Segundo Arrabaça e Gimenez (2014) e Hart (2011), a equação para definição do valor da capacitância do capacitor, bem como, a variação de tensão na saída, podem ser obtidas por intermédio da forma de onda ideal da corrente no capacitor, resultando na equação (2.37).

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.37)$$

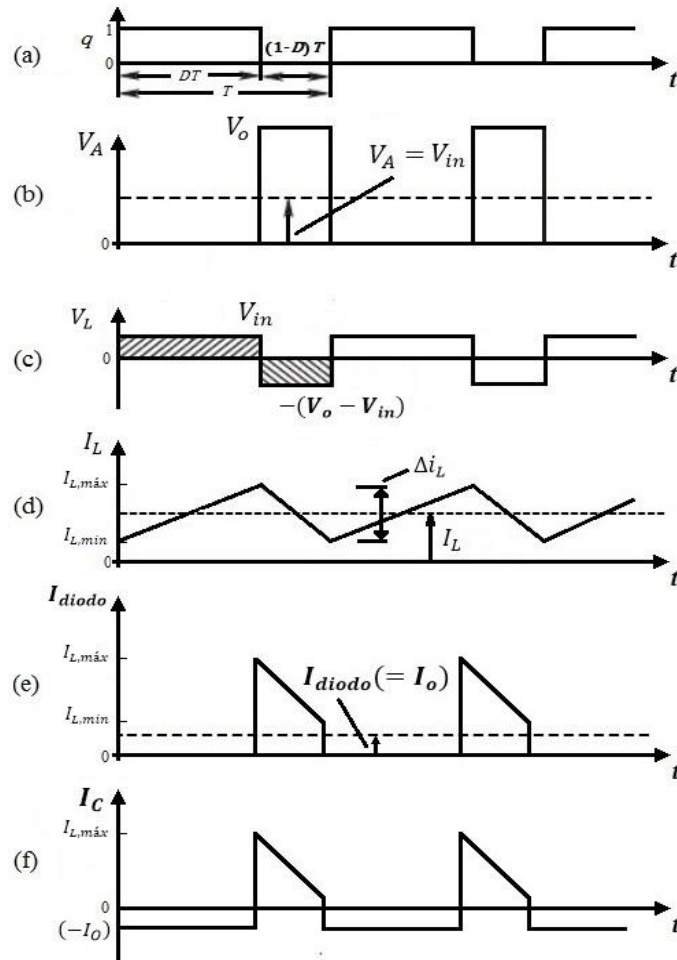
$$C = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f} \quad (2.38)$$

Segundo Hart (2011), da mesma forma que o conversor Buck, a resistência em série interna do capacitor pode influenciar significativamente na tensão de ondulação na saída, desta forma, a equação (2.39) descreve a tensão de ondulação em função da resistência do capacitor.

$$\Delta V_{o_{RES}} = \Delta i_C r_C = I_{L_{\max}} r_C \quad (2.39)$$

Por fim, na Figura 7 tem-se as principais formas de onda do conversor Boost.

Figura 7 - (a) Chaveamento; (b) Tensão na chave; (c) Tensão no indutor; (d) Corrente no indutor; (e) Corrente no diodo; (f) Corrente no capacitor



Fonte: Adaptado de Mohan (2014)

2.2 Projeto Físico do Indutor

Para a realização do projeto dos conversores deste trabalho, se faz necessário um indutor adequado, desta maneira, o presente tópico tem por objetivo apresentar uma abordagem simplificada de projeto de indutor toroidal.

Conforme Mohan (2014), o método do produto das áreas, levando como base valores pré-escolhidos de pico da densidade de fluxo magnético, representada por $B_{m\acute{a}x}$, e da densidade de corrente, dada por $J_{m\acute{a}x}$, permite a escolha de tamanho apropriado de um núcleo e da área da seção transversal do fio a se utilizar.

Desta maneira, resume-se em uma fórmula as variáveis referente ao núcleo, representada por

$$N = \frac{L * I_{Lm\acute{a}x}}{B_{m\acute{a}x} A_{n\acute{u}cleo}}, \quad (2.40)$$

onde N representa o número de espiras a se utilizar no núcleo, L é a indutância desejada, $A_{n\acute{u}cleo}$ é a área da seção transversal do núcleo, conforme representação da Figura 8, e onde $I_{Lm\acute{a}x}$ é a corrente de pico que fluirá pelo indutor, representada anteriormente nas equações dos dois conversores e reescrita a seguir:

$$I_{Lm\acute{a}x} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2}. \quad (2.41)$$

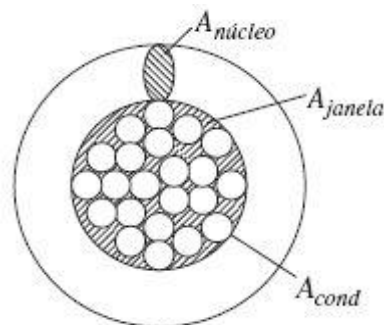
Para encontrar a área da seção transversal do condutor, representada aqui por A_{cond} e também representada na Figura 8, Mohan (2014) sugere o seguinte cálculo

$$A_{cond} = \frac{I_{Lrms}}{J_{m\acute{a}x}}, \quad (2.42)$$

sendo que a corrente eficaz no indutor pode ser representada, simplificadoamente, por

$$I_{Lrms} = \sqrt{I_L^2 + \frac{1}{12} * \Delta I_L^2}. \quad (2.43)$$

Figura 8 - Ilustração do núcleo toroidal



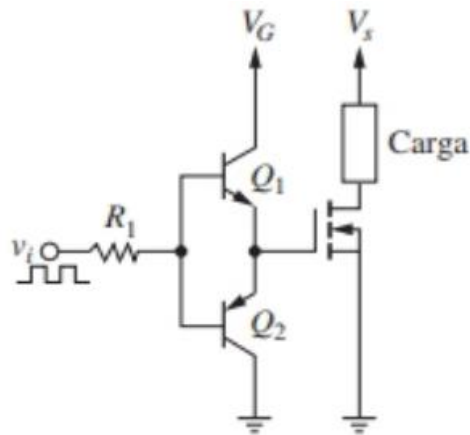
Fonte: Mohan (2014)

2.3 Driver

Para o chaveamento do conversor é utilizado transistores, normalmente, IGBTs ou MOSFETs. Conforme Hart (2011), para o acionamento desses transistores é necessário uma tensão de *gate*, tipicamente entre 10 V e 20 V, desta forma, se o sinal de entrada do transistor advir de um dispositivo lógico de baixa tensão, se faz necessário o uso de um circuito de acionamento, o chamado *driver*.

Circuitos de acionamento, geralmente utilizam transistores de corrente para intermediar o pulso recebido do sistema de controle com o transistor de chaveamento (MOSFET ou IGBT), mas também, existem circuitos integrados que fazem essa intermediação. Um exemplo de circuito típico de acionamento, pode ser visualizado na Figura 9.

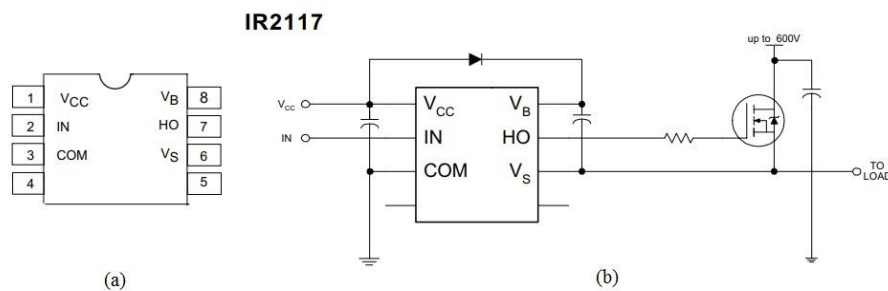
Figura 9 - Exemplo de circuito *driver*



Fonte: Hart (2011)

Os circuitos integrados, específicos para fazer essa intermediação e acionamento da chave, apresentam eficiência e robustez maiores que um circuito típico. Um exemplo de circuito integrado *driver* é o IR2117, seu diagrama externo e um exemplo de ligação em um MOSFET, estão dispostos na Figura 10.

Figura 10 - IR2117: (a) Representação externa; (b) Exemplo de conexão em um MOSFET



Fonte: International Rectifier (2007)

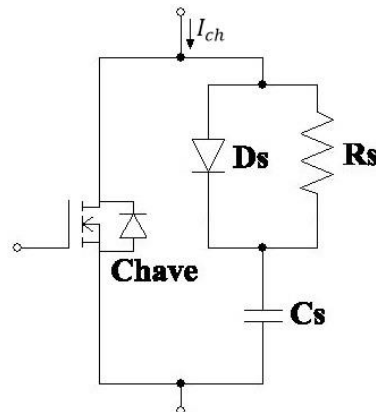
2.4 Snubber

Em muitos circuitos *choppers* e inversores, é realizada a conexão de um diodo antiparalelo com o dispositivo de comutação do circuito, com intuito de permitir o fluxo da

corrente reversa proveniente da carga indutiva, evitando uma tensão reversa, e também para melhorar os requisitos de desligamento do circuito de comutação (RASHID, 1999).

No mesmo sentido, para limitar a tensão no dispositivo de comutação durante os transitórios de chaveamento, é usado um circuito denominado *snubber* (AHMED, 2000). Na Figura 11, está disposto um exemplo de circuito *snubber* em um MOSFET como chave.

Figura 11 - Exemplo de circuito *snubber*



Fonte: Elaborada pelo autor

Basicamente, o capacitor começará absorver energia no momento em que a chave iniciar sua abertura, diminuindo a variação de tensão na chave e carregando-se até sua tensão de bloqueio. Vai descarregar por intermédio do resistor, no momento em que a chave passar a conduzir. Dessa forma, o circuito *snubber* pode amortecer e limitar a tensão extra gerada nos transitórios.

Para a definição do capacitor, conforme Hart (2011) apresenta em um circuito análogo ao da Figura 11, se a corrente na chave/transistor (não ideal) atingir zero antes do capacitor se carregar completamente, sua capacitância pode ser definida conforme

$$C_s = \frac{I_{ch} t_f}{2V_f}, \quad (2.44)$$

onde V_f representa a tensão desejada no capacitor no instante t_f em que a corrente na chave atingir zero.

A capacitância de valor elevado fará com que a chave dissipe menos potência. Contudo, isso aumentará a potência dissipada no resistor, dessa forma, reduz-se a necessidade de resfriamento da chave (HART, 2011).

A ideia do resistor no circuito *snubber* é visada na limitação do pico da corrente de dissipação provinda do capacitor, para que se descarregue antes que a chave se abra novamente e cesse sua condução.

Segundo Hart (2011), o valor do resistor, supondo que seja necessário cinco constantes de tempo para que o capacitor se descarregue por completo, pode ser expresso conforme

$$R_s < \frac{t_{on}}{5C_s}, \quad (2.45)$$

onde t_{on} representa o tempo em que a chave está conduzindo.

O valor da potência dissipada no resistor, sendo V_s a tensão máxima que a fonte fornece a chave e f é a frequência de chaveamento, pode ser definida por:

$$P_R = \frac{C_s V_s^2 f}{2}. \quad (2.46)$$

2.5 Circuito de Comando e Chaveamento

Com o avanço da tecnologia e criação dos circuitos microprocessados e microcontrolados, um grande impacto no controle e na sintetização estratégica de controle dos dispositivos semicondutores de potência foi gerado, sendo esses circuitos responsáveis pela parte inteligente dos sistemas (RASHID, 1999).

Conforme Souza (2008), um microcontrolador pode ser definido como um pequeno componente eletrônico, dotado de uma lógica programável, utilizado no controle de processos lógicos, sendo provido de portas de entrada e/ou saída paralelas, *timers*, memória de dados, PWM's, dentre outros.

Diversas funcionalidades fazem do microcontrolador um ótimo dispositivo de comando para o presente trabalho, podendo comandar ambos os conversores com seu sinal PWM ajustável em largura por intermédio da programação, bem como, abre portas para uma implementação maleável e didática.

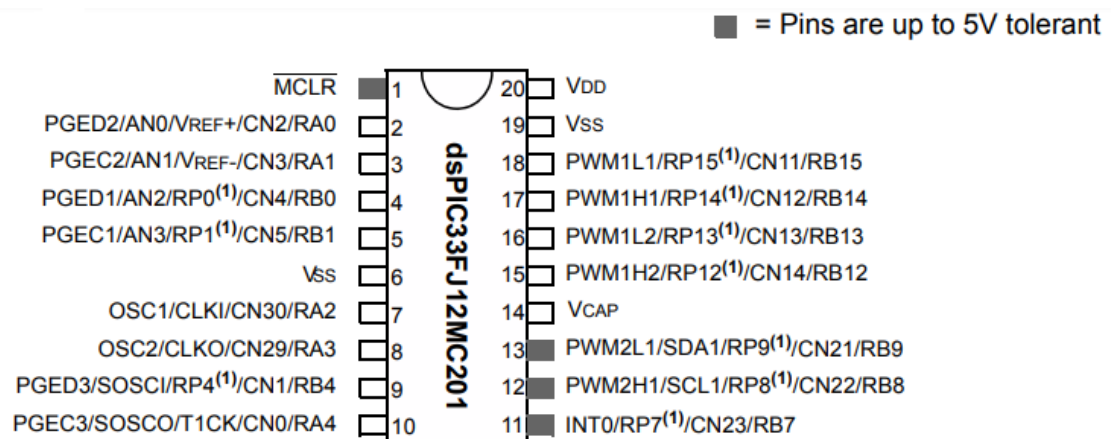
2.5.1 Microcontrolador dsPIC33FJ12MC202

Um excelente microcontrolador e com potencial de uso para o presente trabalho é o dsPIC33FJ12MC202, um dispositivo que apresenta saídas PWM dedicadas e velocidade de processamento elevada suficientemente para realizar diversas ações de interação, sem ocasionar

problemas. Trabalha com um processamento de 16 bits, e pode operar em até 40 MIPS (MICROCHIP, 2011).

O esquemático do diagrama de pinos do presente microcontrolador está apresentado na Figura 12. O dsPIC33FJ12MC202 trabalha com uma tensão de alimentação de 3,3 V, sendo que, determinadas portas suportam até 5 V.

Figura 12 - Pinos dsPIC33FJ12MC202



Fonte: Microchip (2011)

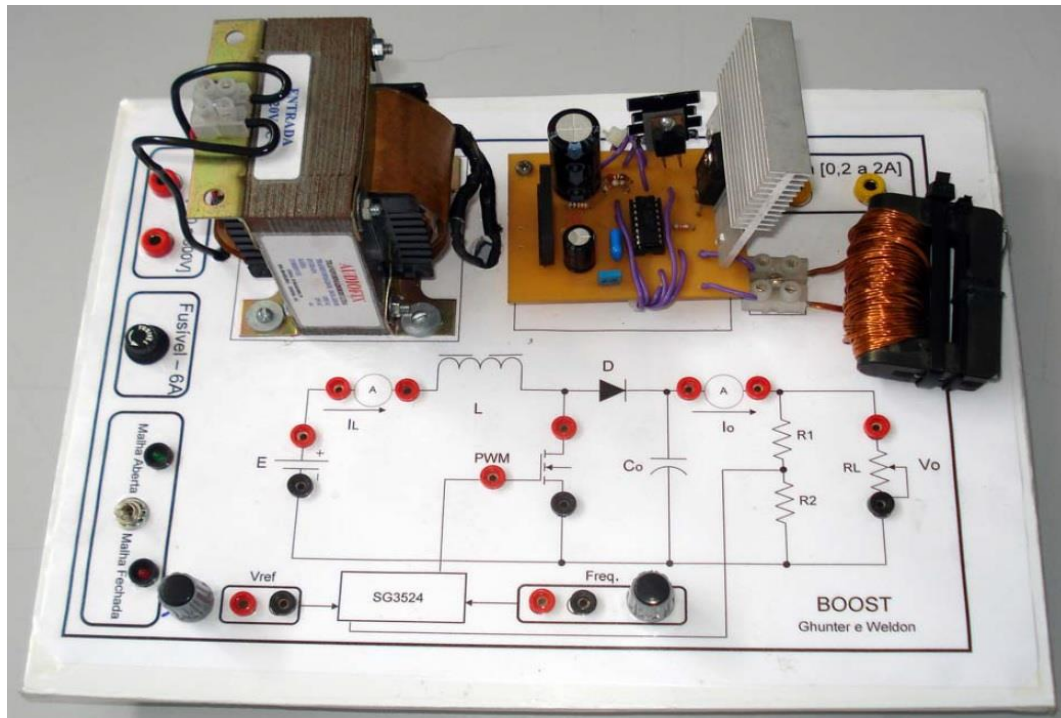
2.6 Outros Trabalhos na Área

Com intuito de verificar projetos semelhantes já desenvolvidos dentro da temática escolhida, de maneira a agregar na presente monografia, apresenta-se a seguir uma breve revisão da literatura.

Teixeira et al. (2008) desenvolveram o projeto e a implementação de um conversor Boost em plataforma didática, com operação em malha fechada. No projeto, os autores demonstram todos os equacionamentos referentes ao conversor operando em MCC, e também apresentam as fórmulas que foram necessárias para o dimensionamento do indutor. O protótipo didático do conversor Boost desenvolvido pelos autores é apresentado na Figura 13.

Pozzatti (2015) elaborou uma fonte chaveada de alta frequência, utilizou um conversor Buck operando em Modo de Condução Contínua para obter uma saída fixa e regulada em 30V por controle de PWM, afim de utilizar-se dessa saída regulada como forma de alimentação de diversos reguladores de tensão para obter variadas tensões abaixo de 30V, bem com, uma saída variável entre 1,2 V e 25 V. O autor abordou no projeto o desenvolvimento do conversor Buck, circuito *snubber*, *driver*, filtros, projeto de indutor, sistema de controle, dentre outros.

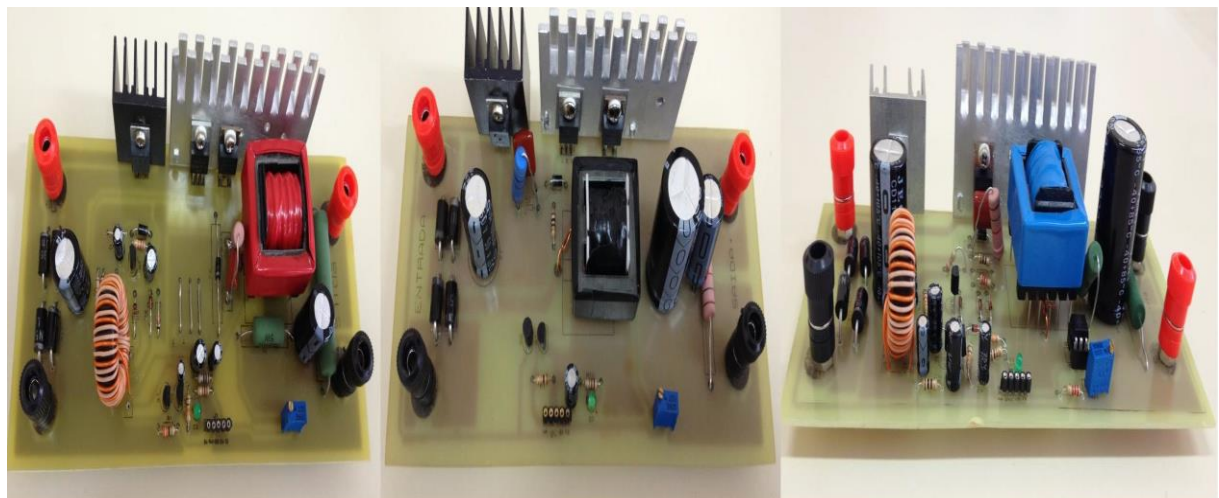
Figura 13 – Plataforma do conversor Boost didático desenvolvido



Fonte: Teixeira et al. (2008)

Outro projeto de referência foi confeccionado por Leão (2016), que propôs a construção de 3 kit's didáticos, contendo em cada um deles um conversor Buck, um conversor Boost e um conversor Buck-Boost. Os três conversores propostos tem saídas variadas e apresentam controle em malha aberta e fechada. A autora apresenta todo o projeto dos conversores, circuitos de auxílio a comutação, projeto de indutor e CI's responsáveis pelo controle PWM dos conversores. Os conversores elaborados podem ser visualizados na Figura 14.

Figura 14 – Protótipos criados (a) Conversor Buck; (b) Conversor Boost; (c) Conversor Buck-Boost.



(a)

(b)

(c)

Fonte: Leão (2016)

No mesmo sentido, Semonetti e Humenhuk (2019) propuseram o projeto e confecção de PCI's didáticas dos conversores Buck e Boost. O projeto dos autores visou a operação dos conversores em MCD e MCC. Fazendo-se uso de um dispositivo gerador de PWM, que permitia a alteração do *duty cycle* e da frequência de trabalho, foi possibilitada a operação do controle em malha aberta. Os protótipos dos conversores foram embutidos em uma maleta didática e apresentados pelos autores, podendo ser visualizada na Figura 15.

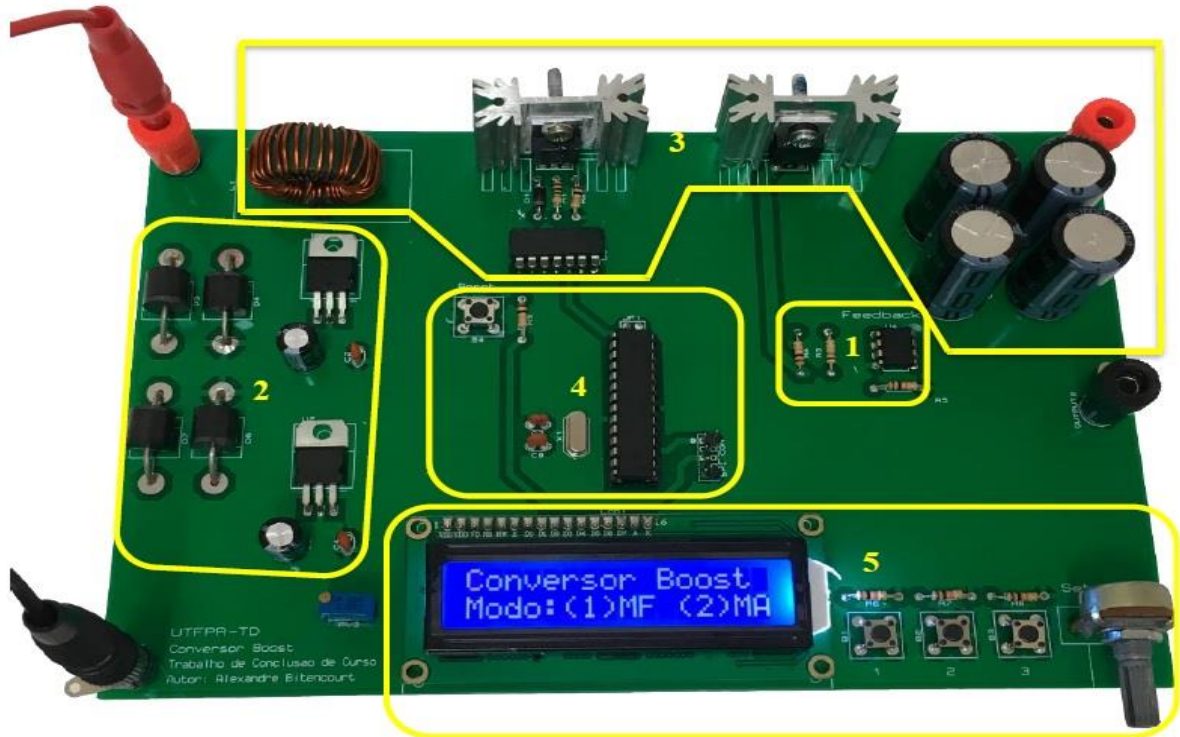
Figura 15 - Conversores Buck e Boost na maleta didática



Fonte: Semonetti e Humenhuk (2019)

Complementando o estudo da bibliografia da área, Fonseca (2019) empregou o desenvolvimento de um conversor Boost para ser utilizado como ferramenta instrucional. O conversor desenvolvido pelo autor apresenta controle em malha aberta e em malha fechada, sendo utilizado um microcontrolador para realizar a geração do PWM, os controles em malha aberta e fechada, e também intermediar uma interface com o usuário. O protótipo não consta com uma carga fixa, deixando a saída do conversor em aberto para o usuário inserir a mesma. Um limite de tensão de saída máxima de 100 V é definido e garantido por um sistema de proteção utilizando amplificador operacional. A Figura 16 apresenta o conversor didático desenvolvido.

Figura 16 - Conversor Boost didático confeccionado



Fonte: Fonseca (2019)

Desta forma, diante dos projetos expostos, propõe-se a elaboração dos conversores Buck e Boost para disponibilizar seu uso instrucional, visando a operação em malha aberta, com *duty cycle* variável e de escolha do usuário para ambos os conversores, bem como, a implementação de um microcontrolador para realizar a geração de PWM e intermediar uma interface com o usuário.

3 METODOLOGIA

O contexto geral do presente tópico apresenta os dois conversores, iniciando pelo equacionamento teórico de indutância e capacitância do conversor Buck e seguindo para o conversor Boost. Dentro desses, subtópicos abordam as definições que foram efetuadas, bem como, os valores dos componentes obtidos das equações fundamentais para os extremos de funcionamento dos conversores.

Ainda, dentro de cada subtópico é apresentado os circuitos ideias desenvolvidos no *software* PSIM, baseados nos valores calculados. O desenvolvimento do protótipo no *software* Proteus também é apresentado no final do presente capítulo.

3.1 Desenvolvimento do Conversor Buck

Para obter os valores dos componentes reativos, algumas definições tiveram que ser efetuadas de modo a facilitar e viabilizar a parte experimental. Tendo em vista que as fontes disponíveis no laboratório possuem uma tensão máxima de 30 V, foi definida a tensão limite de entrada. Contudo, tem-se um limite de tensão de saída a limitar a corrente de saída para que não se transponha uma potência que seja impraticável ao resistores.

Os valores de tensão de entrada foram projetados para o pior caso, ou seja, 30 V, e a tensão de saída será limitada pela razão cíclica. Conforme Hart (2011), valores de frequência em torno de 50 kHz, relativamente baixos, são escolhidos por projetistas para diminuir as perdas de chaveamento, contudo, valores de indutância e capacitância maiores são requeridos. A Tabela 1 apresenta os valores definidos do projeto.

Tabela 1 – Definições de projeto para o conversor Buck

Definições	Símbolo	Valor
Frequência	f	50 kHz
Tensão da fonte	V_s	10 V a 30 V
Tensão de saída	V_o	1 V a 27 V
Variação da tensão de saída	$\frac{\Delta V_o}{V_o}$	6%
Corrente de saída	I_o	9,09 mA a 245,45 mA
Potência máxima de saída	P_o	6,627 W

Varição da corrente no indutor	ΔI_L	50% de I_L
<i>Duty Cycle</i>	D	0,1 a 0,9
Carga	R	110 Ω

Fonte: Elaborada pelo autor

3.1.1 Equacionamento da Indutância

Para a análise em questão foram levados em conta os valores das variáveis *duty cycle* e tensões de entrada, de forma a encontrar os valores de indutância necessários, sendo escolhido, o maior valor de indutância calculado de maneira a atender as variações estipuladas.

3.1.1.1 Análise da Indutância para $D = 0,1$ e $V_s = 30 V$

De início, da equação (2.17), o valor de indutância crítico foi obtido, ou seja, o valor mínimo para se trabalhar em Modo de Condução Contínua (MCC), a seguir:

$$L_{min} \geq 990 \mu H. \quad (3.1)$$

Porém, um valor de variação de corrente no indutor foi estipulado nas definições de projeto, sendo ele 50% da corrente média do indutor, com esse valor, na equação (2.19), juntamente com a equação (2.15), é possível obter um valor de indutância necessária para tais definições, a seguir tem-se o valor da indutância:

$$L = 3,96 mH. \quad (3.2)$$

3.1.1.2 Análise da Indutância para $D = 0,9$ e $V_s = 30V$

No mesmo sentido do equacionamento anterior, para operar em MCC, da equação (2.17), tem-se:

$$L_{min} \geq 110 \mu H. \quad (3.3)$$

E da mesma forma, a variação da corrente no indutor estipulada será utilizada para obtenção do valor de indutância idealizado, provindo das equações (2.15) e (2.19), tem-se:

$$L = 440 \mu H. \quad (3.4)$$

Com essa tensão e essas variações de *duty cycle*, todas as variações de indutância foram atendidas, não sendo necessário realizar o cálculo para tensões de entrada menores. Deste modo, a indutância utilizada será de 3,96 mH.

3.1.2 Equacionamento da Capacitância

Para o cálculo da capacitância, foram levados em consideração os valores de *duty cycle*, frequência de chaveamento, indutância calculada e variação de tensão na saída, essa última, definida em projeto. Vale ressaltar que o valor mínimo de capacitância a ser escolhido será o de maior valor calculado, a seguir.

3.1.2.1 Análise da capacitância para $D = 0,1$ e $L = 3,96$ mH

O valor mínimo de capacitância a se escolher, também depende do valor de indutância definido, desta forma, da equação (2.21), tem-se a seguir:

$$C = 189,3939394 \text{ nF.} \quad (3.5)$$

3.1.2.2 Análise da capacitância para $D = 0,9$ e $L = 3,96$ mH

Para esses parâmetros, e levando em consideração que o valor de indutância mínimo já foi definido como 3,96 mH, o valor de capacitância mínimo, é dado por:

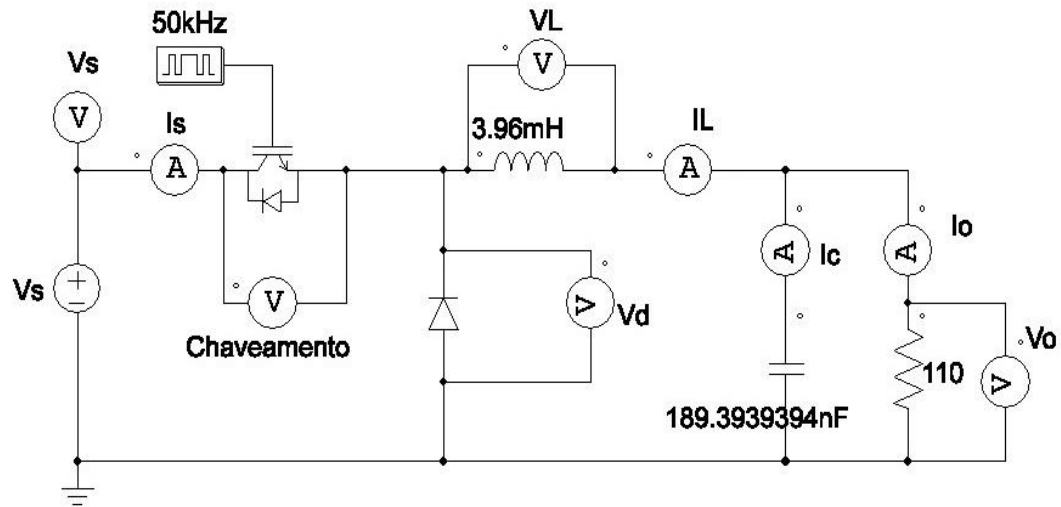
$$C = 21,04377 \text{ nF.} \quad (3.6)$$

Na prática, valores de capacitância maiores que os calculados não trarão problemas, pelo contrário, são requeridos, pois quanto maior a capacitância menor será a resistência interna do capacitor, sendo que essa é responsável por uma ondulação de tensão adicional na saída. Contudo, adotando um valor pequeno de corrente máxima de saída, conseqüentemente a variação de corrente no indutor será de baixo valor, que é o caso, a variação de tensão na saída provinda da resistência do capacitor, se torna insignificante.

3.1.3 Simulação do conversor Buck Ideal

Para as simulações foi utilizado o *software* PSIM, importante ferramenta para elaboração e verificação de circuitos elétricos. O circuito ideal do conversor Buck é demonstrado na Figura 17.

Figura 17 – Simulação do conversor Buck idealizado



Fonte: Elaborada pelo autor

3.2 Desenvolvimento do Conversor Boost

As definições dos valores das variáveis do conversor Boost se baseiam na simplificação e viabilidade do projeto experimental, bem como, nas limitações do laboratório da universidade. Dessa forma, o limite de tensão de entrada foi definido na tensão máxima que um canal das fontes do laboratório pode fornecer, os 30 V. A tensão mínima, para efeito de cálculo, foi definida em 10 V, porém, se trabalhado em tensão menor, teoricamente, o ganho deve ser mantido constante conforme *duty cycle* escolhido, sem apresentar problemas.

Devido à natureza do conversor Boost, sua tensão de saída com os 30 V de entrada, pode atingir, relativamente, valores altos de tensão, sendo assim, de modo a limitar essa tensão e também o tamanho do indutor, o *duty cycle* foi limitado em 0,5, o que pode gerar uma tensão de saída máxima próxima dos 60 V.

A carga escolhida visa uma corrente de saída elevada suficientemente para captar resultados mais robustos possíveis, dentro de uma potência praticável pelos resistores disponíveis em laboratório, sem transformar a implementação prática em algo inviável. A Tabela 2 apresenta as definições de projeto do conversor Boost.

Tabela 2 – Definições de projeto para o conversor Boost

Definições	Símbolo	Valor
Frequência	f	50 kHz
Tensão da fonte	V_s	10 V a 30 V

Tensão de saída	V_o	11,11 V a 60 V
Variação da tensão de saída	$\frac{\Delta V_o}{V_o}$	6%
Corrente de saída	I_o	44,1 mA a 150 mA
Potência máxima de saída	P_o	9 W
Variação da corrente no indutor	ΔI_L	50% de I_L
<i>Duty Cycle</i>	D	0,1 a 0,5
Carga	R	400 Ω

Fonte: Elaborada pelo autor

3.2.1 Equacionamento da Indutância

Para a análise do conversor, foram levados em conta os valores das variáveis *duty cycle* e tensões de entrada, de forma a encontrar os valores de indutância necessários, sendo escolhido, o maior valor de indutância calculado, de forma a atender as variações estipuladas. Para o presente conversor, a análise dos extremos não resulta no maior valor de indutância necessária. Dessa forma, para encontrar o valor mais elevado de indutância, aplica-se valores diferenciados de *duty cycle* na equação (2.36) até se obter o maior valor de indutância.

3.2.1.1 Análise da Indutância Conversor Boost

Após tentativas com diversos valores de *duty cycle*, o valor que resultou na magnitude de indutância mais elevada foi $D = 0,3333\dots$, sendo assim, da mesma maneira que o conversor Buck, a indutância crítica para manter o conversor em MCC foi achada para o conversor Boost, da equação (2.35), tem-se:

$$L_{min} \geq 592,59 \mu\text{H}. \quad (3.7)$$

Contudo, é possível encontrar um valor de indutância mais preciso, que provém da definição da variação de corrente no indutor, das equações (2.31) e (2.32), sintetizadas na equação (2.36), resulta em:

$$L = 2,3703 \text{ mH}. \quad (3.8)$$

Sendo assim, a indutância teórica definida para os parâmetros de projeto em questão, foi de 2,3703mH.

3.2.2 Equacionamento da Capacitância

Para o equacionamento da capacitância, diferentemente do conversor Buck, não se faz necessário a indutância. As capacitâncias são calculadas em função do *duty cycle*, frequência de chaveamento, carga e da variação de tensão na saída, com isso se abrange os limites gerais necessários, sendo escolhida como valor mínimo de capacitância a de maior valor calculado.

3.2.2.1 Análise da Capacitância para $D = 0,1$

Da equação (2.38), exposta no capítulo anterior, obtém-se:

$$C = 83,33 \text{ nF} \quad (3.11)$$

3.2.2.2 Análise da Capacitância para $D = 0,5$

Diretamente, da mesma equação (2.38), tem-se o maior valor de capacitância, devido ao maior valor de razão cíclica.

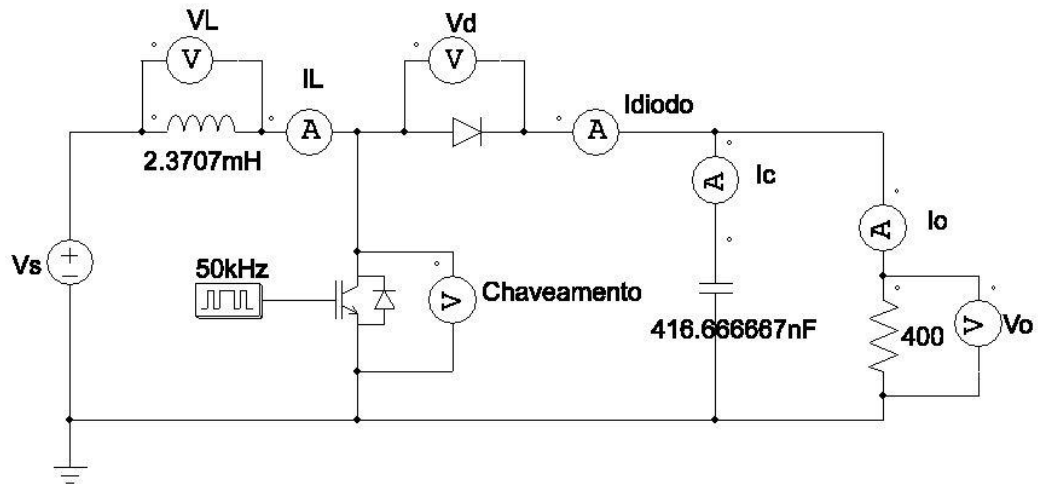
$$C = 416,6666667 \text{ nF} \quad (3.12)$$

Vale ressaltar, que na prática, o capacitor irá apresentar uma resistência interna, deste modo, o valor de capacitância a ser escolhido deve ser superior ao valor de capacitância idealizada em cálculo, uma vez que, quanto maior a capacitância, menor a resistência interna do capacitor. Contudo, vale salientar também, que a corrente que fluirá pelo indutor não será de valor elevado, conforme equação (2.39), resultando assim, em um valor de magnitude de tensão de ondulação relativamente baixo.

3.2.3 Simulação do Conversor Boost Ideal

O circuito equivalente do conversor Boost, idealizado, foi criado no *software* PSIM, utilizando os valores dos componentes calculados e das definições feitas na Tabela 2, desta forma, apresenta-se o referido circuito na Figura 18.

Figura 18 – Simulação do conversor Boost idealizado



Fonte: Elaborada pelo autor

3.3 Protótipo dos Conversores

O desenvolvimento do circuito de interação foi feito no *software* Proteus, objetivando-se uma placa de circuito impresso que agregasse um microcontrolador e os dois conversores a serem comandados em malha aberta, contendo meios para interagir com o usuário.

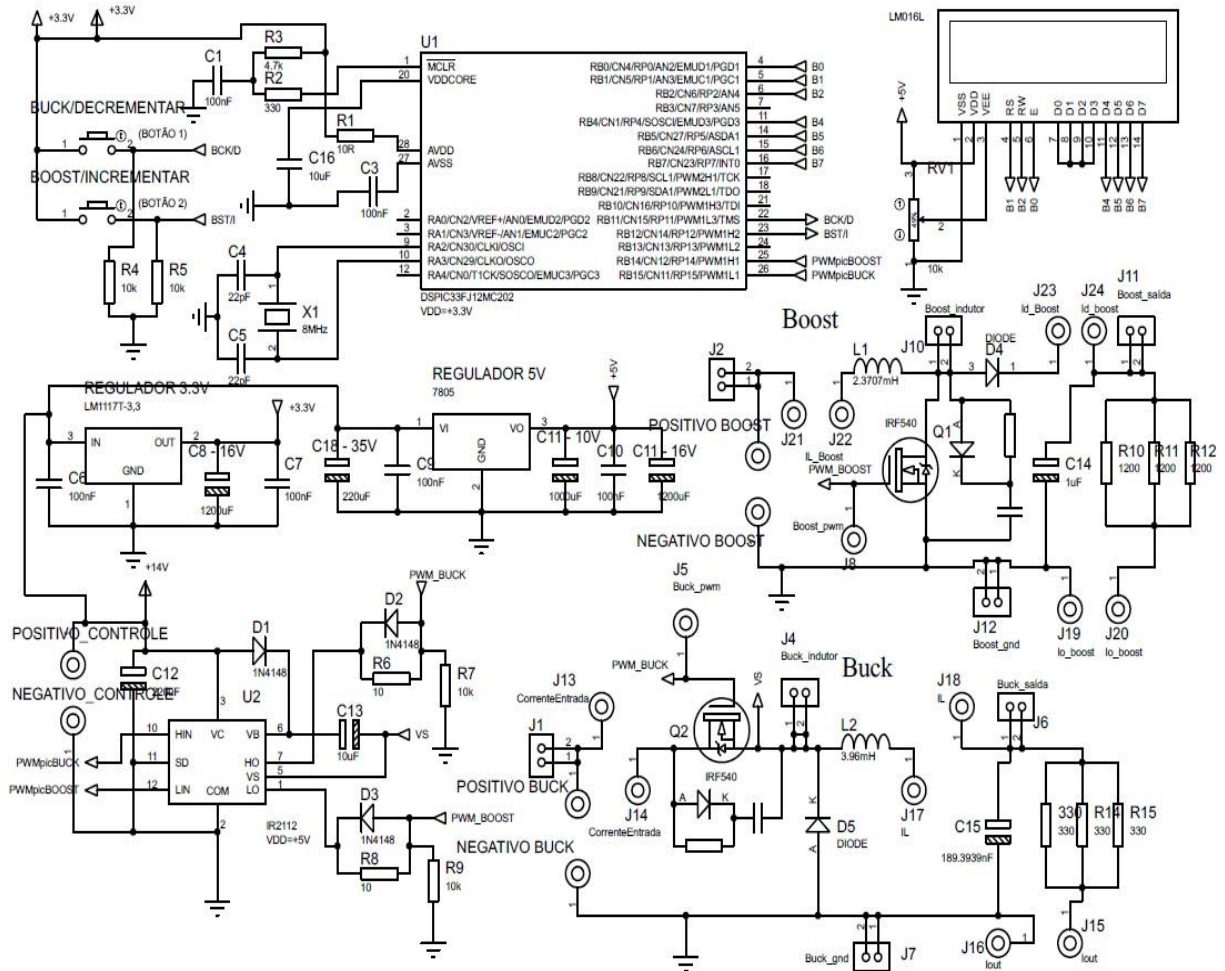
3.3.1 Projeto do Protótipo em *Software*

Para a elaboração desse projeto foi escolhido o microcontrolador dsPIC33FJ12MC202, sua característica designada, principalmente, à geração de PWM, bem como, sua capacidade de processamento, foram fundamentais para a escolha do mesmo.

O *driver* usado para fazer a ampliação do PWM gerado pelo microcontrolador foi o IR2112, circuito que propicia o uso de dois canais de ampliação, facilitando assim, a implementação prática do mesmo.

Para a interação com o usuário foi agregado ao projeto um *display* LCD e dois botões, por intermédio deles é possível fazer a escolha do conversor a ser utilizado, e também, definir o *duty cycle* desejado. A Figura 19 demonstra o circuito desenvolvido no *software* Proteus para este trabalho.

Figura 19 - Circuito de interação dos conversores com o microcontrolador



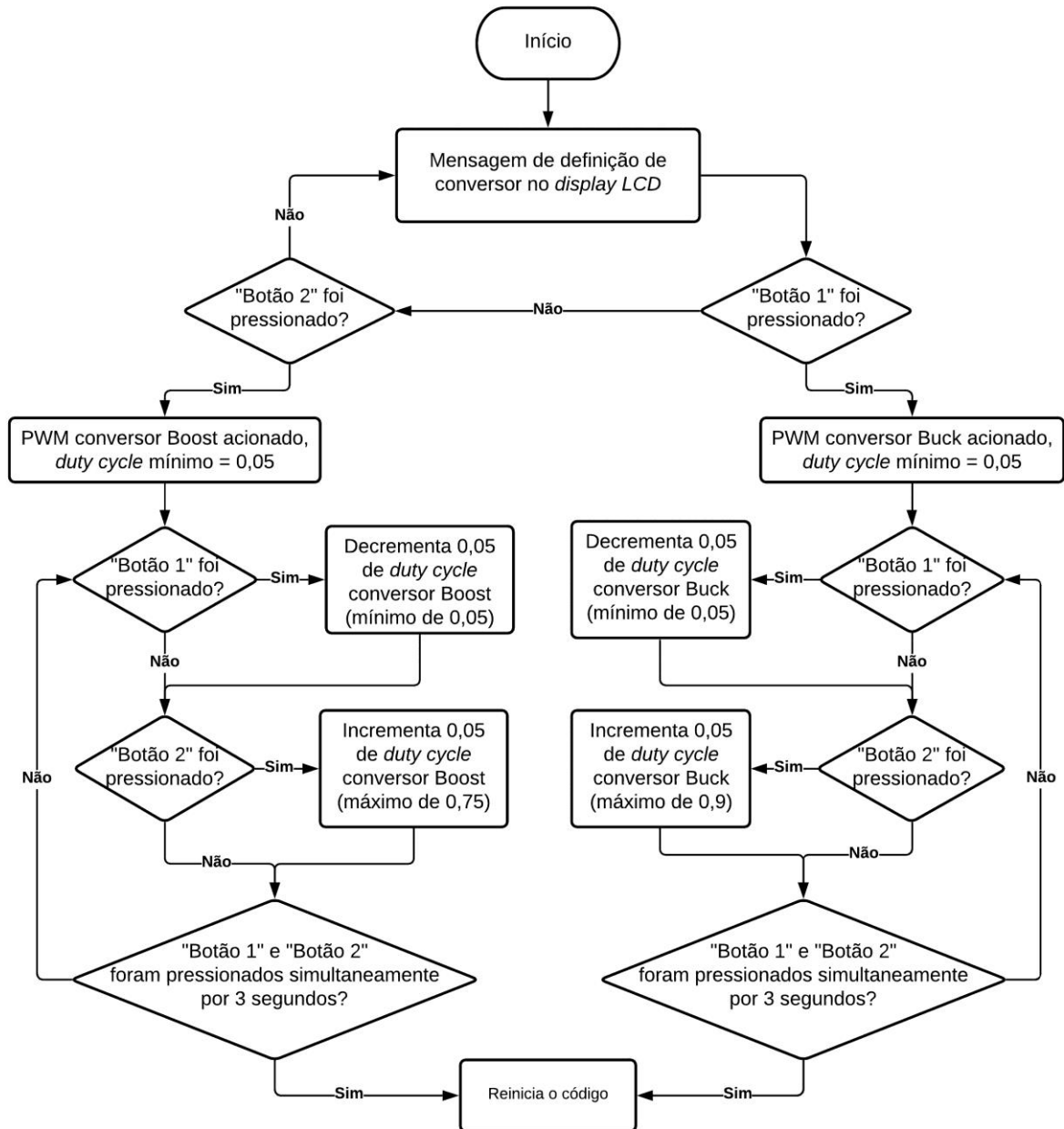
Fonte: Elaborada pelo autor

No geral, o circuito consta com alguns reguladores de tensão para alimentação correta dos dispositivos empregados, além de outros detalhes, como um circuito *snubber* para cada conversor, pontos para medições e pontos para alimentação do sistema de controle e das entradas dos conversores.

O esquemático de funcionamento lógico de programação do protótipo está representado no fluxograma da Figura 20, demonstrando as operações e características de funcionamento possíveis disponíveis e elaboradas em código C para o presente projeto.

Os limites de razão cíclica do conversor Buck foram definidos conforme projeto, respeitando um valor mínimo de 5% para uma operação estável e um máximo de 90%. Já para o conversor Boost, além do valor mínimo de *duty cycle* de 5%, o seu valor máximo foi definido em 75%, para uma maior faixa de operação em tensões de entrada mais baixas que os 30V máximos definido, entretanto, a potência de saída máxima ainda deve ser respeitada.

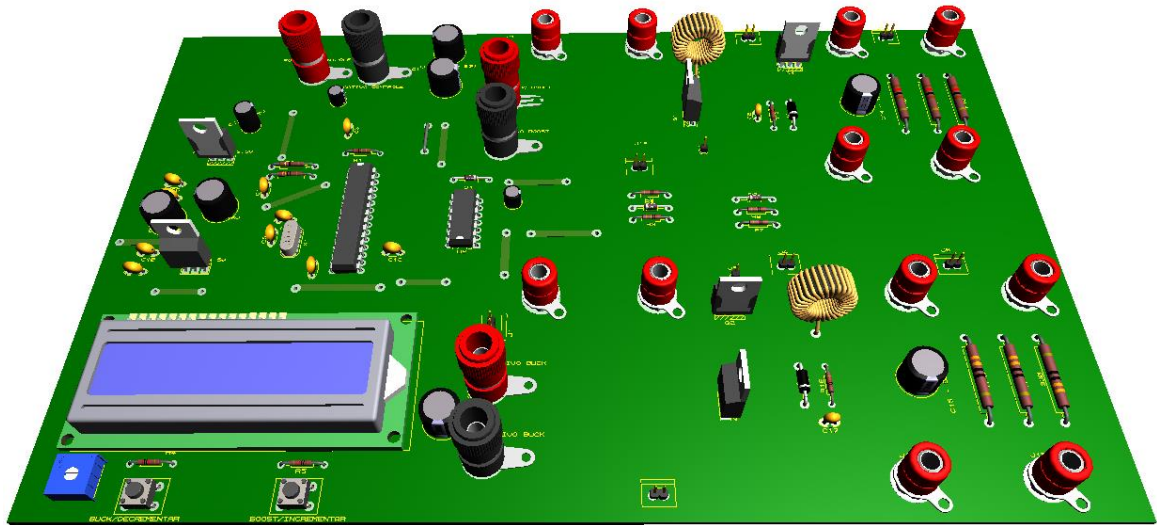
Figura 20 - Fluxograma da lógica de programação aplicada ao protótipo



Fonte: Elaborada pelo autor

Após o projeto em *software* do circuito físico (APÊNDICE C), a PCI também foi elaborada em três dimensões, ferramenta disponível no *software* Proteus que permite pré-visualizar o protótipo projetado antes da sua elaboração física. A Figura 21 apresenta o circuito prévio em 3D.

Figura 21 - Prévia da PCI em 3D



Fonte: Elaborada pelo autor

3.3.2 Projeto *Snubber* Conversor Buck

Para o cálculo do circuito *snubber* utilizou-se valores aproximados e supositivos, dessa forma, o cálculo do capacitor do circuito *snubber*, baseado na equação (2.44), supondo um valor de corrente de 260 mA e um t_f de 0,1 μ segundos, e um V_f de 10V, tem a seguir seu valor estimado:

$$C_s = 1,3 \text{ nF.} \quad (3.13)$$

Na prática, o valor escolhido foi de 10nF, para garantir um funcionamento adequado.

O resistor foi calculado baseado na equação (2.45) do capítulo anterior, conforme (3.14), usando de um valor estimado de t_{on} de 18 μ segundos, valor esse, baseado em *duty cycle* de 0,9.

$$R_s < 360 \Omega \quad (3.14)$$

O diodo utilizado para o circuito *snubber* do presente conversor foi o 1n4148, um diodo ultra-rápido que possui um t_{rr} de 4ns e facilmente encontrado comercialmente, enquadrando-se ao projeto em questão.

3.3.3 Projeto *Snubber* Conversor Boost

Para o conversor Boost, o cálculo do capacitor apenas foi alterado na corrente, supondo uma corrente de 850 mA e mantendo os outros parâmetros iguais aos do conversor Buck, tem-se:

$$C_s = 4,25 \text{ nF}. \quad (3.15)$$

Desta forma, um capacitor de 10 nF foi escolhido para o circuito.

Para o cálculo da resistência, o tempo estimado de t_{on} foi de 16μ segundos, resultando em:

$$R_s < 920 \Omega \quad (3.16)$$

O mesmo diodo utilizado para o conversor Buck foi utilizado para o presente conversor, sendo ele o 1n4148.

3.3.4 Indutores do Protótipo

Os indutores, parte de extrema importância nos conversores em questão, foram calculados e confeccionados. Os indutores toroidais foram elaborados conforme tópico 2.2 do Capítulo 2 e também, com auxílio de um medidor LCR. Porém, notou-se uma variação significativa de sua indutância conforme a temperatura ambiente variava.

Contudo, o laboratório dispunha de dois indutores de núcleo EE de 4 mH à disposição, que apresentam uma menor variação de indutância conforme variação de temperatura, que foram projetados para suportarem um pouco mais de 1 A e frequência em torno de 50 kHz. Desta forma, os indutores foram adotados para o projeto.

Para o conversor Buck, o indutor de 4 mH está apropriado conforme cálculos anteriores. Entretanto, para o conversor Boost, o indutor está um pouco acima do valor calculado de 2,37 mH, entretanto conforme equação (2.36) apresentada no capítulo anterior, uma das variáveis deve ser modificada para o uso do indutor de 4 mH, sendo a escolhida, a variação de corrente no indutor, por não possuir significância quando comparada as outras variáveis da equação e por ser naturalmente atenuada no uso prático de uma indutância maior, o que não representa problemas.

Sendo assim, os indutores toroidais, um de aproximadamente 3 mH (conversor Boost) e outro de 4,15 mH (conversor Buck), ficam à disposição do laboratório para eventual substituição e/ou uso dos mesmos em uma etapa futura do desenvolvimento do protótipo, uma vez que, também foram testados (APÊNDICE D) e apresentaram resultados quase idênticos aos indutores de núcleo EE. A Figura 22 apresenta os dois tipos de indutores que foram utilizados nesse projeto.

Figura 22 – Indutores utilizados no protótipo



Fonte: Elaborada pelo autor

3.3.5 Capacitores do Protótipo

Para a prática, os capacitores utilizados foram de valores superiores aos calculados, visto que a oscilação de tensão na saída é atenuada com valores de capacitância maiores. Para o conversor Buck o valor da capacitância usado foi de 33 μF e para o conversor Boost uma capacitância de 47 μF , valores facilmente encontrados comercialmente e que garantem uma saída regulada e praticamente sem oscilação para o presente projeto.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

No contexto geral será apresentado, primeiramente, os resultados obtidos analiticamente, seguindo destes, os resultados de simulação dos valores ideais obtidos em cálculos e por último, a integração dos conversores com o microcontrolador. O padrão até aqui utilizado se mantém, iniciando a abordagem com o conversor Buck e sequenciando com o conversor Boost.

4.1 Resultados Ideais Conversor Buck

No presente tópico será abordado os cálculos e simulações da parte teórica e ideal, o padrão seguido se dará inicialmente pelos extremos de funcionamento do conversor, ou seja, os valores máximos e mínimos de *duty cycle*, e para finalizar, um valor intermediário de *duty cycle* será demonstrado.

4.1.1 Resultados dos Cálculos para o Conversor Buck

Primeiramente, os valores definidos no capítulo anterior serão redigidos em cálculos, afim de evidenciar os resultados por eles obtidos. Desta forma, da definição do *duty cycle* entre 0,1 e 0,9 e das tensões de entrada máxima (30 V) e mínima (10 V) consideradas, tem-se da equação (2.14), os valores de tensões de saída máxima e mínima, respectivamente, a seguir.

$$V_o = 27 V \quad (4.1)$$

$$V_o = 1 V \quad (4.2)$$

Da definição da carga, e dos valores de tensão de saída máxima e mínimo, obtém-se da equação (2.15), os valores de corrente média máxima e mínima no indutor, sendo que, os mesmos valores também referem-se as correntes de saída, respectivamente, conforme resoluções (4.3) e (4.4).

$$I_L = I_o = \frac{27}{110} = 245,45 mA \quad (4.3)$$

$$I_L = I_o = \frac{1}{110} = 9,09 mA \quad (4.4)$$

Na sequência, do cálculo da indutância mínima para a variação de corrente no indutor, onde era necessário definir uma variação máxima de corrente no indutor, chegou-se em $L = 3,96 \text{ mH}$. Desse ponto, calcula-se as variações de correntes no indutor para os extremos de $D = 0,9$ para uma tensão de entrada de 30 V e $D = 0,1$ para uma tensão de entrada de 10 V , respectivamente, partindo da equação (2.19), resultando nos equacionamentos a seguir.

$$\Delta I_L = I_{L,m\acute{a}x} - I_{L,m\acute{i}n} = 13,636 \text{ mA} \quad (4.5)$$

$$\Delta I_L = I_{L,m\acute{a}x} - I_{L,m\acute{i}n} = 4,545 \text{ mA} \quad (4.6)$$

É oportuno analisar que a definição da variação de corrente no indutor, estipulada anteriormente em 50%, é correspondida apenas para o extremo de $D = 0,1$, independentemente da tensão de entrada, ou seja, para valores de *duty cycle* superiores não se trabalhará no extremo de variação de corrente definido.

Um último valor, que provém dos extremos e de suma importância, é a potência máxima em cima da carga, esse valor foi definido no capítulo anterior, contudo, origina-se de outras definições, principalmente do valor estipulado de resistência para a carga, seu cálculo é simples, basta multiplicar a tensão de saída máxima pela sua respectiva corrente de saída, tendo assim:

$$P_o = V_o I_o = 6,627 \text{ W} \quad (4.7)$$

Para os extremos de razão cíclica, e conseqüentemente de funcionamento, apenas a variação de tensão na saída não foi abordada, que será máxima (6%), conforme definido em projeto, para o menor valor de *duty cycle*. O cálculo para tal, advém da equação (2.21) e já foi abordado no equacionamento da capacitância no capítulo anterior.

Dando sequência, um valor intermediário de *duty cycle* foi escolhido, sendo ele $D = 0,4$ para uma tensão de entrada $V_s = 20\text{V}$. Iniciando pela tensão de saída, tem-se:

$$V_o = 20 * 0,4 = 8 \text{ V} \quad (4.8)$$

Seguindo, das equações (2.15) e (2.19), obtém-se, respectivamente, corrente média no indutor e variação da corrente no indutor, conforme os desenvolvimentos a seguir.

$$I_L = I_o = \frac{8}{110} = 72,727 \text{ mA} \quad (4.9)$$

$$\Delta I_L = I_{L,m\acute{a}x} - I_{L,m\acute{i}n} = 24,242 \text{ mA} \quad (4.10)$$

Para esse ponto intermediário de funcionamento, é interessante calcular a potência de saída, que devido a análise idealista abordada, é igual a potência de entrada, deste modo, é possível encontrar também, a corrente que a fonte deverá fornecer para o ponto em questão. A potência de saída calcula-se diretamente pela multiplicação da corrente de saída com a tensão de saída, conforme demonstrado a seguir.

$$P_o = I_o V_o = 0,581 W \quad (4.11)$$

Fazendo a equivalência das potências de entrada e saída, conforme definido na equação (2.4), chega-se em:

$$I_s = \frac{I_o V_o}{V_s} = 29,09 mA \quad (4.12)$$

Por último, da equação (2.21), pode-se obter a porcentagem de variação de tensão na saída, tendo assim:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,04 = 4\% \quad (4.13)$$

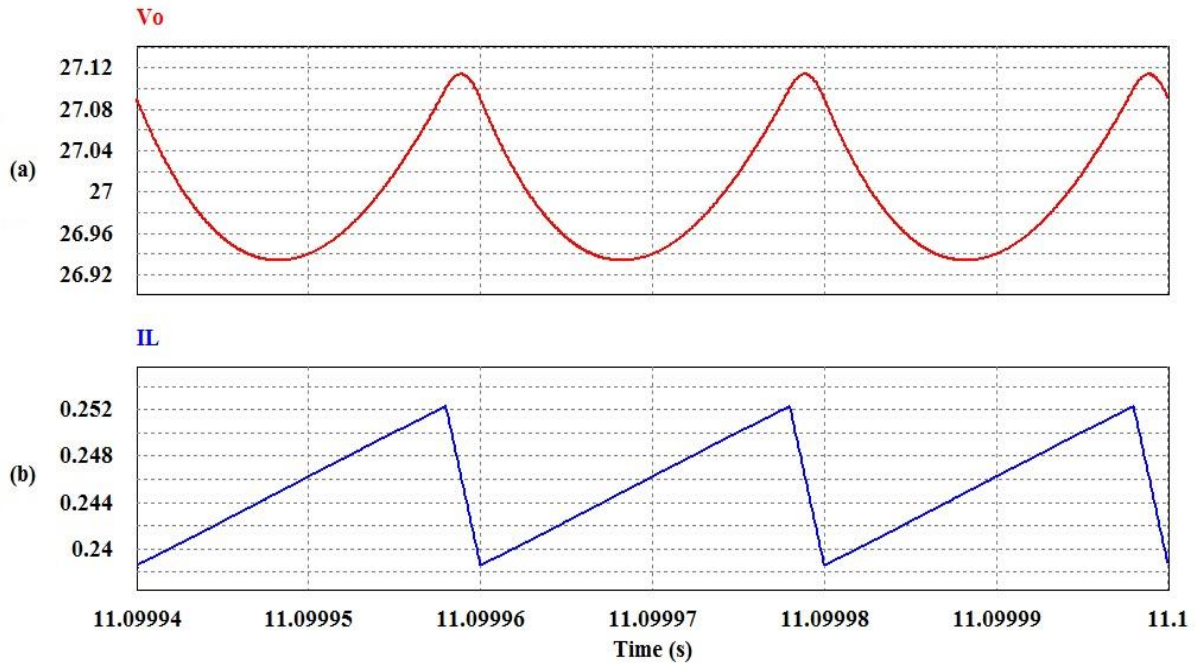
4.1.2 Resultados de Simulação para o Conversor Buck

O processo dos resultados de simulação está apresentado na mesma ordem que os cálculos, começando pela análise dos extremos e após isso abordando o valor intermediário de funcionamento. O *software* utilizado, já introduzido anteriormente, é o PSIM, utilizado de maneira a auxiliar na verificação de resultados e comprovação dos mesmos, com ele é possível obter diretamente da forma de onda do ponto, os valores de corrente e tensão, facilitando a compreensão dos resultados.

O primeiro ponto analisado é onde a tensão de saída é maior, ou seja, $D = 0,9$ e tensão de entrada é 30 V, a Figura 23 apresenta os valores de tensão de saída e corrente no indutor, tendo os valores médios de $V_o = 27 V$ e $I_L = 245,45 mA$, exatamente como o calculado. Da forma de onda da variação da corrente no indutor, obtém-se também, a variação de corrente no indutor, sendo ela de $\Delta I_L = 13,687 mA$.

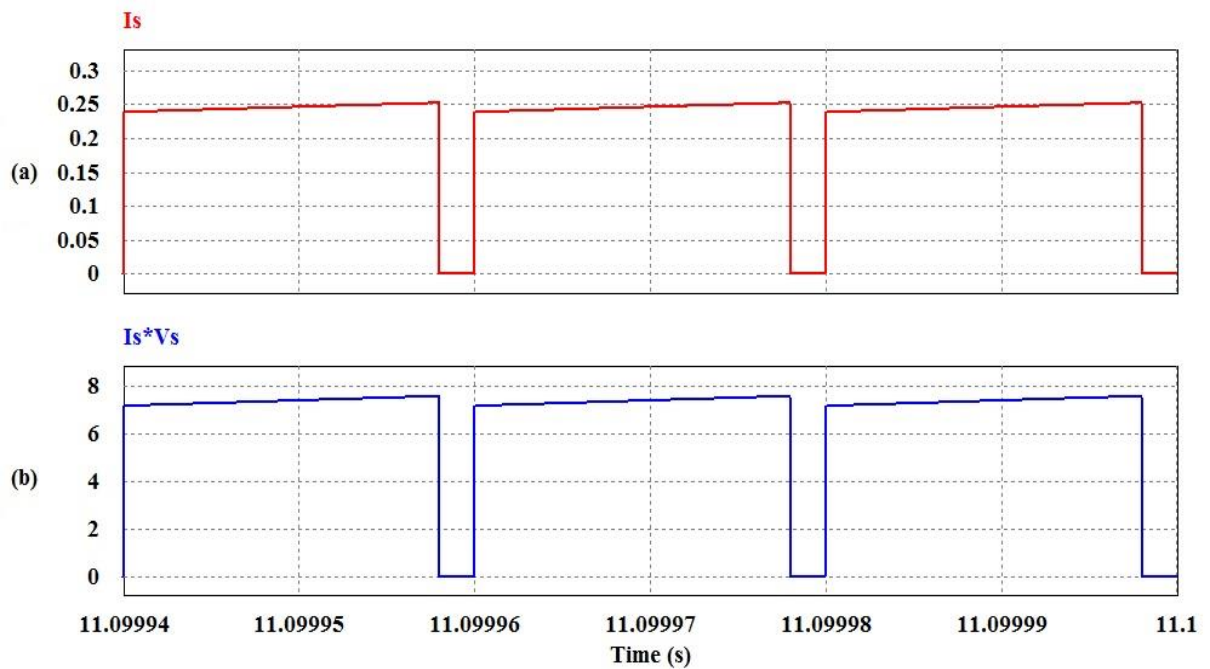
Sendo a corrente média no indutor igual a corrente média na saída, é possível verificar que a potência de saída está mantendo os mesmos valores que os calculados, desta maneira, será apresentado na Figura 24, na sequência da Figura 23, apenas a corrente de entrada e a potência de entrada, visto que a tensão de entrada é fixa em 30 V para esse caso.

Figura 23 – Formas de onda de: (a) tensão de saída; (b) Corrente no indutor para $D = 0,9$ e $V_s = 30V$



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 24 – Formas de onda de: (a) Corrente de entrada; (b) Potência de entrada para $D = 0,9$ e $V_s = 30 V$

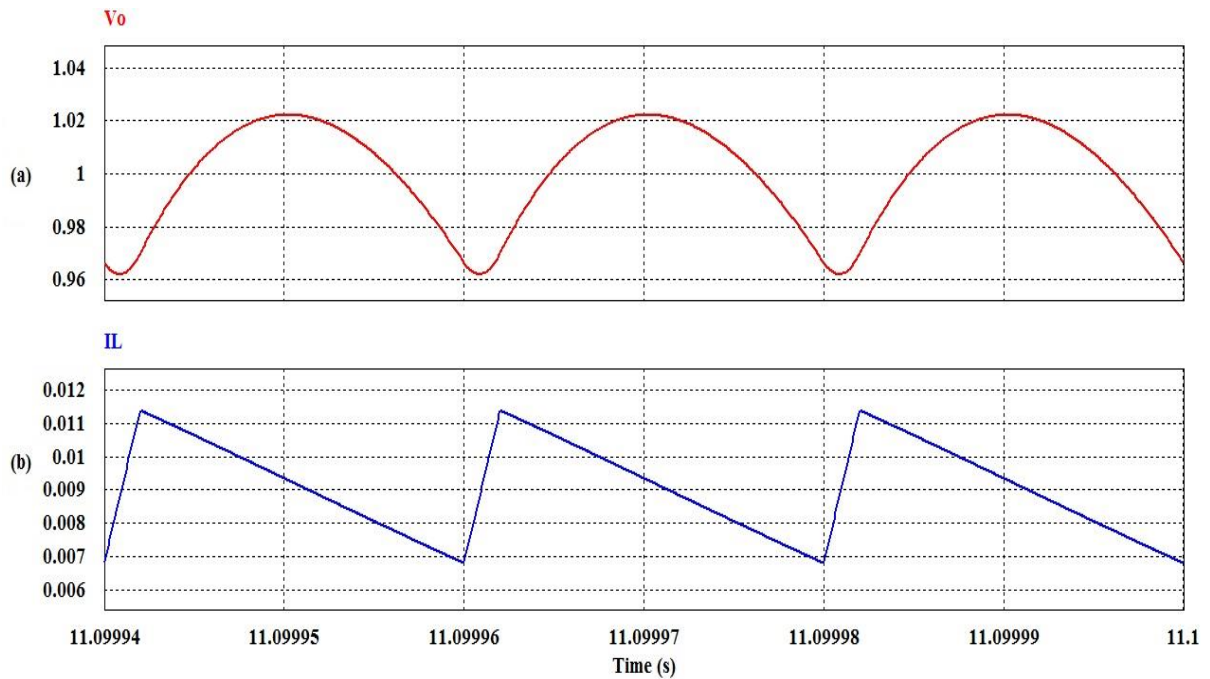


Fonte: Elaborado pelo autor

O resultado de simulação obtido na Figura 24 evidencia o extremo de potência média máxima projetada para o funcionamento do conversor Buck, sendo ela de $P_s = 6,627 W$. Dessa mesma análise, tem-se o valor médio da corrente de entrada $I_s = 220,92 mA$.

O próximo caso é onde $D = 0,1$ e a tensão de entrada igual a 10 V , aqui é onde a corrente de saída é menor e a porcentagem de variação de corrente no indutor em relação a corrente média no indutor é maior, a Figura 25 demonstra as formas de onda da tensão de saída e corrente no indutor para o presente ponto de operação.

Figura 25 – Formas de onda de: (a) Tensão de saída; (b) Corrente no indutor para $D = 0,1$ e $V_s = 10\text{ V}$

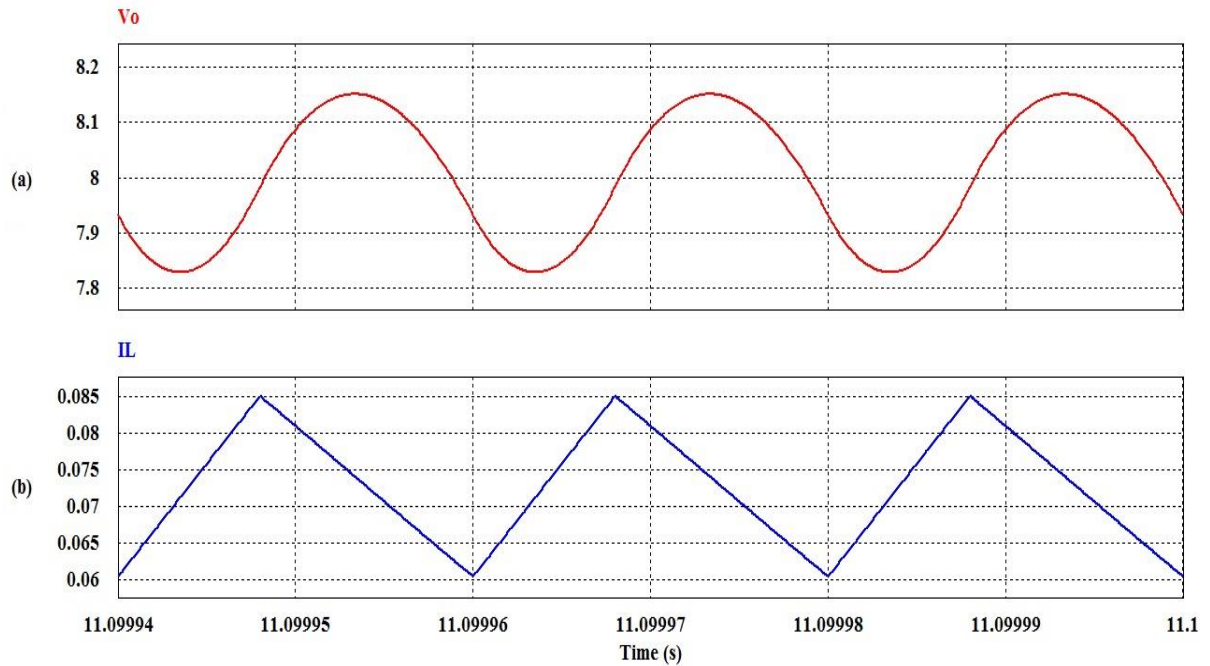


Fonte: Elaborado pelo autor

Os valores médios obtidos da simulação da Figura 25, são $V_o = 0,99999 \cong 1\text{ V}$ e $I_L = 9,0906\text{ mA}$, é possível obter também a variação de corrente no indutor e porcentagem de variação de tensão na saída, sendo elas, respectivamente, $\Delta I_L = 4,563\text{ mA}$ e $\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,06 = 6\%$. Oportuno observar que para o *duty cycle* de 0,1, também será onde apresentará a maior porcentagem de variação de tensão na saída, conforme o valor definido no capítulo 3 de 6%.

Para finalizar essa etapa, a análise do ponto intermediário foi efetuada, dando início pelas formas de onda de tensão de saída e corrente no indutor, postadas na Figura 26. Os valores adquiridos de tensão média na saída e corrente média no indutor foram, respectivamente, $V_o = 7,999 \cong 8\text{ V}$ e $I_L = 72,727\text{ mA}$. Já para os valores de porcentagem de ondulação de tensão na saída e variação de corrente no indutor foram, respectivamente, $\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,04015 \cong 4,0\%$ e $\Delta I_L = 24,49\text{ mA}$. Tendo os valores de V_o e I_L , obtém-se a potência de saída, sendo ela $P_o = 581,94\text{ mW}$.

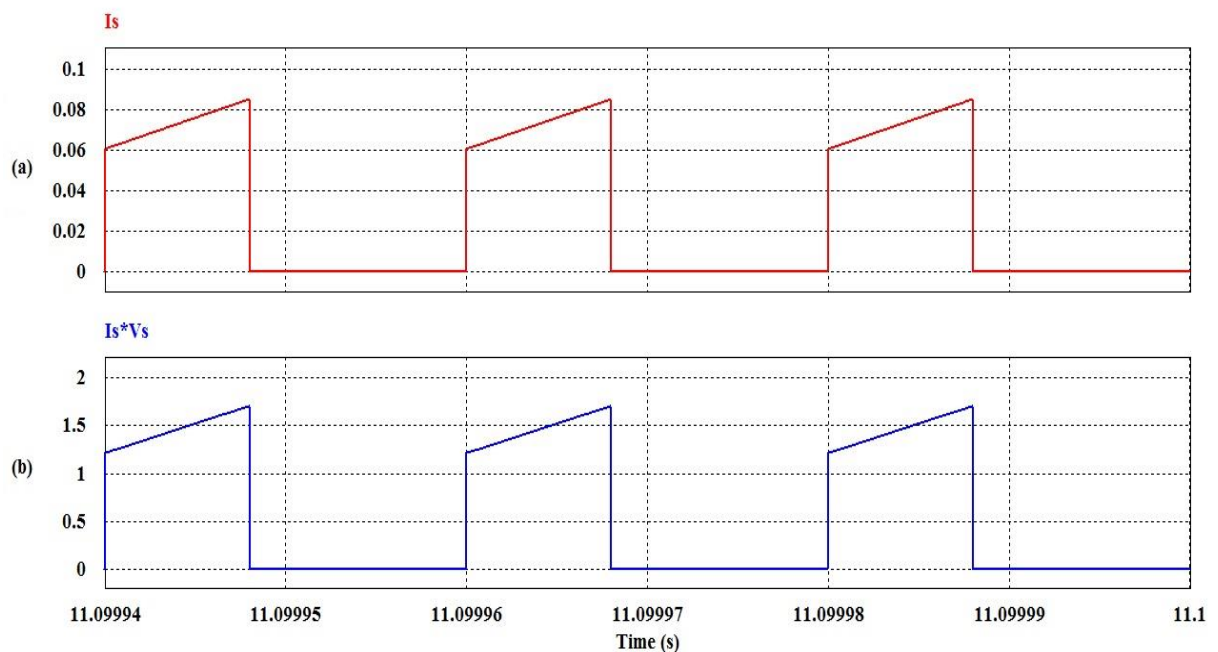
Figura 26 – Formas de onda de: (a) Tensão de saída; (b) Corrente no indutor para $D = 0,4$ e $V_s = 20\text{ V}$



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 27 tem-se a corrente de entrada e a potência de entrada simuladas, sendo seus valores médios, respectivamente, de $I_s = 29,118\text{ mA}$ e $P_s = 582,36\text{ mW}$. A discrepância entre potências, que idealmente deveriam ser iguais, se dá pelas condições de tempo de simulação e magnitude do passo de interpolação utilizados no *software*.

Figura 27 – Formas de onda de: (a) Corrente de entrada; (b) Potência de entrada para $D = 0,4$ e $V_s = 20\text{ V}$



Fonte: Elaborado pelo autor

4.2 Resultados Ideais Conversor Boost

A mesma abordagem adotada para o conversor Buck será seguida no presente tópico, iniciando pelos extremos de funcionamento de *duty cycle* estipulados e findando com um valor intermediário de *duty cycle*, sendo apresentado resultados de cálculos e de simulações.

4.2.1 Resultados dos Cálculos para o Conversor Boost

De início, os valores de tensão de saída foram calculados, baseando-se nos extremos de *duty cycle* de 0,1 e 0,5 e tensão de entrada de 10 V a 30 V, da equação (2.31), tem-se o menor valor de tensão de saída e o maior valor de tensão de saída, respectivamente:

$$V_o = 11,11 V \quad (4.14)$$

$$V_o = 60 V \quad (4.15)$$

Os valores de corrente média mínima e máxima no indutor, respectivamente, foram obtidos, conforme equação (2.32), sendo os mesmos valores de corrente média de entrada, os cálculos estão apresentados a seguir:

$$I_L = I_s = 30,864 mA \quad (4.16)$$

$$I_L = I_s = 300 mA \quad (4.17)$$

Com os valores de corrente no indutor calculados, da mesma equação (2.32), pode-se obter os valores de corrente média mínima e máxima na saída, respectivamente:

$$I_o = 27,777 mA \quad (4.18)$$

$$I_o = 150 mA \quad (4.19)$$

As variações de corrente no indutor foram obtidas da equação (2.36) para um valor de indutância de 2,3703 mH e frequência de 50 kHz, tendo a maior variação de corrente de funcionamento para o *duty cycle* de 0,5, de 42,18% da corrente no indutor, e a menor para o *duty cycle* de 0,1, com cerca de 27,33% da corrente no indutor, na ordem, a seguir:

$$\Delta I_L = 126,562 mA \quad (4.20)$$

$$\Delta I_L = 8,437 \text{ mA} \quad (4.21)$$

A potência máxima que será utilizada no conversor pode ser calculada com os valores de corrente média e tensão média máximas de saída, ambos já calculados, sendo assim, a potência máxima está disposta logo abaixo.

$$P_o = I_o V_o = 9 \text{ W} \quad (4.22)$$

Agora a análise será feita para um ponto intermediário de *duty cycle* e tensão de entrada, sendo eles $D = 0,3$ e $V_s = 20 \text{ V}$. Seguindo as mesmas equações dos resultados dos pontos de funcionamento extremos, inicia-se pela resolução de tensão na saída, a seguir.

$$V_o = \frac{20}{1 - 0,3} = 28,57 \text{ V} \quad (4.23)$$

A partir da tensão de saída, encontra-se os valores de corrente média no indutor e corrente média na saída, respectivamente, conforme resoluções a seguir:

$$I_L = I_s = 107,142 \text{ mA} \quad (4.24)$$

$$I_o = 71,428 \text{ mA} \quad (4.25)$$

A variação de corrente no indutor é alterada quando se altera os valores de *duty cycle* e tensão de entrada, portanto, o valor da variação de corrente no indutor é expressado por:

$$\Delta I_L = 50,626 \text{ mA} \quad (4.26)$$

Para esses valores de razão cíclica e tensão de entrada, a potência de saída, igual a de entrada devido a abordagem idealista, dá-se por:

$$P_o = I_o V_o = 2,142 \text{ W} \quad (4.27)$$

O último ponto que será abordado é a porcentagem de tensão de oscilação na saída, da equação (2.37), chega-se em:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,036 = 3,6\% \quad (4.28)$$

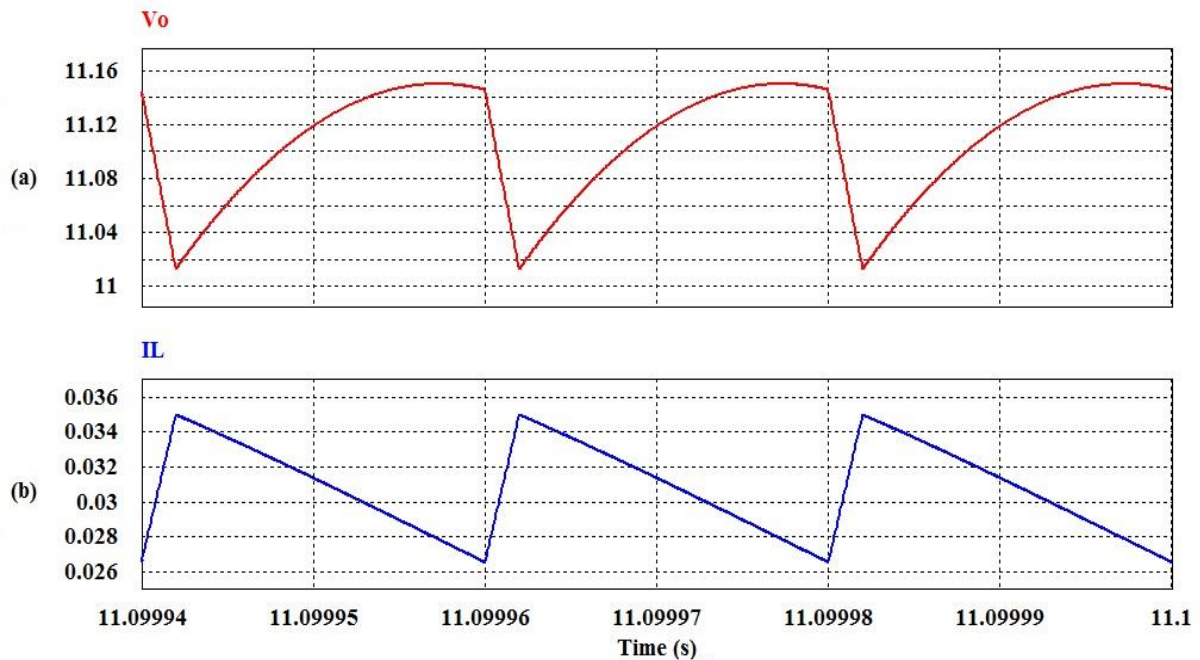
O valor de oscilação de tensão está dentro do esperado, visto que o máximo é 6% e só é atingido com $D = 0,5$.

4.2.2 Resultados de Simulação para o Conversor Boost

Para a simulação dos valores ideais, utilizou-se o *software* PSIM, o circuito elaborado foi apresentado no capítulo anterior. O padrão aqui disposto segue igual, primeiramente pelos valores de extremo de funcionamento e findando pelo ponto intermediário.

Os valores iniciais apresentados serão de *duty cycle* igual a 0,1 e tensão de entrada de 10 V, representando o valor de tensão de saída mais baixo de projeto. A Figura 28, apresenta as formas de onda de tensão de saída e corrente no indutor, sendo obtido um valor médio de tensão de saída de 11,107 V e um valor de corrente média no indutor de 30,84 mA.

Figura 28 – Formas de onda de: (a) Tensão de saída; (b) Corrente no indutor para $D = 0,1$ e $V_s = 10 V$

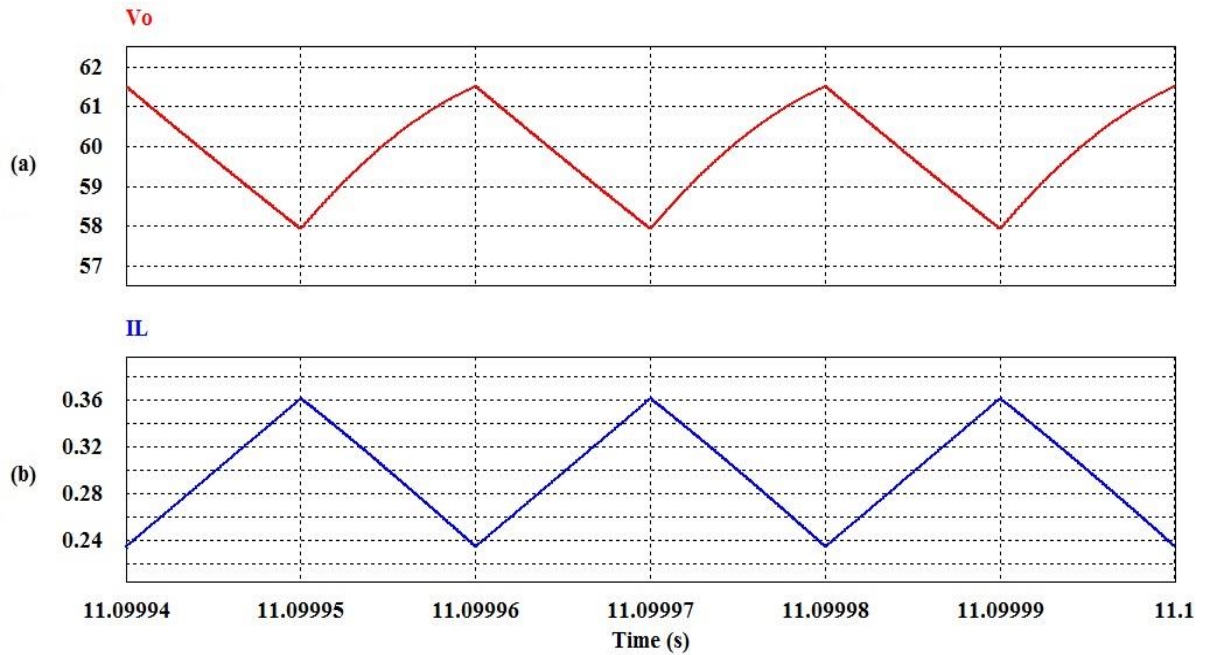


Fonte: Elaborado pelo autor

Dessas duas formas de ondas, pode-se obter as oscilações de corrente e tensão, sendo elas $\Delta I_L = 8,43 \text{ mA}$ e $\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.0123 = 1,23\%$. Para este modo, os principais valores foram analisados. Agora para $D = 0,5$ e $V_s = 30 V$, as formas de onda de tensão na saída e corrente no indutor estão disponíveis na Figura 29.

Os valores médios de tensão na saída e corrente no indutor, respectivamente, foram 59,85 V e 298,66 mA. Nesta disposição de funcionamento, as variações de ondas registradas foram de $\Delta I_L = 126,54 \text{ mA}$, aproximadamente 42% da corrente no indutor, e uma variação de tensão na saída de $\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.059 \cong 6\%$.

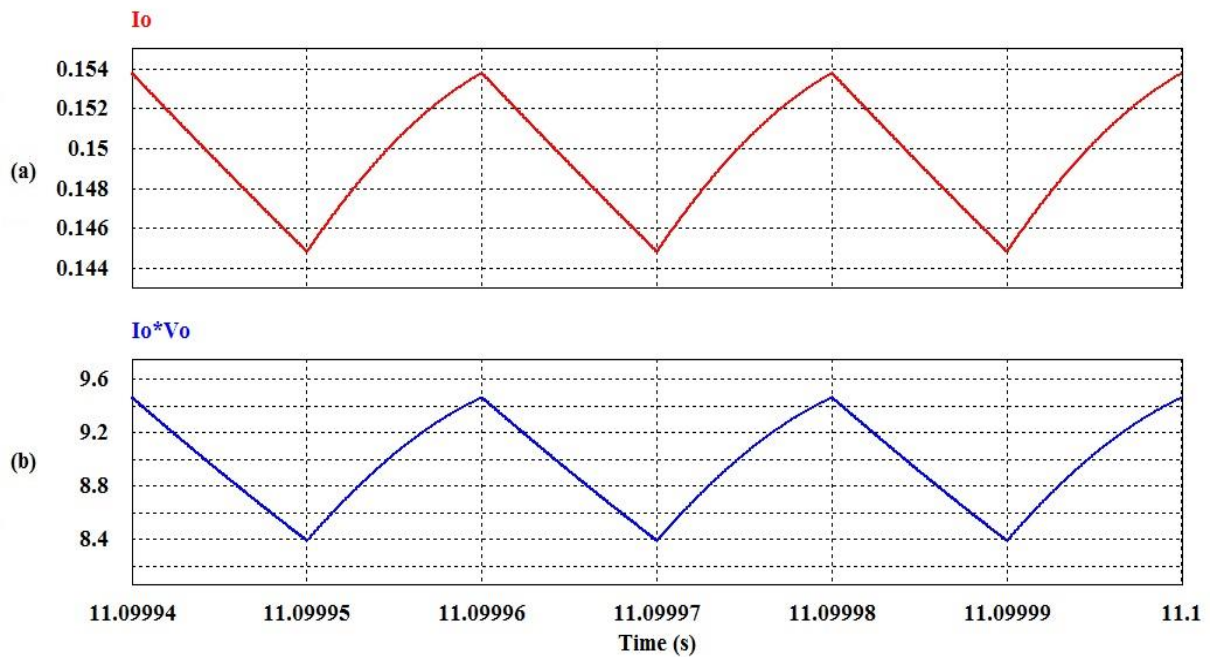
Figura 29 – Formas de onda de: (a) Tensão na Saída; (b) Corrente no indutor para $D = 0,5$ e $V_s = 30 V$



Fonte: Elaborado pelo autor

Outro valor significativo para a presente análise é a potência de saída, sendo apresentada, juntamente, com a corrente de saída na Figura 30, na sequência. O valor médio de potência de saída e da corrente média de saída, são eles, respectivamente, $P_o = 8,959 W$ e $I_o = 149,63 mA$, ficando evidenciado a maior potência de projeto para o conversor Boost.

Figura 30 – Formas de onda de: (a) Corrente de saída; (b) Potência de saída para $D = 0,5$ e $V_s = 30 V$

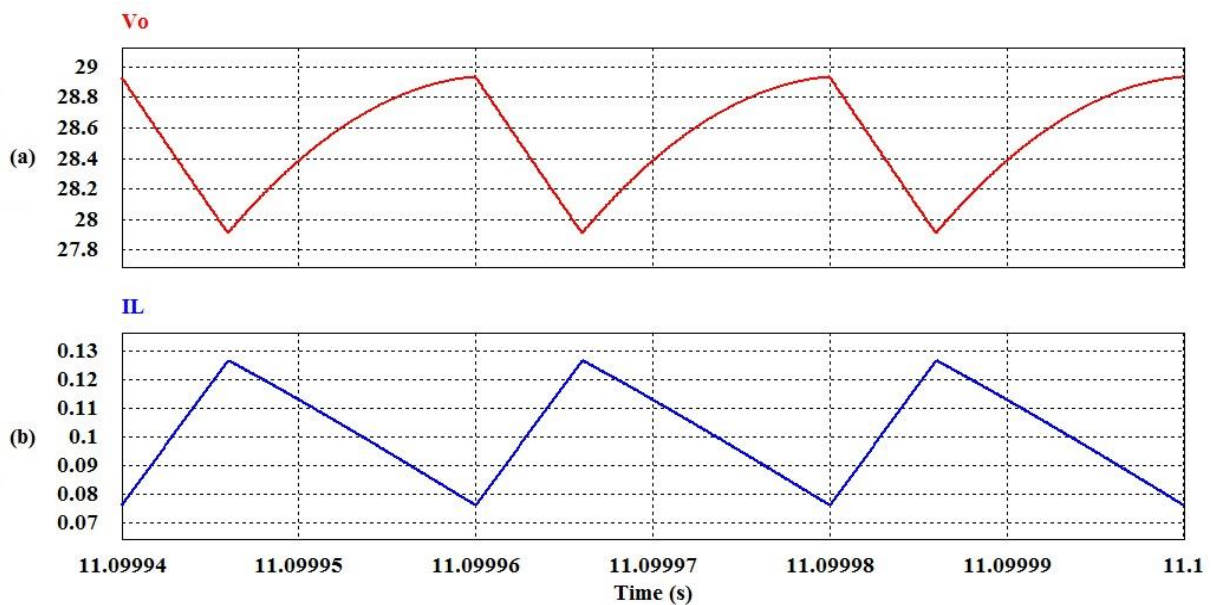


Fonte: Elaborado pelo autor

Para finalizar essa etapa de simulações com valores ideais, o valor intermediário de funcionamento foi simulado, sendo seus valores de $D = 0,3$ e $V_s = 20V$, apresenta-se na Figura 31, as formas de ondas de tensão na saída e corrente no indutor.

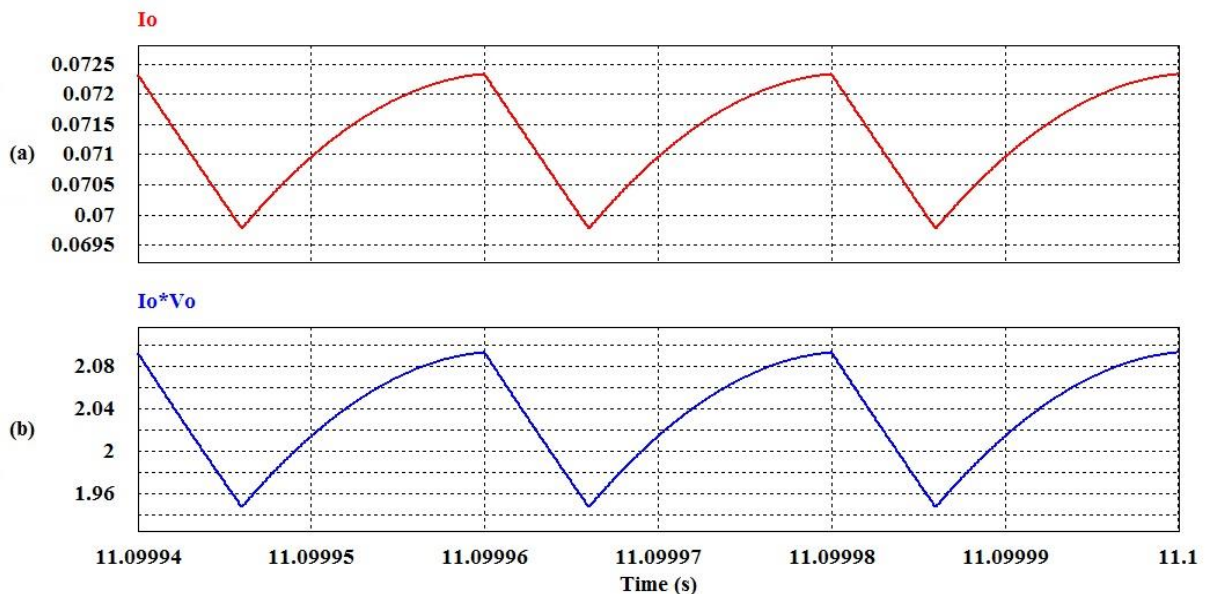
Dessas formas de onda, são obtidos seus valores médios e suas variações, sendo elas, corrente média no indutor $I_L = 101,663 \text{ mA}$ com uma variação de $\Delta I_L = 50,61 \text{ mA}$, tensão média de saída de $V_o = 28,526 \text{ V}$ com uma ondulação de $\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.0358 = 3,58\%$, esses valores obtidos estão próximos aos calculados, conforme cálculos evidenciados na etapa anterior.

Figura 31 – Formas de ondas de: (a) Tensão na saída; (b) Corrente no indutor para $D = 0,3$ e $V_s = 20 \text{ V}$



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 32 – Formas de ondas de: (a) Corrente de saída; (b) Potência de saída para $D = 0,3$ e $V_s = 20 \text{ V}$



Fonte: Elaborado pelo autor

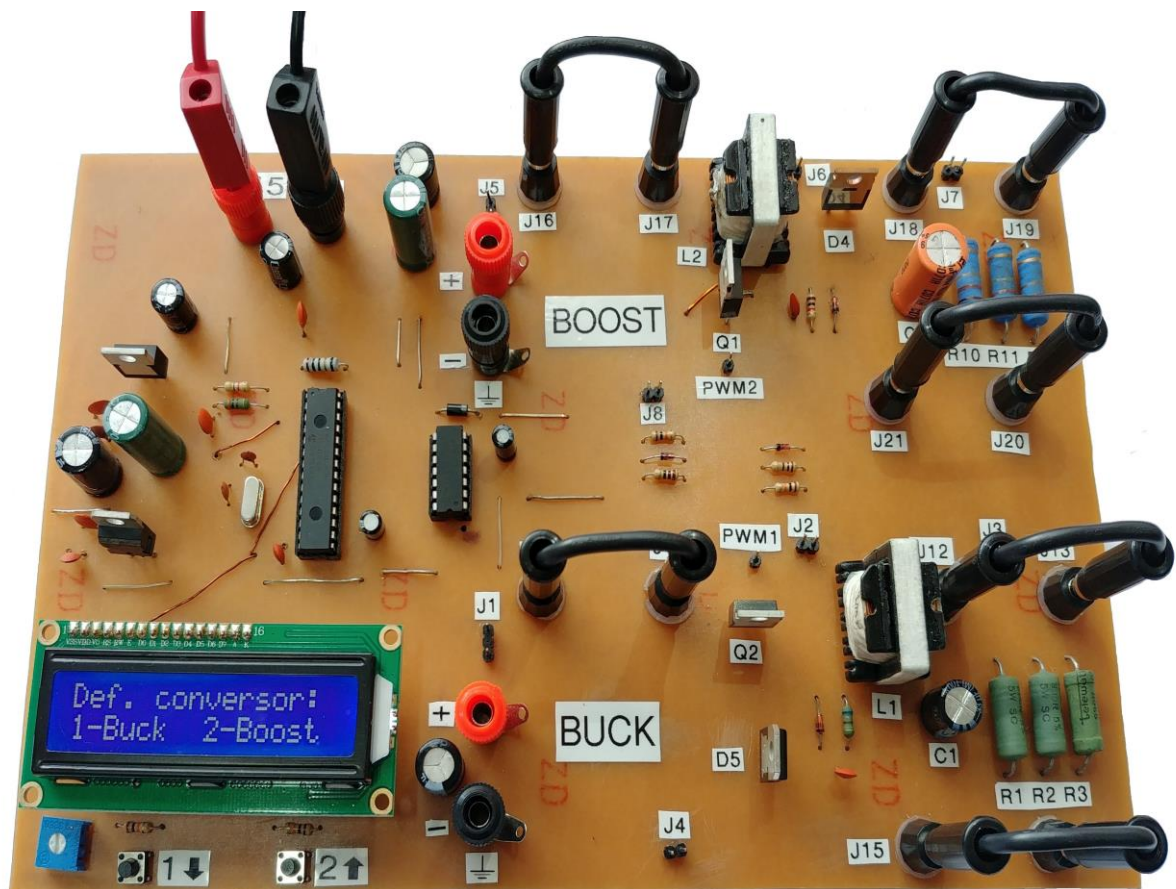
Por intermédio da corrente média no indutor tem-se a potência média de entrada $P_s = 0,101663 * 20 = 2,033 W$. Com intuito de comparar as potências, na Figura 32 estão disponível as formas de onda de corrente na saída, com um valor médio de $I_o = 71,31 mA$ e a potência de saída com um valor médio de $P_o = 2,034 W$, demonstrando a idealização do circuito.

4.3 Protótipo Elaborado

Este tópico ter por intuito principal, além de apresentar o protótipo desenvolvido, evidenciar os resultados obtidos com o mesmo na prática, demonstrando sua funcionalidade. Para a captação dos resultados experimentais fez-se uso de um multímetro digital e dos osciloscópios TBS1102 e MSO2014B, ambos da marca Tektronix.

Na Figura 33 está apresentado o protótipo elaborado, objetivo principal do presente trabalho, que foi desenvolvido conforme metodologia apresentada anteriormente.

Figura 33 – Protótipo desenvolvido



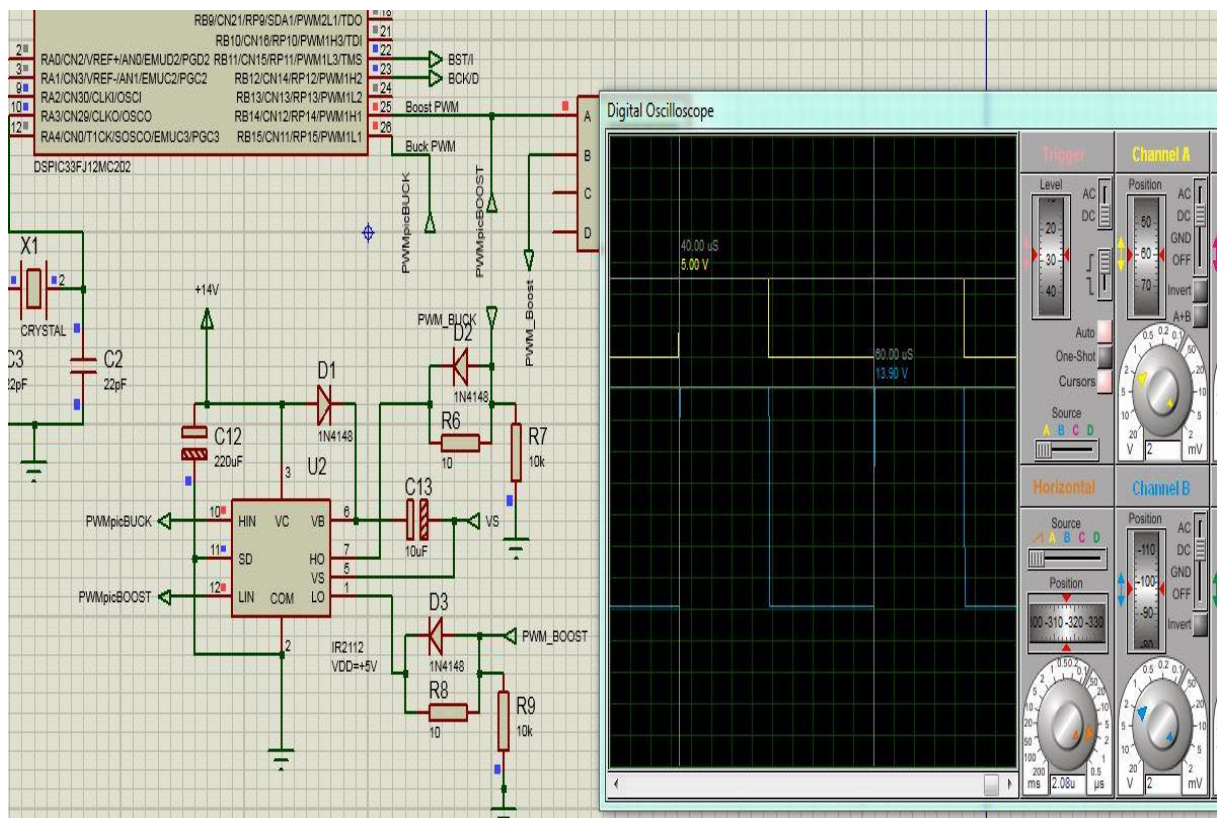
Fonte: Elaborado pelo autor

Os detalhes dos pontos de coletas de tensão e corrente, de alimentações, do funcionamento e indicações de uso, estão melhores apresentados no APÊNDICE A, com o objetivo de orientar o melhor uso dos conversores por possíveis futuros usuários discentes do curso. Ainda, elaborou-se no APÊNDICE B, alguns exemplos de exercícios cabíveis ao uso do protótipo.

4.3.1 Geração de PWM com dsPIC33FJ12MC202

A Figura 34 apresenta uma prévia do sinal PWM esperado na prática, o sinal gerado diretamente pelo microcontrolador (em amarelo) e também o sinal tratado após o *driver* (em azul). É possível verificar as magnitudes dos sinais, o que justifica o uso do *driver*, mas principalmente, o período da forma de onda, de aproximadamente 20 μ segundos, demonstrando a frequência de 50 kHz visada.

Figura 34 – Sinais PWM obtidos em simulação.

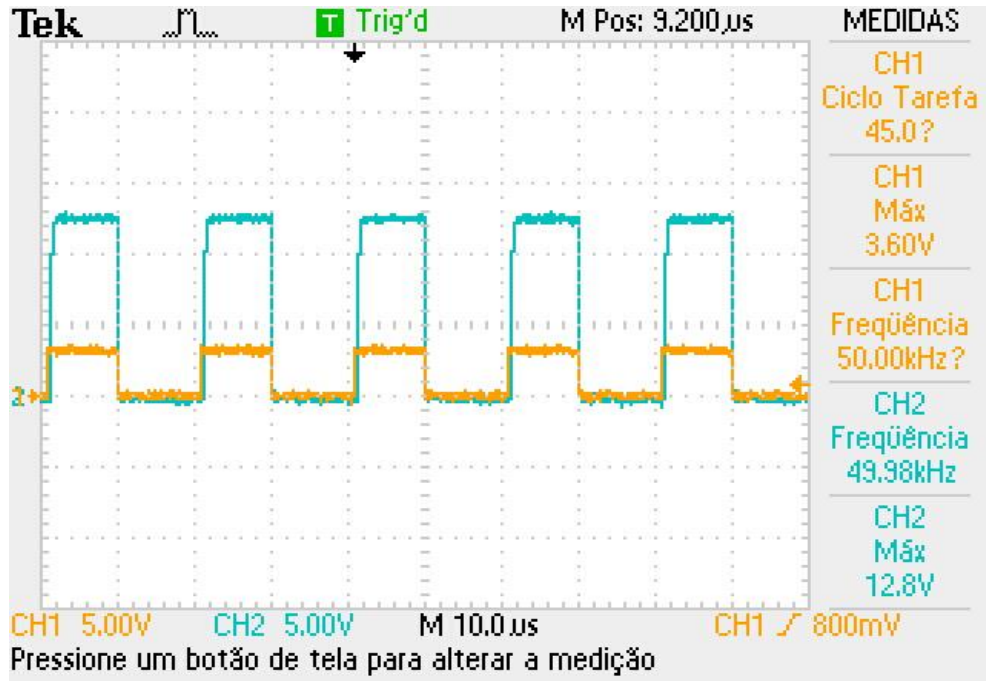


Fonte: Elaborado pelo autor

Experimentalmente os mesmo valores foram almeçados, apenas a tensão de entrada do *driver* não foi a mesma utilizada para o teste, entretanto, as frequências e a elevação da magnitude do sinal PWM foram praticamente idênticas ao simulado. Na Figura 35, está representado a captação do sinal PWM gerado para ser utilizado no conversor Boost. Sendo

apresentado o sinal na saída de umas das portas do dsPIC33FJ12MC202 (sinal na cor laranja) e após o mesmo ser tratado pelo *driver* (sinal na cor ciano).

Figura 35 – Sinal PWM captado no protótipo.



Fonte: Elaborado pelo autor

4.3.2 Resultados Experimentais Conversor Buck

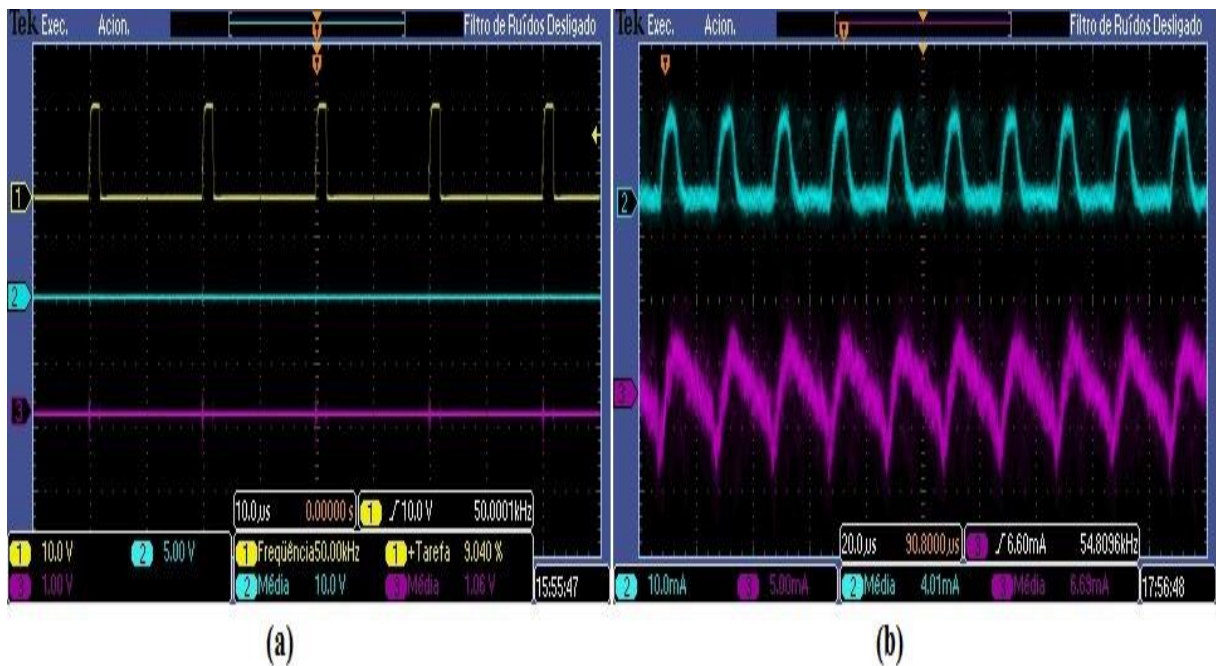
Para validar o funcionamento do protótipo desenvolvido, diversos pontos de operação foram analisados, sendo as tensões de entrada 10 V, 20 V e 30 V utilizadas para essa verificação. Os pontos de operação apresentados logo abaixo, são os mesmos já demonstrados idealmente em simulação.

As grandezas analisadas e suas respectivas cores serão as tensões de entrada (sempre apresentado na cor ciano) e de saída (sempre apresentado em roxo), PWM (sempre apresentado em amarelo), correntes de entrada e saída (sempre apresentadas na cor ciano e roxo, respectivamente), em seus respectivos gráficos.

Além das formas de onda, estão dispostos valores médios, frequência e *duty cycle* nas imagens. Desta forma, a Figura 36 apresenta o ponto de operação onde $D = 0,1$ e a tensão de entrada é de 10 V.

Este ponto de operação foi evidenciado na Figura 25, sendo possível observar semelhança na forma de onda da corrente no indutor.

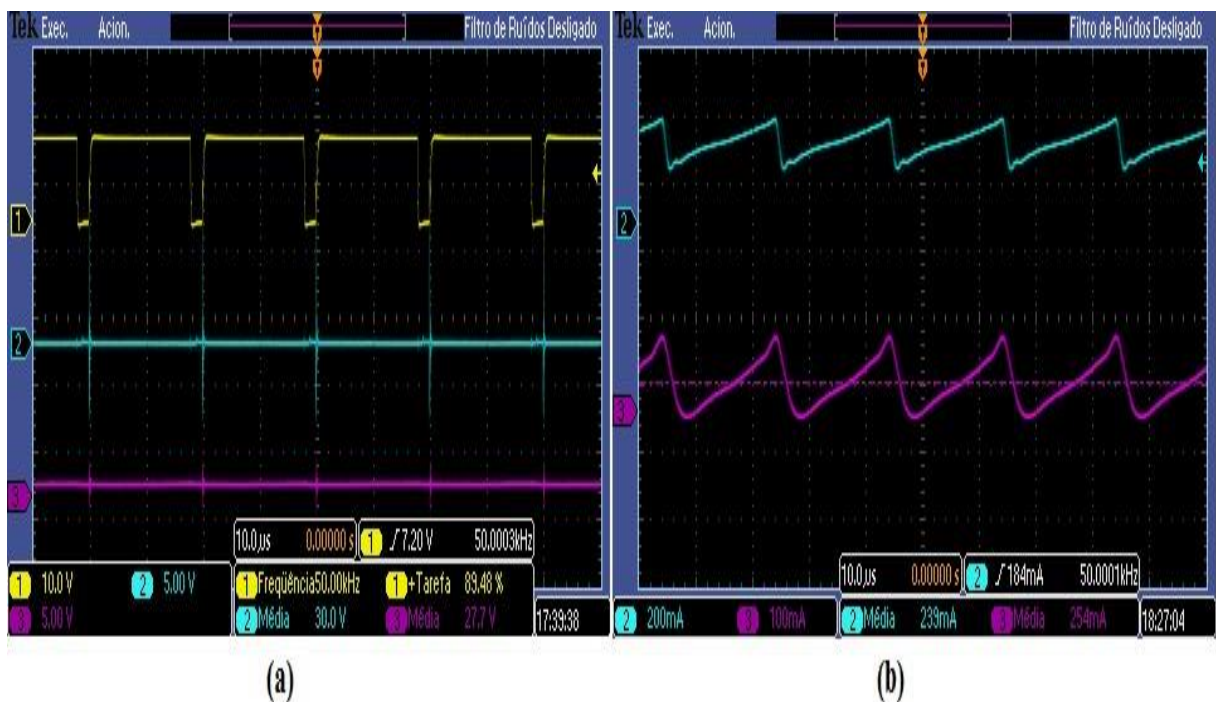
Figura 36 – Formas de ondas de: (a) PWM e tensões de entrada e saída; (b) Correntes de entrada e saída/indutor para $D = 0,1$ e $V_s = 10\text{ V}$



Fonte: Elaborado pelo autor

Outro ponto de operação apresentado é em $D = 0,9$ e tensão de entrada de 30V, disponibilizado na Figura 37, seguindo os mesmos padrões de cores. Esse mesmo ponto de operação foi demonstrado em simulação na Figura 23 e na Figura 24.

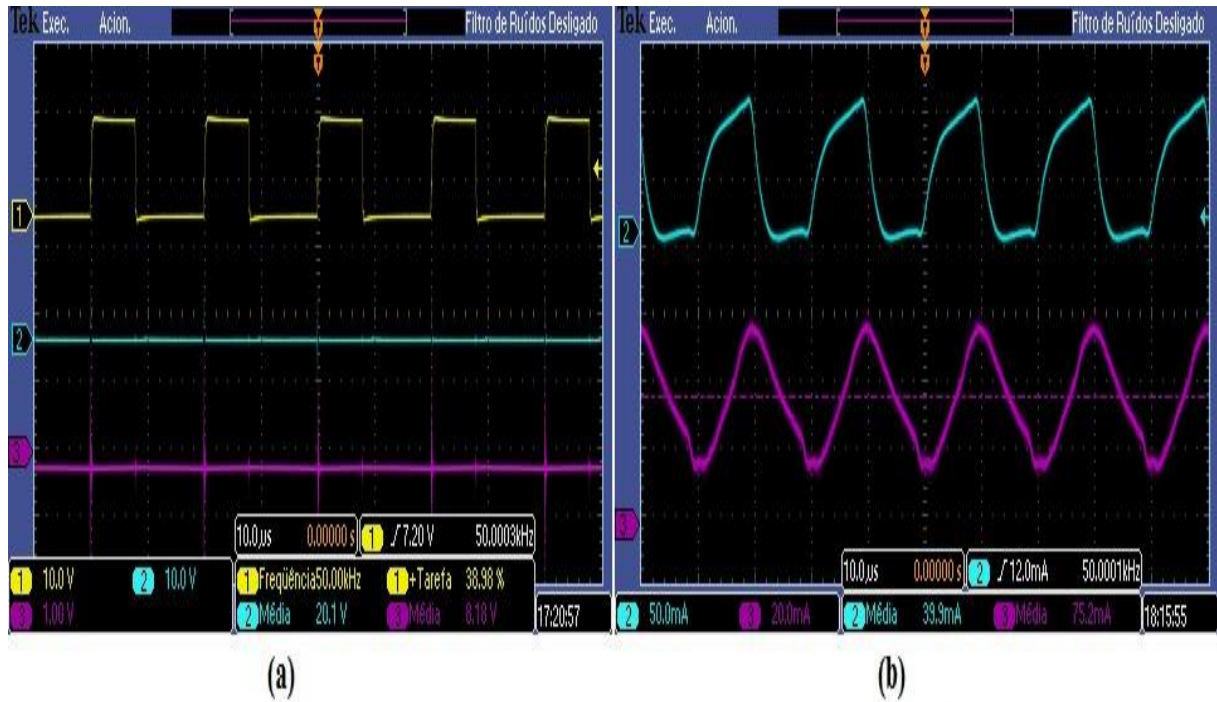
Figura 37 – Formas de ondas de: (a) PWM e tensões de entrada e saída; (b) Correntes de entrada e saída/indutor para $D = 0,9$ e $V_s = 30\text{ V}$



Fonte: Elaborado pelo autor

Ainda, um ponto intermediário de operação está demonstrado na Figura 38, sendo ele $D = 0,4$ e tensão de entrada de 20 V. Esse ponto de operação foi demonstrado idealmente na Figura 26 e na Figura 27.

Figura 38 – Formas de ondas de: (a) PWM e tensões de entrada e saída; (b) Correntes de entrada e saída/indutor para $D = 0,4$ e $V_s = 20\text{ V}$



Fonte: Elaborado pelo autor

É possível observar, apenas pelas imagens, que o ponto intermediário, apresentou formas de ondas de corrente de maior semelhança com as simuladas. Ainda, verificasse que as variações de tensão de saída foram baixíssimas, devido ao uso de capacitância elevada na saída.

Também é observável, ruídos elevados provenientes do chaveamento para razões cíclicas altas, inclusive na tensão de entrada, como na Figura 37. Outro ponto notório é o *duty cycle*, que apresentou, com os conversores em funcionamento, uma redução aproximada de 1% para todos pontos testados, supõe-se que o uso do *driver* tenha ocasionado tal efeito.

Outros pontos de operação de *duty cycle* foram analisados com o uso do osciloscópio, entretanto, estes não serão apresentados graficamente, sendo apresentados na Tabela 3, onde ainda é apresentado na mesma, a eficiência obtida para cada ponto de operação.

Tabela 3 – Análise de diversos pontos de operação utilizando osciloscópio.

Tensão de entrada (V)	<i>Duty cycle</i> (%)	Tensão de saída média (V)	Corrente de entrada média (mA)	Corrente de saída/indutor média (mA)	Eficiência (%)
-----------------------	-----------------------	---------------------------	--------------------------------	--------------------------------------	----------------

10,00	10	1,06	4,01	6,69	17,68
10,00	20	2,04	8,08	15,90	40,14
10,00	30	3,08	13,50	25,80	58,86
10,00	40	4,11	20,40	34,90	70,31
10,00	50	5,15	29,90	44,50	76,65
10,00	60	6,20	40,70	54,90	82,80
10,00	70	7,25	54,30	64,50	86,12
9,96	80	8,78	69,60	75,80	96,01
10,00	85	8,74	73,30	79,30	94,55
9,92	90	9,40	87,70	84,60	91,41
20,00	10	2,21	7,25	17,50	26,67
20,00	20	4,18	14,20	36,80	54,16
20,00	30	6,17	25,40	55,40	67,29
20,10	40	8,18	39,90	75,20	76,70
19,90	50	10,10	58,20	93,30	81,36
19,90	60	12,30	79,90	111,00	85,87
19,90	70	14,40	107,00	130,00	87,92
19,80	80	16,30	136,00	149,00	90,19
19,80	85	17,50	154,00	160,00	91,83
19,80	90	18,60	170,00	171,00	94,49
30,10	10	3,49	5,97	29,00	56,32
30,10	20	6,52	18,60	58,70	68,36
30,00	30	9,40	38,60	85,50	69,40
30,00	40	12,73	59,60	113,00	80,45
30,00	50	15,60	89,30	140,00	81,52
30,00	60	18,50	122,00	166,00	83,91
30,00	70	21,30	158,00	196,00	88,08
30,00	80	24,70	203,00	223,00	90,44
29,90	85	26,10	228,00	240,00	91,89
30,00	90	27,70	239,00	254,00	98,13

Fonte: Elaborado pelo autor

É válido informar que as grandezas obtidas no osciloscópio apresentaram pequenas variações, fazendo com que os valores de corrente, principalmente, ficassem oscilando levemente, apresentando divergências conforme o momento da captura da tela. Devido a esse fato, buscou-se outro meio de medição para uma melhor validação e comparação dos resultados, sendo usado o multímetro para obter todas as mesmas grandezas.

A análise dos valores foi refeita com um multímetro digital, utilizando valores de tensão de entrada próximos ao testados anteriormente, sendo apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Análise de diversos pontos de operação utilizando multímetro.

Tensão de entrada (V)	<i>Duty cycle</i> (%)	Tensão de saída média (V)	Corrente de entrada média (mA)	Corrente de saída/indutor média (mA)	Eficiência (%)
10,01	10	1,01	3,45	9,18	26,85

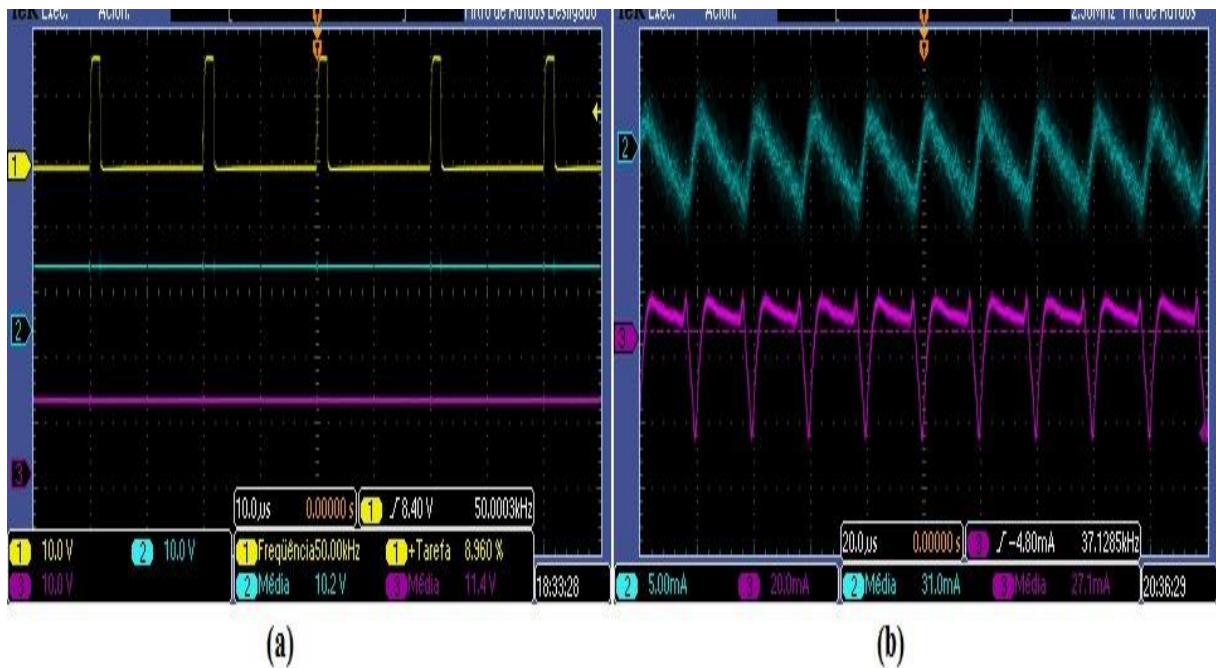
10,01	20	2,00	7,46	18,06	48,37
10,01	30	3,01	13,09	27,22	62,53
10,01	40	4,04	20,41	36,45	72,08
10,01	50	5,06	29,47	45,50	78,05
10,01	60	6,09	40,35	54,90	82,78
10,01	70	7,12	53,20	64,20	85,84
10,01	80	8,17	68,00	73,60	88,34
10,01	85	8,74	76,10	78,80	90,41
10,01	90	9,44	83,20	85,10	96,46
19,50	10	2,13	6,07	19,29	34,71
19,50	20	4,07	13,77	37,01	56,10
19,50	30	6,02	24,63	54,70	68,56
19,50	40	7,95	38,69	72,30	76,19
19,50	50	9,87	56,00	89,90	81,26
19,50	60	11,80	76,60	107,50	84,92
19,50	70	13,72	100,70	125,30	87,55
19,50	80	15,66	128,50	143,10	89,43
19,50	85	16,64	144,30	152,20	90,01
19,50	90	17,75	159,90	162,30	92,39
29,40	10	3,20	8,66	30,07	37,79
29,40	20	6,10	20,14	56,70	58,41
29,40	30	9,14	36,33	83,00	71,03
29,40	40	11,80	57,10	108,90	76,55
29,40	50	14,83	82,40	134,90	82,58
29,40	60	17,69	112,70	161,00	85,96
29,40	70	20,50	148,00	187,50	88,34
29,40	80	23,50	189,20	214,30	90,54
29,40	85	24,90	212,50	227,70	90,75
29,40	90	26,40	237,00	241,70	91,58

Fonte: Elaborado pelo autor

4.3.3 Resultados Experimentais Conversor Boost

Da mesma maneira, os testes foram feitos para o conversor Boost, sendo as três tensões de entrada analisadas de 10 V, 20 V e 30 V. O primeiro ponto a ser demonstrado é onde a tensão de entrada é 10 V e o *duty cycle* de 0,1, a Figura 39 apresenta o ponto de operação referido. Esse mesmo ponto de operação foi verificado na Figura 28, em simulação.

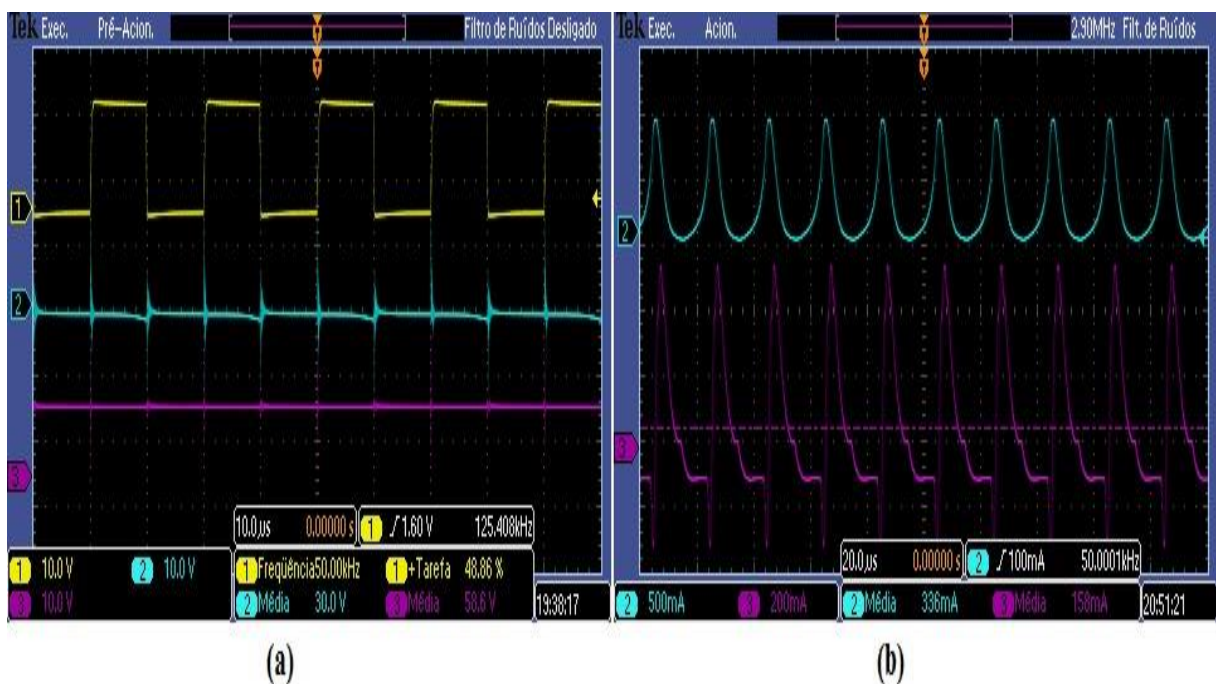
Figura 39 - Formas de ondas de: (a) PWM e tensões de entrada e saída; (b) Correntes de entrada/indutor e saída para $D = 0,1$ e $V_s = 10\text{ V}$



Fonte: Elaborado pelo autor

Outro ponto verificado e apresentado na Figura 40, é onde a tensão de entrada é 30 V e o *duty cycle* de 0,5, caracterizado por ser um ponto extremo de funcionamento. A simulação deste mesmo ponto foi apresentada na Figura 29.

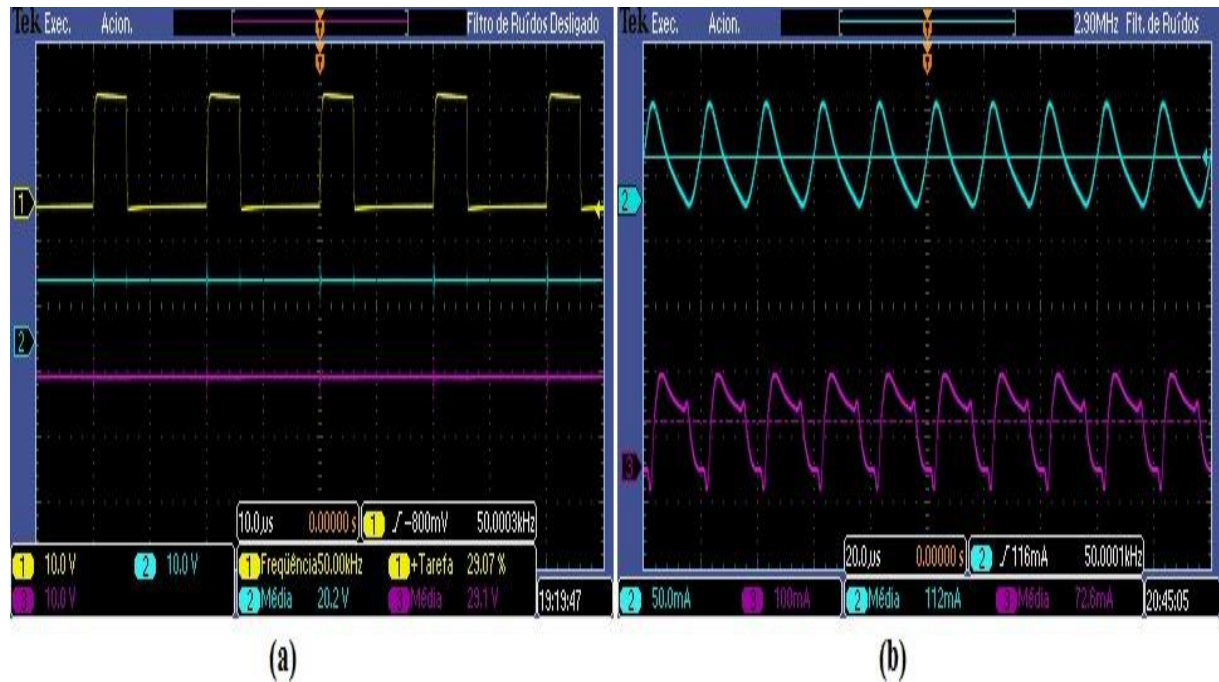
Figura 40 - Formas de ondas de: (a) PWM e tensões de entrada e saída; (b) Correntes de entrada/indutor e saída para $D = 0,5$ e $V_s = 30\text{ V}$



Fonte: Elaborado pelo autor

E por último, o ponto onde a tensão de entrada é 20 V e o *duty cycle* de 0,3, analisado e representado na Figura 41. Este ponto de operação caracterizasse por ser intermediário, podendo ser melhor comparado com a simulação, apresentada na Figura 31 e na Figura 32.

Figura 41 - Formas de ondas de (a) PWM e tensões de entrada e saída; (b) Correntes de entrada/indutor e saída para $D = 0,3$ e $V_s = 20 V$



Fonte: Elaborado pelo autor

Diversos outros pontos de funcionamento foram testados com o osciloscópio, sendo eles apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 - Análise de diversos pontos de operação utilizando osciloscópio.

Tensão de entrada (V)	<i>Duty cycle</i> (%)	Tensão de saída média (V)	Corrente de entrada média (mA)	Corrente de saída/indutor média (mA)	Eficiência (%)
10,20	10	11,40	31,00	27,10	97,70
10,20	20	12,80	40,30	31,00	96,53
10,20	30	14,70	55,20	35,70	93,21
10,20	40	17,20	78,20	44,00	94,88
10,20	50	20,40	116,00	54,00	93,10
10,20	60	25,70	183,00	68,10	93,76
10,20	70	34,00	327,00	93,70	95,51
10,20	80	50,00	765,00	135,00	86,51
10,20	85	65,60	1263,00	154,60	78,72
20,20	10	22,50	63,50	54,10	94,90
20,20	20	25,40	83,90	61,30	91,87
20,20	30	29,10	112,00	72,60	93,38
20,20	40	34,00	157,00	87,50	93,81

20,20	50	40,40	226,00	103,00	91,15
20,20	60	50,20	356,00	132,00	92,15
20,20	70	66,70	678,00	196,00	95,46
30,10	10	33,40	96,90	85,30	97,68
30,10	20	37,40	126,00	97,40	96,05
29,90	30	42,30	168,00	103,00	86,74
29,80	40	49,50	237,00	129,00	90,41
30,00	50	58,60	336,00	158,00	91,85

Fonte: Elaborado pelo autor

E da mesma forma que o conversor Buck, a análise foi refeita com o uso de um multímetro digital, para assim, melhor validar e analisar o funcionamento do conversor. Os valores obtidos nos testes estão apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 - Análise de diversos pontos de operação utilizando o multímetro.

Tensão de entrada (V)	<i>Duty cycle</i> (%)	Tensão de saída média (V)	Corrente de entrada média (mA)	Corrente de saída/indutor média (mA)	Eficiência (%)
10,11	10	10,80	32,16	27,00	89,69
10,11	20	12,20	41,90	30,50	87,84
10,11	30	14,10	56,20	35,09	87,08
10,11	40	16,60	78,10	41,20	86,62
10,11	50	20,00	114,10	49,40	85,65
10,11	60	24,90	177,40	61,60	85,52
10,11	70	33,10	308,00	81,40	86,53
10,11	80	48,90	714,00	119,20	80,75
10,11	85	64,20	1263,00	154,60	77,73
20,03	10	21,70	64,30	54,60	91,99
20,03	20	24,50	83,80	61,60	89,91
20,03	30	28,10	112,00	70,70	88,56
20,03	40	32,80	154,50	82,60	87,55
20,03	50	39,40	222,90	98,60	87,01
20,03	60	49,10	348,00	112,50	79,25
20,03	70	56,00	630,00	161,40	71,63
30,00	10	32,80	96,60	82,60	93,49
30,00	20	37,00	126,00	93,20	91,23
30,00	30	42,40	167,90	106,40	89,56
30,00	40	49,40	231,60	123,90	88,09
30,00	50	59,20	336,80	147,70	86,54

Fonte: Elaborado pelo autor

Com esses últimos resultados, finda-se a presente etapa de aquisição de resultados dos diferentes pontos de operação dos conversores, afim de verificar seus funcionamentos.

5 CONCLUSÃO

A finalidade do presente trabalho foi a elaboração de uma placa de circuito impresso dos conversores Buck e Boost com intuito de dispor aos discentes do curso para uso e aprendizado, para tal, buscou-se conhecimento mais aprofundado acerca dos conversores, circuitos auxiliares de ajuda a comutação, bem como, um gerador do sinal de chaveamento.

A base da primeira etapa, a revisão bibliográfica, é voltada para as equações de definição dos conversores e suas principais formas de ondas, apresentando toda a essência para o projeto dos mesmos. Essa etapa é seguida pela busca por circuitos e sistemas de auxílio ao desenvolvimento prático.

A etapa seguinte foi caracterizada pelas simulações e desenvolvimento do protótipo em *software*, propiciando a análise prévia do mesmo antes de sua elaboração prática. O proposto nas definições de projeto visou um protótipo de utilização em bancada, de baixa potência e de fácil manuseio.

Os cálculos e simulações ideais obtiveram excelente equivalência, demonstrando os conversores puramente teóricos. Com o desenvolvimento da PCI, os resultados obtidos experimentalmente demonstraram que as perdas existem e que o sistema não se comporta exatamente igual a teoria, mesmo com eficiências acima de 90% para alguns pontos de operação.

A análise dos resultados em bancada com o uso do osciloscópio demonstrou-se levemente imprecisa, apresentando pequenas oscilações nas medidas, onde as principais variações ocorreram na medição de corrente dos conversores, tais variações podem ter ocorrido devido aos seguintes fatores:

- A baixa corrente de operação do protótipo;
- O uso de duas pontas de prova de corrente para medir ao mesmo tempo correntes de entrada e saída, podendo assim, apresentar divergências devido a possibilidade de diferença na calibragem de cada ponta de prova;
- Os ruídos gerados pelo chaveamento, interferindo na forma de onda;
- E ainda, mas não tão significativo, o ajuste de escala no osciloscópio, que interfere no cálculo realizado pelo mesmo;

Mesmo com as oscilações de corrente na medição direta com o osciloscópio, foi possível observar as formas de onda de maneira clara, onde no geral, a forma de corrente no indutor foi a que apresentou maior similaridade com a teoria.

Com a análise refeita, utilizando um multímetro digital para tal, os resultados obtidos demonstraram-se mais estáveis e seguiram um padrão de eficiência, onde o conversor Buck apresentou maior eficiência em *duty cycle* elevado e o conversor Boost demonstrou maior eficiência em *duty cycle* de baixo valor. Vale ressaltar, que os dois operaram no MCC, indiferentemente da razão cíclica de operação, conforme projetado.

O microcontrolador utilizado operou exatamente como esperado em simulações, possibilitando uma implementação amigável e abrindo portas para novos desenvolvimentos para o protótipo.

No geral, o protótipo se comportou de maneira muito robusta, onde mesmo em malha aberta, os conversores apresentaram tensões de saída próximas com as teóricas para cada ponto de operação. Desta forma, ficou demonstrado pelos resultados a funcionalidade do protótipo, ficando assim, a disposição do uso em aulas práticas para os alunos da disciplina de Eletrônica de Potência.

5.1 Trabalhos futuros

Para a continuação do trabalho, propõe-se os seguintes tópicos:

- Leitura de tensão de entrada do conversor Boost para liberar diferentes limites de *duty cycle*;
- Introduzir um CI para realizar a conversão de correntes dos conversores para tensão, para desta forma, facilitar a medição das correntes com o uso do osciloscópio;
- Leitura das tensões de saída dos conversores para dispor um modo de controle em malha fechada;
- Desenvolvimento de mais exercícios referentes aos conversores;
- Análise de ruídos e implementação de filtros para mitigação dos mesmos;
- Projeto de outras topologias de conversores CC-CC para dispor em laboratório, como por exemplo, conversores: Buck-Boost, Buck-Boost isolado (Flyback), Sepic, Cuk.

REFERÊNCIAS

- AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. 1 Ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2000. Tradução de: Bazán Tecnologia e Linguística.
- ALVES, R. L.; BARBI, I.; FONT, C. H. I. **Projeto físico de indutores e transformadores**. Florianópolis. Instituto de Eletrônica de Potência (INEP). 2002. Disponível em: <https://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf>. Acesso em: 15 de jun. 2020.
- ARRABAÇA, D. A.; GIMENEZ, S. P. **Conversores de Energia Elétrica CC/CC para aplicações em Eletrônica de Potência: conceitos, metodologia de análise e simulação**. 1ª.ed. São Paulo: Editora Érica, 2014. 224 p.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 2. Ed. Florianópolis: Edição dos autores, 2006.
- COELHO, R. F. **Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.
- ENGEL, L. **Projeto e Análise de um Conversor CC-CC Buck-Boost com Aplicação de Método de Rastreamento de Máxima Potência**. Dissertação (Graduação) – Erechim: Universidade Regional Integrada URI, 2019.
- FONSECA, A. B. A. **Desenvolvimento de Kit Instrucional de Conversor CC-CC com Topologia Boost**. Dissertação (Graduação) – Toledo: Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), 2019.
- HART, D. W. **Eletrônica de Potência – análise e projetos de circuitos**. 8ª. ed; Porto Alegre: Editora Bookman, 2011, ISBN 9780073380674.
- INTERNATIONAL, R. **IR2117(S)/IR2118(S) & (PbF) Single Channel Driver**. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ir2117-DS-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c84331168d>. Acesso em: 14 de jun. 2020.
- INTERNATIONAL, R. **IR2112(-1-2)(S) PbF High and Low Side Driver**. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2112-DS-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c81cb71685>. Acesso em: 14 de jul. 2020.
- JÚNIOR, A. C. H. **Análise e Implementação de um Conversor Boost Bridgeless PFC**. Dissertação (Graduação) - Erechim: Universidade Regional Integrada URI, 2019.
- LEÃO, A. R. **Desenvolvimento de kit's Didáticos para Aulas Práticas de Eletrônica de Potência: Conversores Buck, Boost e Buck/Boost**. Dissertação (Graduação) – Campo Mourão: Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), 2016.
- MAGNETICS, INC. **Catálogos e softwares para projeto de magnéticos**. Disponível em: <<https://www.mag-inc.com/>>. Acesso em: 15 de jun. 2020.

MICROCHIP TECHNOLOGY INC. **PIC16F877A Data Sheet**. Estados Unidos, 2003. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39582C.pdf>>. Acesso em: 9 de jun. 2020.

MICROCHIP TECHNOLOGY INC. **DSPIC33FJ12MC202 Data Sheet**. Estados Unidos, 2011. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70265e.pdf>>. Acesso em: 06 de ago. 2020.

MOHAN, N. **Eletrônica de Potência - Curso Introductório**. São Paulo: LTC, 2014.

PEREIRA, F. **Microcontroladores PIC: Programação em C**. 4. Ed. São Paulo: Editora Érica, 2014.

POZZATTI, E. **Projeto e Análise de uma Fonte Chaveada em Alta Frequência para Laboratório de Ensino com Saídas: $\pm 12V$, $\pm 5V$, $\pm 3,3V$ e Variável até $25V$** . Dissertação (Graduação) – Campo Mourão: Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), 2015.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. 2. Ed. São Paulo: Makron Books, 1999. Tradução de: Carlos Alberto Favato.

SEMONETTI, F.; HUMENHUK, Y. **Criação de Placas Didáticas para Uso nas Aulas de Eletrônica de Potência na UNISUL: Conversor Buck e Boost**. Dissertação (Graduação) – Tubarão: Universidade do Sul de Santa Catarina (UNISUL), 2019.

SOUZA, D. J. **Desbravando o PIC – Ampliado e Atualizado para PIC 16F628A**. 12. Ed. São Paulo: Érica, 2008.

TEIXEIRA, W. C. E.; VIAJANTE, G. P.; MARRA, E. G. **Projeto, Simulação e Implementação de Um Conversor CC-CC Não Isolado Boost, Uma Experimentação Metodológica**. Universidade Federal de Goiás – Goiás, 2008. Disponível em: <<http://www.abenge.org.br/cobenge/arquivos/11/artigos/2342.pdf>>. Acesso em: 01 de dez. 2020.

ZANCO W. S. **Microcontroladores PIC: Técnicas de Software e Hardware para Projetos de Circuitos Eletrônicos**. 2. Ed. São Paulo: Editora Érica, 2014.

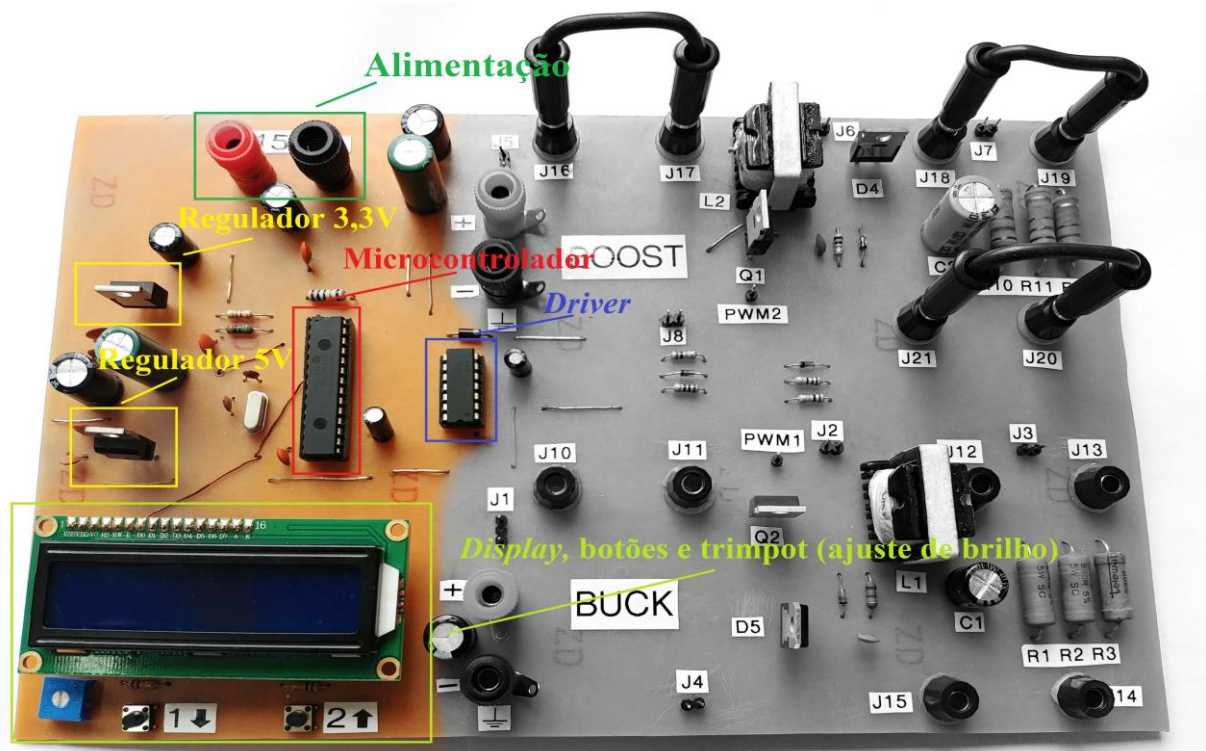
APÊNDICE A - Informações Gerais e Instruções de Uso do Protótipo

A finalidade do presente apêndice é apresentar o protótipo para futuros usuários, demonstrando o local dos componentes, pontos de medições, pontos de alimentação e as características de funcionamento dos conversores e do protótipo em geral. Desta forma, o apêndice divide-se em três subtópicos, para melhor esclarecimento.

A.1 - Comando dos Conversores

A primeira parte a ser compreendida é o controle dos conversores, a Figura 42 apresenta a parte referida. Nela é possível visualizar os principais componentes em destaque e também os pontos de alimentação, sendo o conector vermelho para o positivo e o conector preto para o negativo.

Figura 42 - Circuito de comando dos conversores



Fonte: Elaborado pelo autor

IMPORTANTE: A alimentação do controle NÃO deve ultrapassar os 15V, para garantir um funcionamento seguro dos MOSFETs e dos reguladores de tensão é indicado uma tensão próxima a isso.

Funcionamento dos botões:

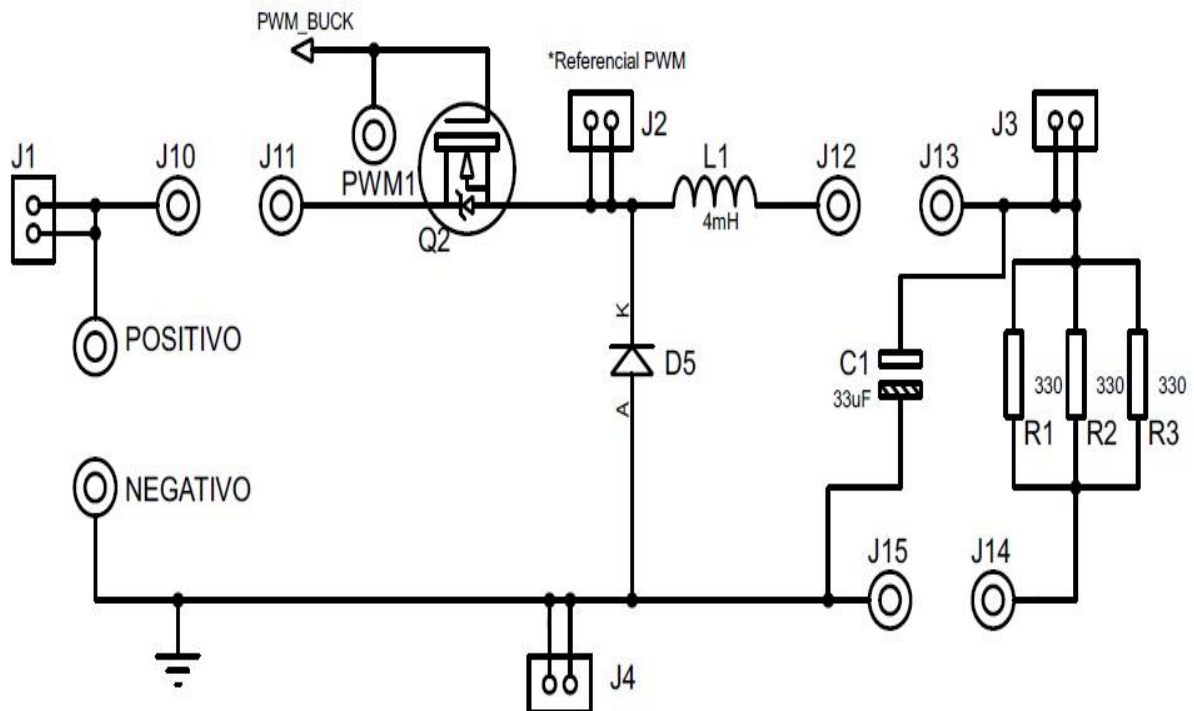
- Botão 1 para escolha do conversor Buck e decremento de *duty cycle*;
- Botão 2 para escolha do conversor Boost e incremento do *duty cycle*;
- Botão 1 e Botão 2 pressionados simultaneamente por 3 segundos após a escolha de um dos conversores, fazem o reinício do sistema, dando a possibilidade de refazer a escolha do conversor.

O *duty cycle* foi limitado em código de maneira diferencial para cada conversor, sendo o limite mínimo de 5% para ambos e o limite máximo de 90% para o conversor Buck e 75% para o conversor Boost.

A.2 - Conversor Buck

Basicamente, o conversor projetado apresenta valores de indutância, carga e capacitância definidos, as variações possíveis a se impor serão na tensão de entrada e no *duty cycle*, desta forma, para um melhor entendimento por parte do usuário, a representação do circuito simplificado do conversor Buck está disponibilizado na Figura 43.

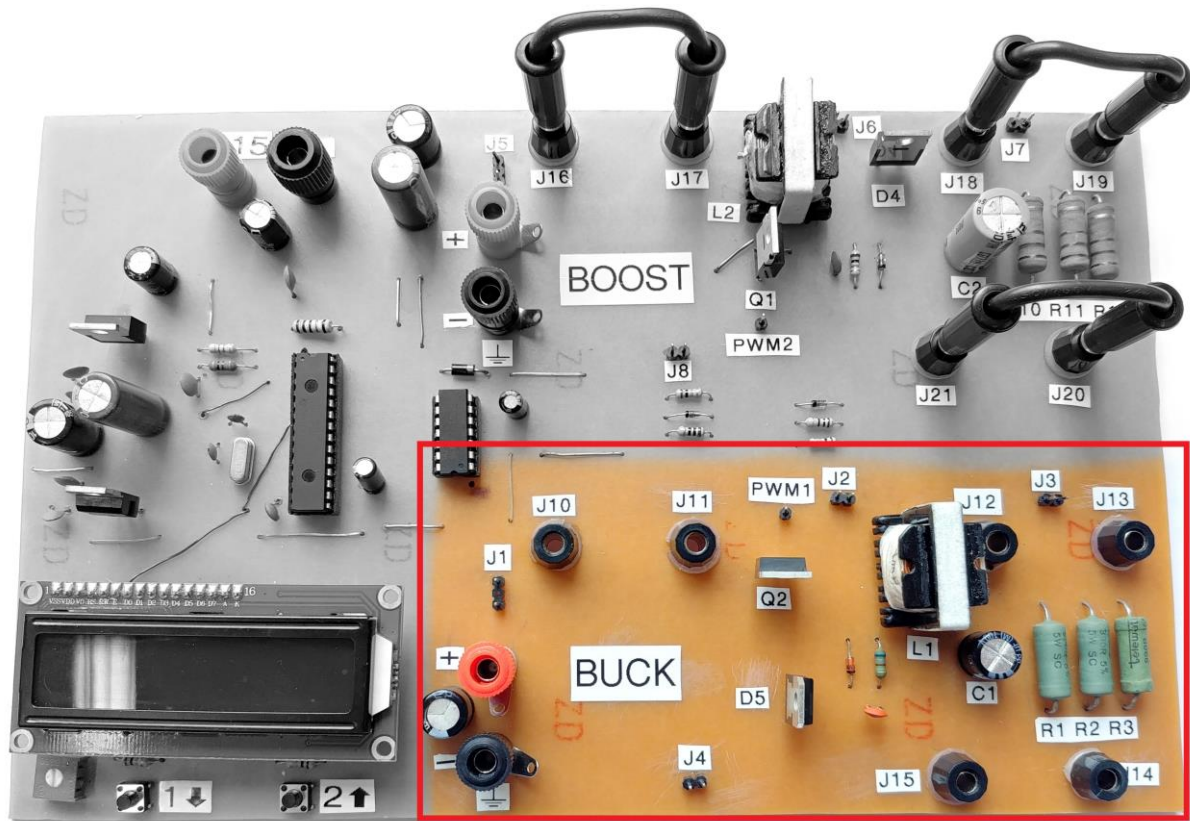
Figura 43 - Circuito simplificado conversor Buck



Fonte: Elaborado pelo autor

A simbologia dos pontos representados no circuito da Figura 43 coincidem com os pontos marcados diretamente na PCI e podem ser vistos na Figura 44.

Figura 44 - Conversor Buck no protótipo



Fonte: Elaborado pelo autor

A descrição de cada ponto representado para os componentes pode ser visualizada na Tabela 7.

Tabela 7 - Descrição dos componentes conversor Buck

Representação	Descrição
Q2	Chave de potência (MOSFET)
L1	Indutor
D5	Diodo
C1	Capacitor
R1, R2 e R3	Carga

Fonte: Elaborado pelo autor

As medições podem ser efetuadas diretamente nos pontos mencionados na Tabela 8, com o uso de um multímetro e/ou um osciloscópio, para ambos os conversores.

Tabela 8 - Descrição dos pontos de medições conversor Buck

Representação	Descrição do ponto
J1	Medição de tensão de entrada
J10, J11	Medição de corrente de entrada
J2	Medição de tensão no indutor e diodo e referencial para a medição de PWM
PWM1	Ponto de medição de PWM
J12, J13	Medição de corrente na saída e indutor
J3	Medição de tensão na saída
J14, J15	Medição de corrente na saída
J4	Referencial negativo/terra

Fonte: Elaborado pelo autor

Considerações importantes de uso prático:

- O conversor conta com 3 resistores de 5W em paralelo, totalizando uma potência máxima de operação de 15W. Sua potência pode suportar a tensão de entrada máxima de 30V e um duty cycle de 0,9, sendo assim, o usuário pode operar em todas as faixas de duty cycle liberadas. Entretanto, não é indicado o uso em potência máxima por muitos minutos, pois gera aquecimento demasiado da carga;
- Para a medição do PWM do conversor, devido ao MOSFET estar em “ponto flutuante”, o ponto de referência para a medição a se utilizar, é o ponto J4, ainda, é necessário o uso de uma ponta de prova diferencial, mostrada na Figura 45, para a aquisição desta grandeza;
- Para aferições de corrente é recomendado o uso direto do multímetro, entretanto, caso necessário a aferição da forma de onda, pode-se utilizar uma ponta de prova de medição de corrente, também apresentada na Figura 45, porém, para realizar a aquisição da grandeza será necessário dar algumas voltas com um fio na ponta de prova de corrente e realizar os devidos ajustes de atenuação no osciloscópio, devido ao baixo valor de corrente.

Figura 45 - Ponta de prova diferencial N2791A e ponta de prova de corrente A622, respectivamente.

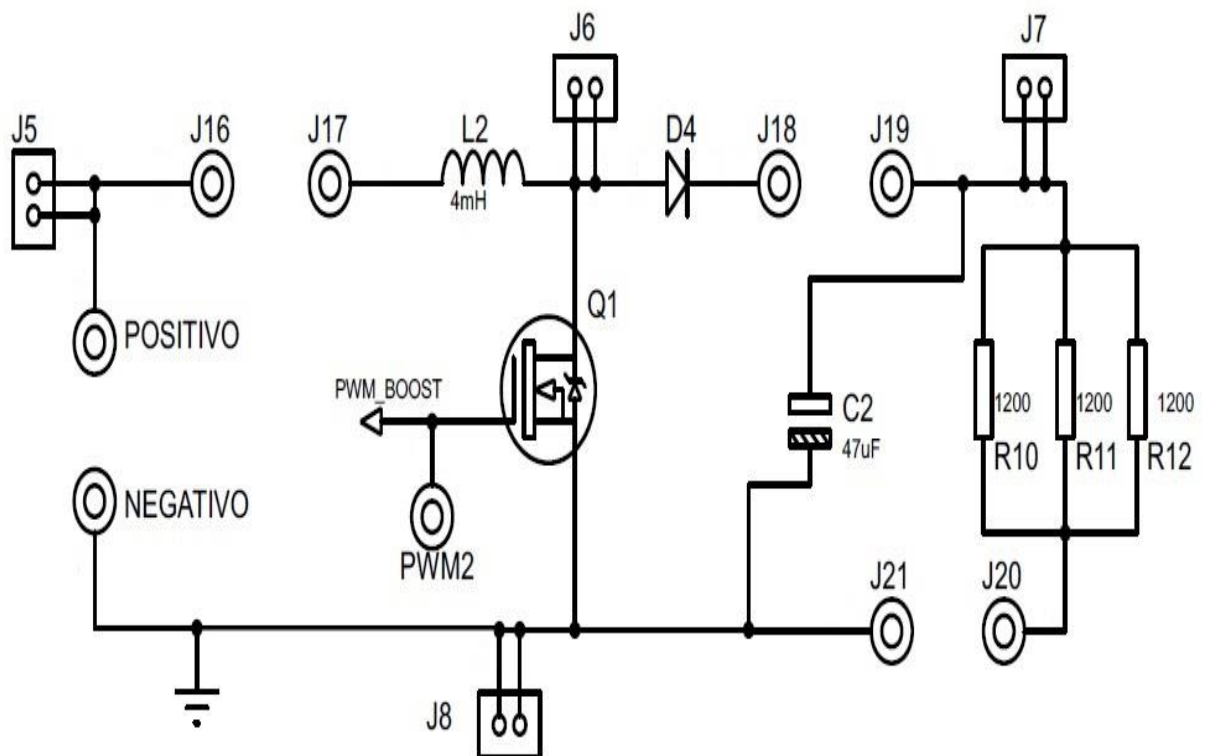


Fonte: Elaborado pelo autor

A.3 - Conversor Boost

Da mesma forma que o conversor Buck, as variáveis de operação impostas serão: a tensão de entrada e *duty cycle*. Para o presente conversor, a representação do circuito simplificado do conversor Boost está apresentado na Figura 46.

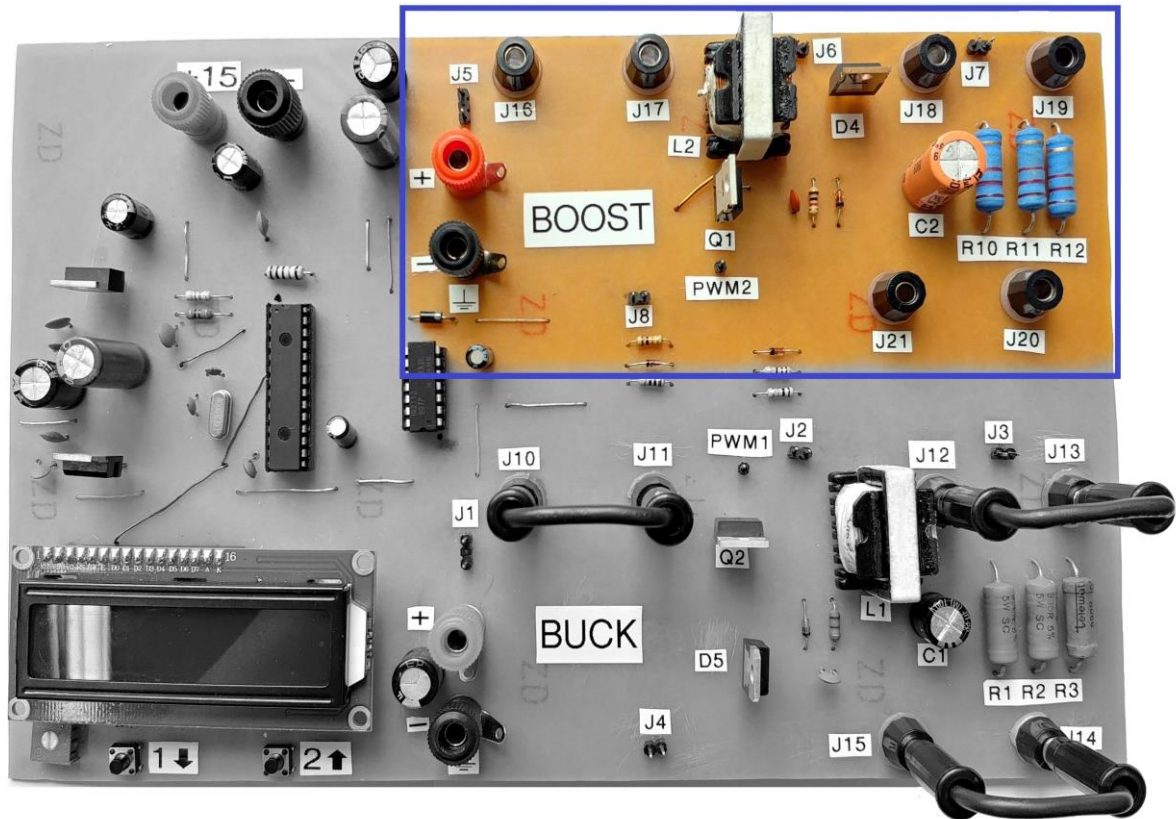
Figura 46 - Circuito simplificado conversor Boost



Fonte: Elaborado pelo autor

Os pontos apresentados na Figura 46, estão representados diretamente na PCI e podem ser vistos na Figura 47.

Figura 47 - Conversor Boost no protótipo



Fonte: Elaborado pelo autor

A descrição dos pontos, referentes aos componentes do protótipo, está expressa na Tabela 9.

Tabela 9 - Descrição dos componentes conversor Boost

Representação	Descrição
L2	Indutor
Q1	Chave de potência (MOSFET)
D4	Diodo
C2	Capacitor
R10, R11 e R12	Carga

Fonte: Elaborado pelo autor

Os pontos representados para as medições estão descritos na Tabela 10.

Tabela 10 - Descrição dos pontos de medições conversor Boost

Representação	Descrição do ponto
J5	Medição de tensão de entrada
J16, J17	Medição de corrente de entrada e indutor
J6	Medição de tensão no diodo e no transistor
PWM2	Ponto de medição de PWM
J18, J19	Medição de corrente na saída e diodo
J7	Medição de tensão na saída
J20, J21	Medição de corrente na saída
J8	Referencial negativo/terra

Fonte: Elaborado pelo autor

Considerações importantes de uso prático:

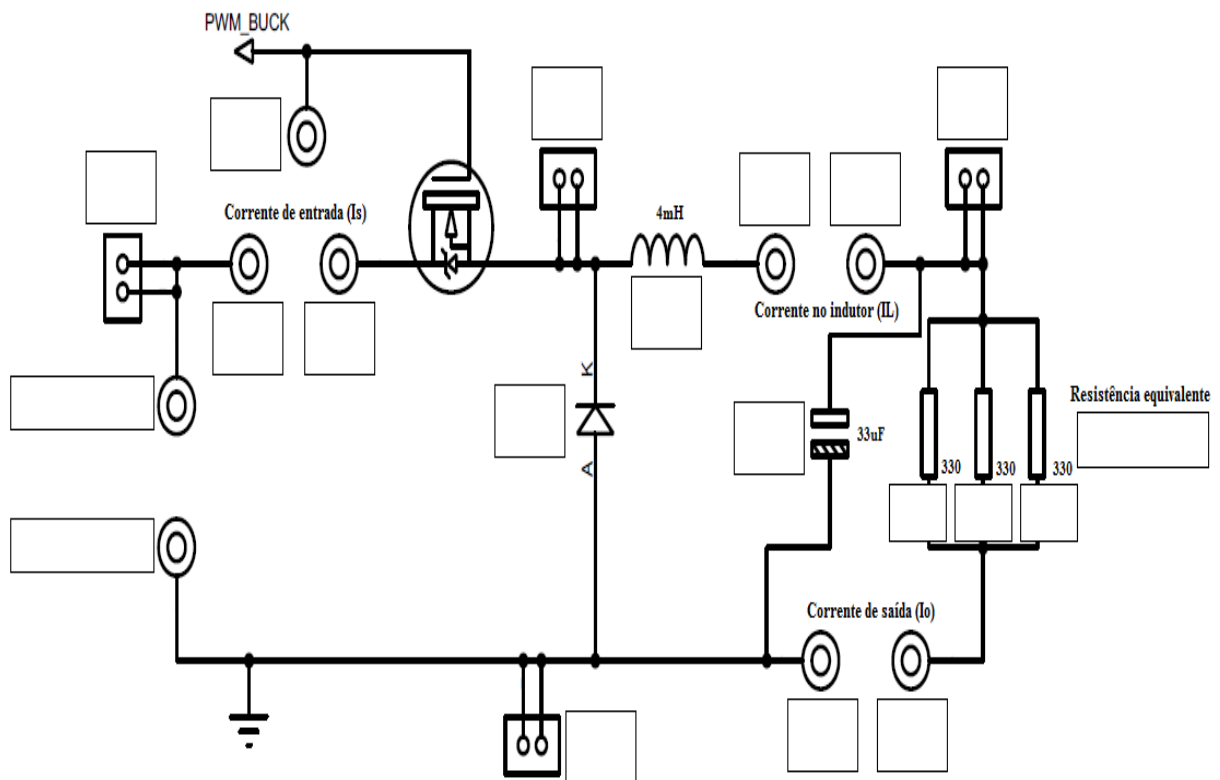
- Não se faz necessário o uso de ponta de prova diferencial para o presente conversor;
- **IMPORTANTE:** conforme a tensão e o *duty cycle*, o presente conversor tem capacidade de ultrapassar os 60 V de tensão de saída máxima projetada, desta forma, deve ser calculado o valor de tensão de saída ANTES do incremento de *duty cycle*, para assim, prever e não ultrapassar o valor de 60 V na saída. Ainda, não se deve ficar muitos minutos operando próximo a tensão de 60 V, devido ao aquecimento demasiado dos resistores de carga;
- As considerações para aferição das grandezas de correntes, igualmente ao conversor Buck, se aplicam aqui.

APÊNDICE B - Exemplos de Exercícios Aplicáveis ao Uso do Protótipo

B.1 - Exercícios Conversor Buck

1- Identifique o local dos componentes e dos pontos de medições diretamente no conversor Buck, anotando suas marcações no circuito da Figura 48.

Figura 48 – Circuito do conversor Buck.



Fonte: Elaborado pelo autor

2- Alimente com 15V apenas o circuito de comando da PCI, escolha o conversor Buck para operar, e utilizando um osciloscópio e uma ponta de prova diferencial, faça a aquisição da forma de onda PWM incidente no MOSFET para: (a) *Duty cycle* de 0,1. (b) *Duty cycle* de 0,5. (c) *Duty cycle* de 0,9.

Qual a frequência e o período do PWM?

R:

3- Se a tensão de entrada do conversor Buck for de 20 V, calcule a tensão de saída e a variação da tensão na saída, bem como, as correntes média da fonte e na saída/indutor, para: (a) *Duty cycle* de 10%. (b) *Duty cycle* de 50%. (c) *Duty cycle* de 90%. Após os cálculos, utilizando

um multímetro e um osciloscópio, refaça a aquisição das grandezas, diretamente no conversor Buck.

A Tabela 11 pode ser utilizada para o preenchimento dos resultados.

Tabela 11 – Tabela de preenchimento de resultados conversor Buck.

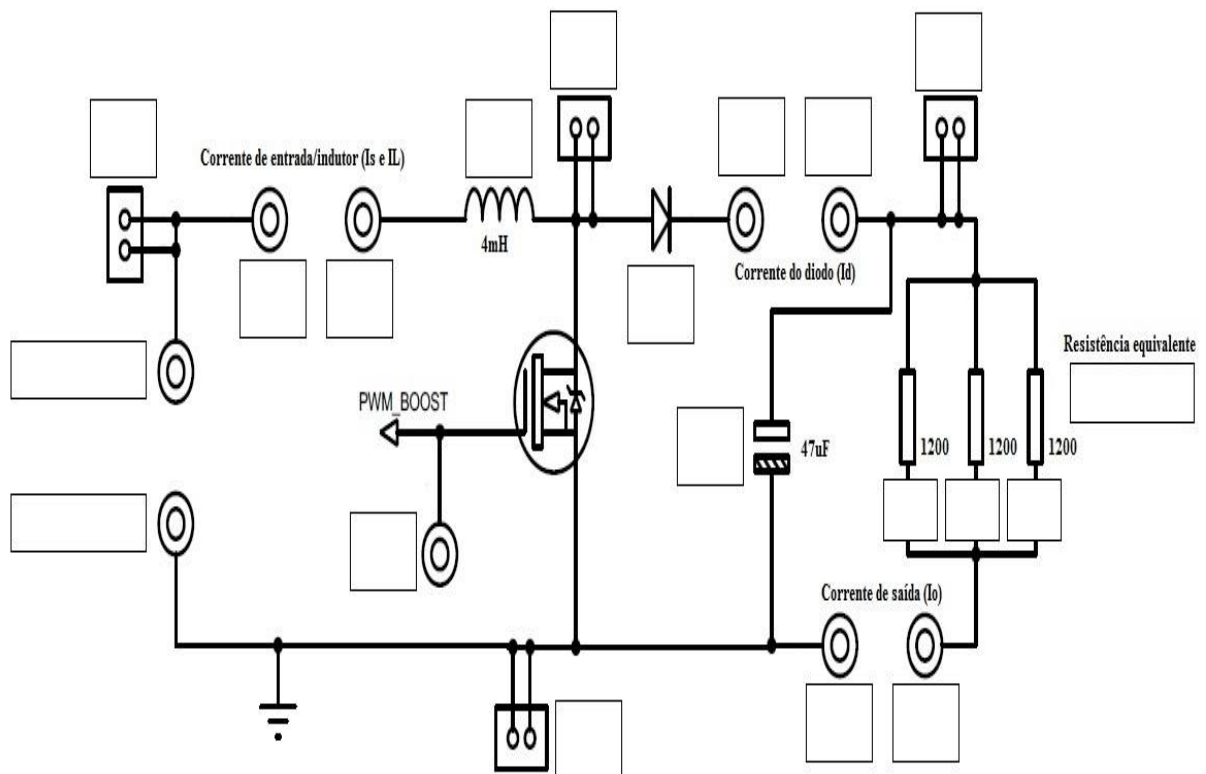
	Calculado			Medido		
	$D = 0,1$	$D = 0,5$	$D = 0,9$	$D = 0,1$	$D = 0,5$	$D = 0,9$
V_o [V]						
ΔV_o [V]						
I_s [A]						
I_L [A]						
I_o [A]						
η [%]						

Fonte: Elaborado pelo autor

B.2 - Exercícios Conversor Boost

1- Identifique o local dos componentes e dos pontos de medições diretamente no conversor Boost, anotando suas marcações no circuito da Figura 49.

Figura 49 - Circuito do conversor Boost.



Fonte: Elaborado pelo autor

2- Alimente com 15V apenas o circuito de comando da PCI, escolha o conversor Boost para operar, e utilizando um osciloscópio e uma ponta de prova de tensão, faça a aquisição da forma de onda PWM incidente no MOSFET para: (a) *Duty cycle* de 0,1. (b) *Duty cycle* de 0,5. (c) *Duty cycle* de 0,75.

Qual a frequência e o período do PWM?

R:

3- Se a tensão de entrada do conversor Boost for de 10 V, calcule a tensão de saída e a variação da tensão na saída, bem como, as correntes média da fonte/indutor e na saída/diodo, para: (a) *Duty cycle* de 10%. (b) *Duty cycle* de 50%. (c) *Duty cycle* de 75%. Após os cálculos, utilizando um multímetro e um osciloscópio, refaça a aquisição das grandezas diretamente no conversor Boost.

A Tabela 12 pode ser utilizadas para o preenchimento dos resultados.

Tabela 12 - Tabela de preenchimento de valores conversor Boost.

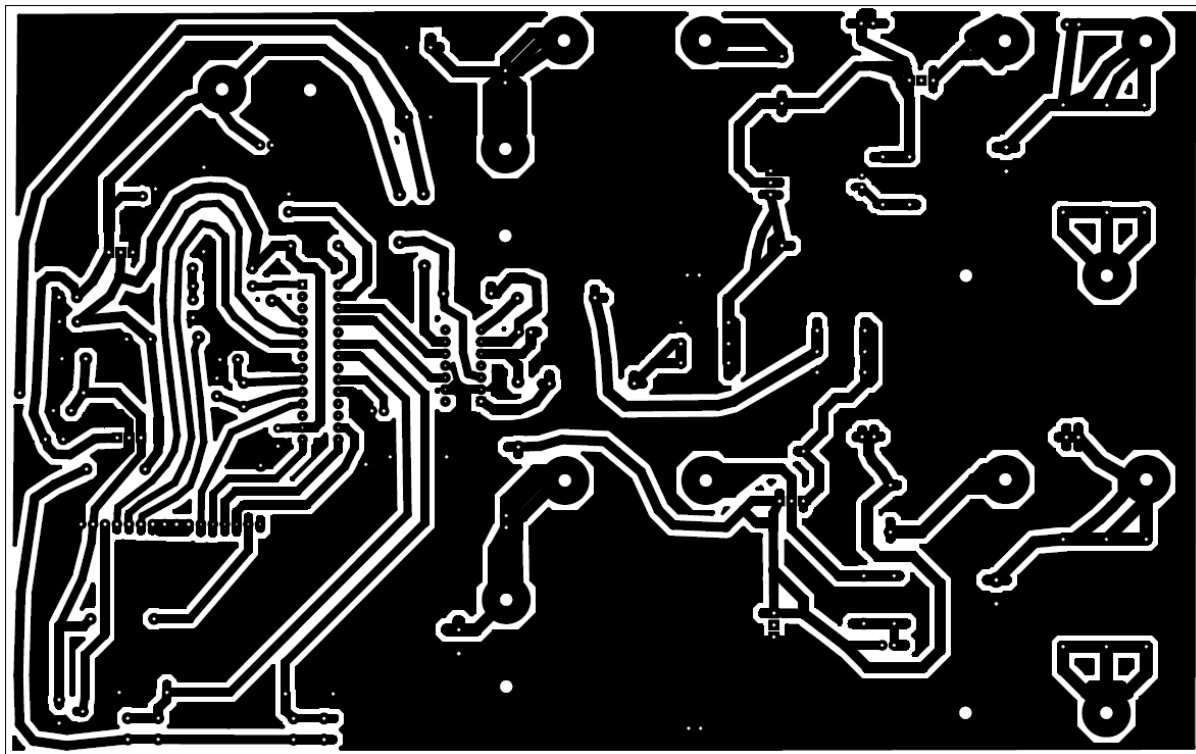
	Calculado			Medido		
	$D = 0,1$	$D = 0,5$	$D = 0,75$	$D = 0,1$	$D = 0,5$	$D = 0,75$
V_o [V]						
ΔV_o [V]						
I_s [A]						
I_d [A]						
I_o [A]						
η [%]						

Fonte: Elaborado pelo autor.

APÊNDICE C - Circuito para Confeção da PCI

O circuito para confecção da PCI está representado na Figura 50.

Figura 50 - Circuito para confecção do protótipo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

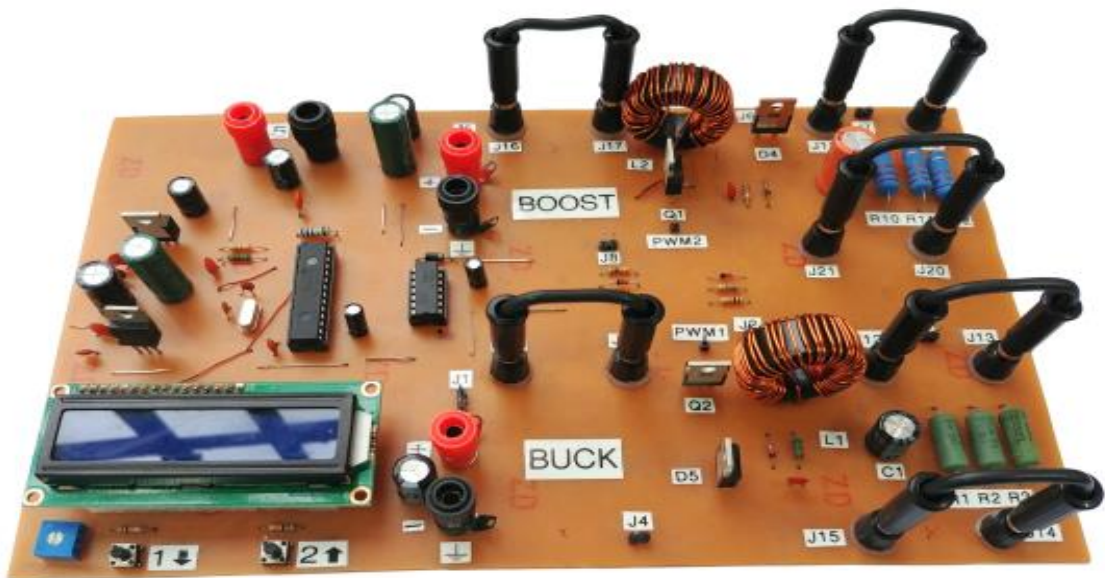
A Figura 50 é meramente ilustrativa, pois não está representada com seu tamanho real, o arquivo com as dimensões reais será disponibilizado ao laboratório, possibilitando assim, a replicação do projeto.

APÊNDICE D - Testes Utilizando Indutor Toroidal

Com intuito de verificar a funcionalidade dos indutores toroidais na aplicação direta nos conversores, para assim, possibilitar uma forma mais acessível aos indutores deste projeto, verificou-se com o uso de um multímetro digital, os mesmos pontos apresentados nos resultados.

A Figura 51 apresenta os indutores toroidais diretamente no protótipo.

Figura 51 - Protótipo com os indutores toroidais



Fonte: Elaborado pelo autor.

Desta forma a Tabela 13 apresenta os valores medidos para os diversos pontos de operação testados para o conversor Buck.

Tabela 13 – Medidas de diversos pontos de operação com o uso de indutor toroidal, conversor Buck.

Tensão de entrada (V)	Duty cycle (%)	Tensão de saída média (V)	Corrente de entrada média (mA)	Corrente de saída/indutor média (mA)	Eficiência (%)
10,02	10	0,998	3,37	8,96	26,48
10,02	20	1,968	7,35	17,82	47,62
10,02	30	2,985	12,98	27,01	61,99
10,02	40	4,011	20,33	36,28	71,44
10,02	50	5,040	29,41	45,50	77,82
10,02	60	6,080	40,30	54,80	82,51
10,02	70	7,120	53,10	64,20	85,91
10,02	80	8,170	68,00	73,70	88,37
10,02	90	9,480	83,50	85,40	96,76
20,04	10	2,138	6,03	19,39	34,31

20,04	20	4,138	13,92	37,43	55,52
20,04	30	6,15	25,14	55,50	67,75
20,04	40	8,16	39,62	73,60	75,64
20,04	50	10,17	57,30	91,70	81,22
20,04	60	12,21	78,40	110,00	85,49
20,04	70	14,23	103,20	128,30	88,28
20,04	80	16,29	132,00	146,90	90,46
20,04	90	18,49	164,50	166,80	93,56
30,01	10	3,293	8,55	29,89	38,36
30,01	20	6,27	20,32	56,70	58,30
30,01	30	9,24	37,06	83,50	69,37
30,01	40	12,22	58,30	110,20	76,97
30,01	50	15,2	84,40	137,00	82,22
30,01	60	18,21	115,30	164,10	86,36
30,01	70	21,24	151,60	191,40	89,36
30,01	80	24,31	193,60	218,70	91,51
30,01	90	27,44	242,60	246,70	92,98

Fonte: Elaborado pelo autor.

Da mesma forma, os testes foram realizados para o conversor Boost, com as medidas dos diversos pontos de operação testados apresentados na Tabela 14.

Tabela 14 - Medidas de diversos pontos de operação com o uso de indutor toroidal, conversor Boost.

Tensão de entrada (V)	<i>Duty cycle</i> (%)	Tensão de saída média (V)	Corrente de entrada média (mA)	Corrente de saída/indutor média (mA)	Eficiência (%)
10,05	10	10,77	32,31	27,19	90,18
10,05	20	12,18	42,10	30,70	88,38
10,05	30	14,00	56,70	35,24	86,58
10,05	40	16,43	79,10	41,40	85,56
10,05	50	19,79	116,00	49,60	84,20
10,05	60	24,80	180,80	62,10	84,76
10,05	70	33,11	311,00	82,40	87,29
10,05	80	49,10	711,00	121,10	83,21
20,02	10	21,83	64,80	55,00	92,55
20,02	20	24,64	84,90	62,10	90,02
20,02	30	28,25	114,70	71,10	87,47
20,02	40	33,03	159,50	83,00	85,85
20,02	50	39,71	231,00	99,60	85,52
20,02	60	49,50	356,50	124,10	86,07
20,02	70	65,60	625,00	163,10	85,51
30,01	10	32,90	98,00	83,60	93,52
30,01	20	37,09	128,40	94,30	90,77
30,01	30	42,50	172,30	107,80	88,60
30,01	40	49,50	237,50	125,80	87,37
30,01	50	59,40	341,00	150,50	87,36

Fonte: Elaborado pelo autor.