

INSTITUTO FEDERAL DA PARAÍBA -
IFPB

COORDENAÇÃO DO CURSO SUPERIOR DE
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



OSNI DI TÁRSIS RODRIGUES PORCINO
FERNANDO RODRIGUES DOS HINO
LEANDRO DE OLIVEIRA GONSALVES

SISTEMA DE IRRIGAÇÃO DE BAIXA VAZÃO COM ALIMENTAÇÃO
FOTOVOLTAICA:
CARACTERIZAÇÃO E PROTOTIPAGEM COM USO DO CONVERSOR BUCK LM2596

João Pessoa
Dezembro/2021

**OSNI DI TÁRSIS RODRIGUES PORCINO
FERNANDO RODRIGUES DOS HINO
LEANDRO DE OLIVEIRA GONSALVES**

**SISTEMA DE IRRIGAÇÃO DE BAIXA VAZÃO COM ALIMENTAÇÃO
FOTOVOLTAICA:
CARACTERIZAÇÃO E PROTOTIPAGEM COM USO DO CONVERSOR BUCK LM2596**

**Trabalho de Conclusão de Curso
submetido à Coordenação do Curso de
Engenharia Elétrica do Instituto Federal
da Paraíba, como parte dos requisitos para
a obtenção do grau de Engenheiro
Eletricista.**

Orientador: Prof. Jose Artur Alves Dias

**João Pessoa
Dezembro/2021**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Biblioteca Nilo Peçanha do IFPB, *campus* João Pessoa

P834s Porcino, Osni Di Társis Rodrigues.

Sistema de irrigação de baixa vazão com alimentação fotovoltaica : caracterização e prototipagem com uso do conversor buck LM 2596 / Osni Di Társis Rodrigues Porcino, Fernando Rodrigues dos Hino, Leandro de Oliveira Gonsalves. – 2021.

74 f. : il.

TCC (Graduação – Bacharelado Engenharia Elétrica) – Instituto Federal de Educação da Paraíba / Coordenação do Curso Superior de Bacharelado em Engenharia Elétrica, 2021.

Orientação : Prof. D.r José Artur Alves Dias.

1. Conversor abaixador - buck . 2. LM 2596. 3. Irrigação.
4. Bomba d'água. I. Fernando Rodrigues dos Hino. II. Gonsalves, Leandro de Oliveira. III. Título.

CDU 621.314.1(043)

Lucrecia Camilo de Lima
Bibliotecária – CRB 15/132

**OSNI DI TÁRSIS RODRIGUES PORCINO
FERNANDO RODRIGUES DOS HINO
LEANDRO DE OLIVEIRA GONSALVES**

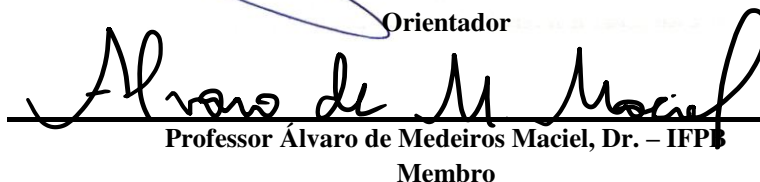
**SISTEMA DE IRRIGAÇÃO DE BAIXA VAZÃO COM ALIMENTAÇÃO
FOTOVOLTAICA:
CARACTERIZAÇÃO E PROTOTIPAGEM COM USO DO CONVERSOR BUCK LM2596**

**Trabalho de Conclusão de Curso
submetido à Coordenação do Curso de
Engenharia Elétrica do Instituto Federal da
Paraíba, como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Engenheiro
Eletricista.**

BANCA EXAMINADORA



**Professor José Artur Alves Dias, Dr. – IFPB
Orientador**



**Professor Álvaro de Medeiros Maciel, Dr. – IFPB
Membro**



**Professora Jeanne Elizabeth de Paula Branquehais, Ma. – IFPB
Membro**

João Pessoa, 01 de dezembro de 2021

Dedicado a todos os estudantes que, diante da necessidade que a vida obriga, precisam conciliar o horário de estudo, na faculdade, às atividades externas. E com isso, certamente, sentem a exaustão diária por tamanha dificuldade.

Vencer a batalha pode parecer irrealizável. Mas, adiantamos-lhes que é totalmente possível. Portanto, jamais desistam.

AGRADECIMENTOS

A lista de agradecimentos seria imensa se pudéssemos enumerar a todos que, direto ou indiretamente, contribuíram para que chegássemos até aqui. Assim, limitamos apenas aos mais próximos, iniciando por Deus. Agradecemos, então, pelo dom da vida e pela energia diária para a superação de cada obstáculo. Agradecemos também aos nossos familiares, pelo incentivo e pela força emanada a cada batalha. Aos nossos ilustres professores: Artur, Leonardo, Diana, Silvana, Franklin, entre outros, pelas aulas marcantes. Aos colegas Alysson, Matheus Delfino, Romero, Lucas Antonino, Antônio, pelos momentos de descontração e pela cooperação no aprendizado ao longo do curso.

A todos, o nosso muito obrigado. Sem a colaboração de cada um de vocês, ao seu modo, tenho certeza, a jornada seria ainda mais difícil.

“Talvez não tenha conseguido fazer o melhor, mas lutei para que o melhor fosse feito. Não sou o que deveria ser, mas Graças a Deus, não sou o que era antes”.

(Martin Luther King)

RESUMO

Tem-se, neste trabalho, um breve estudo do conversor abaixador de tensão buck, desde os conceitos, dimensionamento dos componentes passivos do circuito, à modelagem do controlador de chaveamento. Também, ao final do trabalho, é feita a caracterização de uma bomba d'água para um sistema de irrigação de baixo porte, com a utilização do regulador LM2596 como chaveador e controlador do conversor Buck. E em seguida, são apontados os resultados obtidos com o protótipo.

Palavras chaves: Conversor abaixador. Buck. LM2596. Irrigação.

ABSTRACT

This work presents a brief study of the buck voltage step-down converter, from the concepts, dimensioning of the passive components of the circuit, to the modeling of the switching controller. Also, at the end of the work, the characterization of a water pump for a small-scale irrigation system is carried out, using the LM2596 regulator as a switch and controller for the Buck converter. And then, the results obtained with the prototype are pointed out.

Keywords: Step-down Converter. Buck. LM2596. Irrigation.

LISTAS DE FIGURAS

Figura 1.1	Média anual de irradiação solar.	15
Figura 2.1	Circuito básico de um conversor Buck.	17
Figura 2.2	a) Tensão de entrada; b) Tensão no ponto “a”; c) Corrente na chave; d) Corrente no indutor.	18
Figura 2.3	Instante de tempo em que a chave S está fechada e que o diodo D não conduz.	18
Figura 2.4	Instante de tempo em que a chave S é aberta e que o diodo D passa a conduzir.	19
Figura 2.5	a) Gráfico da tensão no diodo; b) Gráfico da corrente na chave, quando a mesma está conduzindo.	21
Figura 2.6	a) Corrente no diodo. b) corrente no indutor.	23
Figura 2.7	a) Tensão no indutor V_{L0} . b) Corrente no indutor I_{L0} . c) Corrente no capacitor I_{C0} .	24
Figura 2.8	Conversor buck em sistema de malha fechada.	25
Figura 2.4.1a	Comparação entre os sinais de controle e o da portadora.	26
Figura 2.4.1b	Modulação por Largura de Pulso	26
Figura 2.8.1	Diagrama de Bode do controlador de tensão de saída.	37
Figura 2.8.2	Diagrama de Bode do controlador de corrente de saída.	38
Figura 3	Regulador LM2596 em diagrama de blocos.	40
Figura 3.1	Distribuição da pinagem do regulador Buck LM2596 a) Tipo que é soldado na placa com furos. b) tipo que é soldado na superfície da placa.	40
Figura 3.2	Gráfico da frequência do oscilador conforme a temperatura de junção.	42
Figura 3.3	Curvas de seleção de indutores de acordo com a potência de saída do LM2596 a) versão de 3,3 V. b) versão de 5 V. c) versão de 12 V e d) versão de saída ajustável.	43

Figura 3.4	Curvas de eficiência energética para as diferentes versões do regulador LM2596.	45
Figura 4.1	Circuito para monitoramento da temperatura de um Buck LM2596.	46
Figura 4.2	Temperatura no corpo do Buck LM2596 com o aumento da tensão de entrada e na corrente de saída.	47
Figura 5.1	Esquema estrutural do projeto montado.	48
Figura 5.2	Processo de corrosão da placa de fenolite em ácido de percloro de ferro.	50
Figura 5.3	Implementação do protótipo.	51
Figura 5.4	Sistema do experimento.	52
Figura 6.1.1	Gráfico da Vazão versus Altura Manométrica, utilizando a fonte ajustável como fonte de alimentação.	54
Figura 6.1.2	Gráfico das correntes de entrada e de saída versus a Altura Manométrica, utilizando a fonte ajustável como fonte de alimentação.	55
Figura 6.1.3	Gráfico de caracterização da bomba, utilizando a fonte ajustável como fonte de alimentação.	56
Figura 6.2.1	Gráfico da tendência da vazão da bomba d'água, utilizando o painel solar como fonte de alimentação.	57
Figura 6.2.2	Gráfico das correntes de entrada e saída do conversor buck, utilizando o painel solar como fonte de alimentação.	58
Figura 6.2.3	Gráfico das potências de entrada e saída do conversor buck, com o uso de um painel solar como fonte de alimentação.	59
Figura 6.2.4	Gráfico das potências de entrada e saída do conversor buck, com o uso de um painel solar como fonte de alimentação.	60

LISTAS DE TABELAS

Tabela 01	Parâmetros do conversor Buck	34
Tabela 02	Dados extraídos pelo diagrama de Bode do controlador de tensão de saída.	38
Tabela 03	Dados extraídos do diagrama de Bode do controlador de corrente de saída.	39
Tabela 04	Especificações dos pinos do LM2596	41
Tabela 05	Monitoramento da temperatura do Buck LM2496 com a variação da tensão de entrada e da corrente de saída	46
Tabela 06	Especificações do projeto do conversor Buck	49
Tabela 07	Coeficientes da equação da reta para a corrente de entrada e corrente de saída relacionados à altura manométrica, tendo a fonte ajustável como fonte de alimentação do conversor buck.	55
Tabela 08	Coeficientes da equação da reta para a corrente de entrada e corrente de saída relacionados à altura manométrica, tendo a fonte ajustável como fonte de alimentação do conversor buck.	59

LISTA DE SIGLAS E ABREVIações

Wh/m ²	Índice de irradiação solar, em <i>Watt</i> por hora por metro quadrado
VCIS	Fonte de corrente controlada por uma fonte de tensão.
V	Unidade de medida para Volts.
DC	Tensão em corrente contínua.
MCC	Modo de condução contínua.
MCD	Modo de condução descontínua.
PWM	Modulação por Largura de Pulso.

LISTA DE SÍMBOLOS

t_{on}	Tempo em que a chave está conduzindo.
t_{off}	Tempo em que a chave está bloqueada.
T_S	Período completo de abertura e fechamento da chave
S	Representação de uma chave interruptora.
L	Representação de um indutor.
C	Representação de um capacitor.
D	É a razão cíclica e equivale ao tempo t_{on} .
V_{in}	Representação da tensão de entrada no circuito.
V_{out}	Representação da tensão de saída no circuito.
V_o	Igualmente a V_{out} , é a tensão de saída no circuito.
V_L	A tensão medida no indutor.
V_R	A tensão medida na carga.
V_C	A tensão medida no capacitor.
V_D	A tensão medida no diodo.
$V_{S_{máx}}$	Tensão máxima na chave.
I_S	Corrente que atravessa a chave.
I_L	A corrente medida no indutor.
$I_{L_{máx}}$	É a máxima corrente que atravessa o indutor.
$I_{L_{mín}}$	É a mínima corrente que passa no indutor.
$G_{Id} (s)$	Controlador de corrente.
$G_{Vd} (s)$	Controlador de tensão.
ΔI_L	É a diferença entre a máxima e a mínima corrente que passa pelo indutor.
Δt_1	Equivale a porcentagem de tempo T_S em que a chave está fechada.
Δt_2	Equivale a porcentagem de tempo T_S em que a chave está aberta.
ΔQ	Variação de carga no capacitor.
ΔV_C	Variação de tensão no capacitor.
I_o	Igualmente a I_L , é a corrente que atravessa o indutor.
I_C	A corrente medida no capacitor.
I_R	A corrente que circula na carga.
I_D	A corrente medida no diodo.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO	15
1.1 – Justificativa	15
1.2 – Objetivos	16
CAPÍTULO 2 - CONVERSOR BUCK	17
2.1 Modelo Dinâmico	18
2.2 Relação de Tensão e Corrente em Regime Permanente	20
2.3 Controle	24
2.4 Modulação	25
2.4.1 Modulação por Largura de Pulsos	25
2.5 Dimensionamento	27
2.6 Modelagem do controlador de tensão pela Função de Transferência	31
2.7 Modelagem do controlador com as equações de espaço de estados	32
2.8 Simulação em Malha Fechada 100 W	34
CAPÍTULO 3 - CONVERSORES BUCK MONOLÍTICOS LM2596	40
3.1 Configuração e funções dos pinos	40
3.2 Frequência de Chaveamento	41
3.3 Seleção do indutor do circuito	42
3.4 Desligamento térmico (<i>Thermal Shutdown</i>)	43
3.5 Níveis de Tensão	44
CAPÍTULO 4 – PROTEÇÃO TÉRMICA	46
4.1 Mudanças de temperatura do Buck de acordo às variações de tensão e corrente	46
CAPÍTULO 5 – APLICAÇÃO DO CONVERSOR BUCK PARA O ACIONAMENTO DE UMA BOMBA D'ÁGUA	48
5.1 Descrição do Projeto	48
5.2 Dimensionamento do buck	48
5.3 Procedimentos	49
5.4 Caracterização da bomba d'água	53
CAPÍTULO 6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	54

6.1 Conversor buck sendo alimentado pela fonte ajustável	54
6.2 Conversor buck sendo alimentado por um painel fotovoltaico	57
CAPÍTULO 7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	62
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	63
APÊNDICE	65

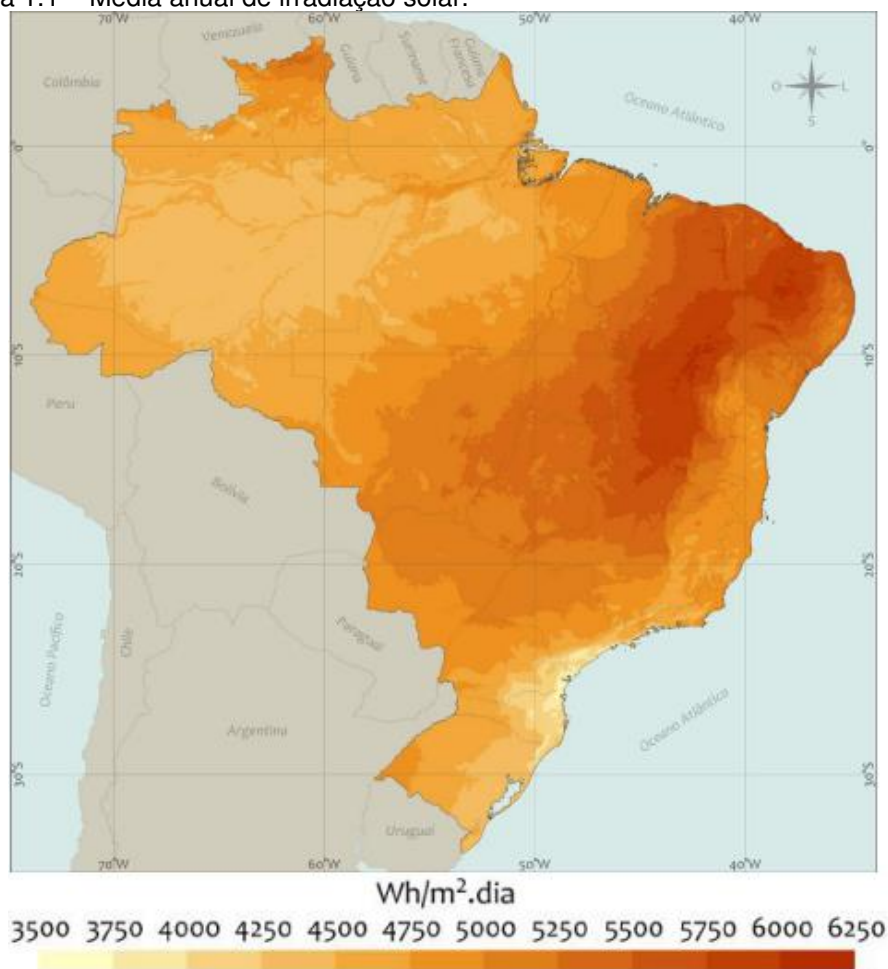
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

1.1 – Justificativa

A problemática da escassez de chuvas, que todos os anos castiga a região Nordeste, somada à crescente precificação da energia elétrica, que aumenta ainda mais a dificuldade na retirada de água do subsolo, pode ser amenizada com o uso da energia captada por painéis fotovoltaicos para a alimentação das bombas d'água.

O território brasileiro, por estar localizado próximo à linha do Equador, recebe uma alta incidência solar com pequena variação entre as estações do ano. Com uma irradiação anual média acima de 3 mil horas. O que possibilita uma geração diária na ordem de 4.500 a 6.300 Wh/m² (INPE, 2017). E, segundo o Operador Nacional do Sistema, o Brasil atualmente gera em torno de 2.600 MW, correspondendo a aproximadamente 1,4% de todo o Sistema Interligado Nacional.

Figura 1.1 – Média anual de irradiação solar.



Fonte: Atlas brasileiro de energia solar, 2017.

Porém, a energia captada nem sempre é constante ao longo do dia, podendo variar até mesmo com uma simples passagem de nuvem. E a bomba d'água, semelhante à maioria das cargas, necessita que a tensão em seus terminais seja a nominal e de forma estável. E, desta forma, exige-se a instalação de um dispositivo que venha a fazer a regulação dessa tensão, evitando a queima do equipamento.

E esse dispositivo é o objeto de estudo deste trabalho.

1.2 – Objetivos

O trabalho se objetiva em fazer, inicialmente, um breve estudo teórico do conversor *buck* e, por conseguinte, elaborar de um protótipo para a regulação da tensão de alimentação de uma bomba d'água. Com isso será feito um teste, primeiramente, com o conversor sendo alimentado por uma fonte de bancada. E, posteriormente, demonstrando uma situação real, será feito o experimento com um painel solar fornecendo energia ao conversor.

Em seguida, serão mostrados os resultados, com a demonstração da viabilidade do projeto. E, finalizado com a exposição das considerações finais.

O estudo ficará limitado à análise do conversor CC operando em Modo de Condução Contínua, já que a maior parte das cargas funcionam dessa forma (HART, 2012).

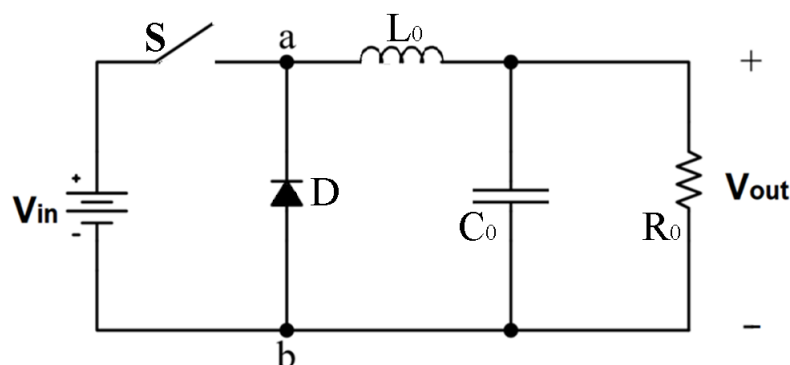
CAPÍTULO 2 - CONVERSOR BUCK

O conversor *buck*, também conhecido por *chopper* do tipo *step-down*, é um circuito constituído por componentes eletrônicos arranjados de tal forma que se torna capaz de baixar a tensão DC a níveis aceitáveis para determinadas cargas. Portanto, neste tipo de circuito, a tensão de saída regulada e controlada é sempre menor do que a tensão de entrada (AHMED, 2000).

Ele é formado basicamente por um filtro passivo de passa-baixas, de segunda ordem, composto de dois componentes armazenadores de energia: um indutor e um capacitor. E ainda, somado a estes, têm-se dois elementos semicondutores: um diodo e uma chave (PETRY, 2001), dispostos conforme mostrado na figura 2.1.

A frequência de corte do filtro deve ser menor do que a frequência de chaveamento, e, desse modo, permitir somente a passagem da componente de nível DC para a saída V_{out} (POMÍLIO, 2014).

Figura 2.1 – Circuito básico de um conversor Buck.



Fonte: PETRY, 2001.

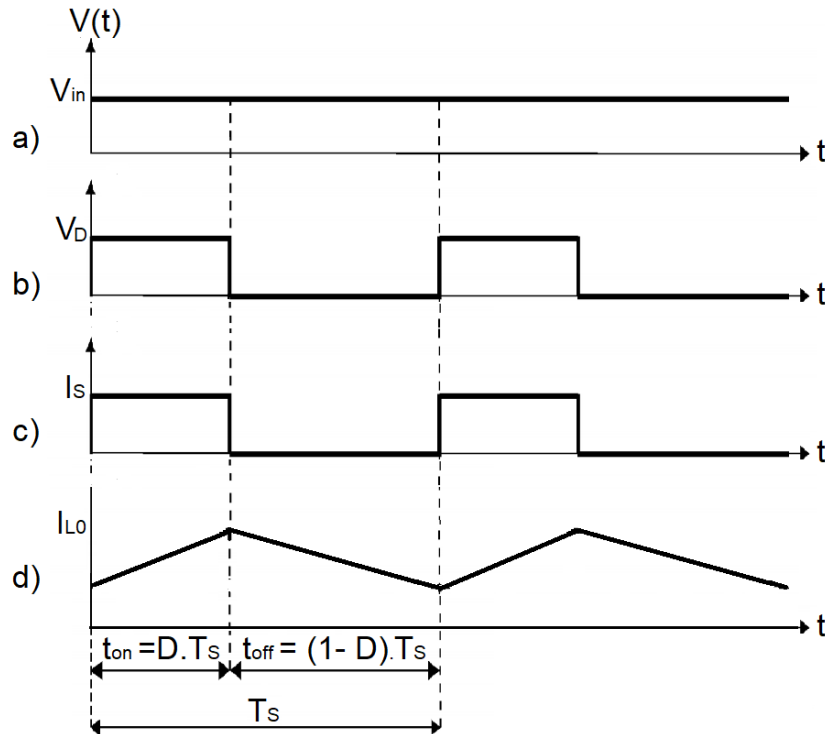
Notadamente, a diferença do potencial elétrico entre os pontos a e b, da figura 2.1, é igual à entrada V_{in} , quando a chave S é fechada.

E ao considerar t_{on} como o tempo em que a chave S está fechada, t_{off} o tempo em que a mesma permanece aberta e T_S como a soma desses dois tempos, tem-se a equação (2.1) que é fundamental para a compreensão do funcionamento do conversor buck.

$$t_{on} = T_S - t_{off} \quad (2.1)$$

Dessa maneira, com a alimentação constante e a chave S abrindo e fechando periodicamente, e ainda, considerando a chave e o diodo como dispositivos ideais, a corrente no indutor terá o comportamento de acordo com a figura 2.2d:

Figura 2.2 – a) Tensão de entrada; b) Tensão no ponto “a”; c) Corrente na chave; d) Corrente no indutor.



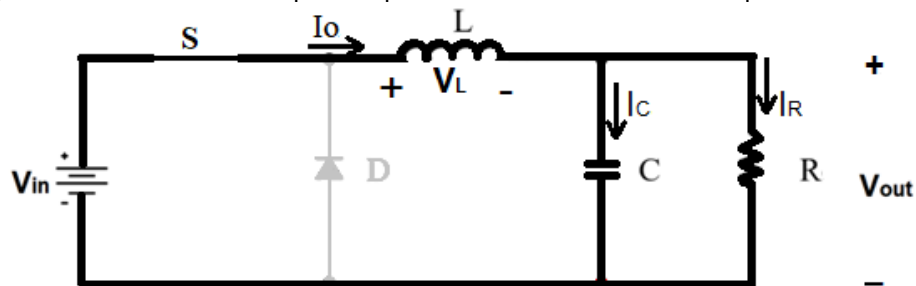
Fonte: Elaborada pelos autores.

Quando a corrente no indutor I_{Lo} atinge zero ampère na mudança de cada tempo T_s , como mostra a figura 2.2d, o conversor atua em Modo de Condução Descontínua.

2.1 Modelo Dinâmico

Para iniciar o estudo do conversor buck, é necessário fazer o levantamento das equações dinâmicas, através das leis de Kirchhoff para corrente e tensão.

Figura 2.3 - Instante de tempo em que a chave S está fechada e que o diodo D não conduz.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Pela Figura 2.3, é possível perceber que, quando a chave S está fechada, o diodo fica reversamente polarizado e, pois, toda a corrente gerada pela fonte passa pelo indutor e chega até o capacitor e a carga. Desse modo, ao fazer a análise do circuito, tem-se a corrente resultante, mostrada na equação (2.2) (AHMED, 2000), (POMÍLIO, 2014)..

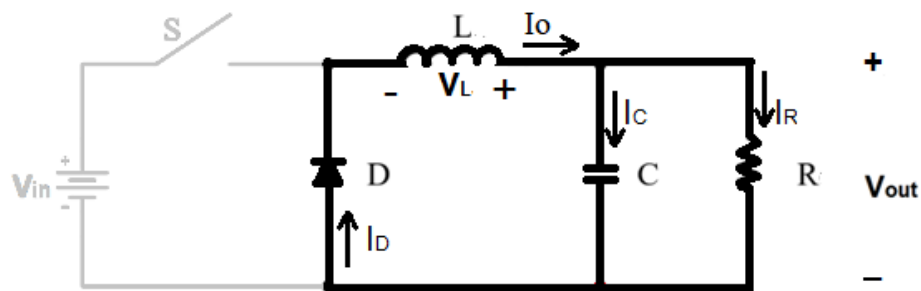
$$I_o = \frac{V_{out}}{R} + C \frac{dV_{out}}{dt} \quad (2.2)$$

E, ainda com a chave fechada, ao buscar o valor da tensão resultante do circuito tem-se a equação (2.3).

$$V_{in} - L \frac{dI_o}{dt} - V_{out} = 0 \quad (2.3)$$

No instante em que a chave S é aberta, pelas características físicas do indutor, a energia magnética, acumulada neste, passa a gerar uma tensão induzida de polaridade invertida, fazendo com que a tensão do lado do catodo do diodo seja menor do que no terminal anodo, e conseqüentemente, permitindo o funcionamento deste semicondutor e, por conseguinte, a circulação da corrente no circuito resultante, conforme pode ser visto na figura 2.4.

Figura 2.4 - Instante de tempo em que a chave S é aberta e que o diodo D passa a conduzir.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Ao fazer a análise do circuito com a chave aberta, mostrada na figura 2.4, obtém-se as equações (2.4) e (2.5) para corrente e tensão, respectivamente.

$$I_o = \frac{V_{out}}{R} + C \frac{dV_{out}}{dt} \quad (2.4)$$

$$-L \frac{dI_o}{dt} - V_{out} = 0 \quad (2.5)$$

Pelas equações (2.2) e (2.4), verifica-se que, para ambos os estados da chave, a expressão matemática é a mesma, e por isso, tem-se a equação (2.7). E, pelas equações (2.3) e (2.5), percebe-se que a diferença entre as mesmas é que, quando a chave está fechada, tem-se na primeira a variável da tensão de entrada. O que não acontece quando a chave S está aberta.

Desta forma, também é possível igualar essas duas equações, ao inserir uma variável Q, que tenha o valor 1, quando a chave S estiver fechada, ou o valor 0, quando a chave estiver aberta. E por conseguinte, tem-se uma expressão que representa os dois momentos da chave, e que pode ser vista na equação (2.6).

$$L \frac{dI_o}{dt} = Q \cdot V_{in} - V_{out} \quad (2.6)$$

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = I_o - \frac{V_{out}}{R} \quad (2.7)$$

A variável Q, na equação (2.6), equivale à razão cíclica, e que veremos a seguir.

Com isso, chega-se em (2.6) e (2.7) como equações que representam o estado do modelo dinâmico.

Essa análise é bastante importante para que se tenha uma ideia do comportamento do circuito diante de possíveis perturbações, sobretudo na fonte de entrada.

2.2 Relação de Tensão e Corrente em Regime Permanente

Para facilitar o entendimento do comportamento da tensão e da corrente em meio aos componentes do circuito, deve-se adotar as seguintes premissas: quando a chave S estiver fechada, haverá uma resistência nula sobre a mesma; quando S estiver aberta, nela haverá uma resistência infinita; a comutação entre aberta e fechada deve ocorrer instantaneamente; o filtro passa-baixas, como também o diodo, sejam ideais; e que, para todos os efeitos, a tensão de saída no filtro seja a média da sua tensão de entrada (HART, 2012).

Dessa maneira, será verificado nesta seção o comportamento da tensão e da corrente em cada componente do circuito, para os dois estados da chave S.

- a) Momento em que a chave está conduzindo

Ao fazer a análise da tensão com a chave fechada, constata-se que a tensão no indutor V_L será a diferença entre a tensão de entrada V_{in} e a tensão de saída V_{out} , e por conseguinte, tem-se a equação (2.8) (AHMED, 2000), (POMÍLIO, 2014).

$$V_L = V_{in} - V_{out} \quad (2.8)$$

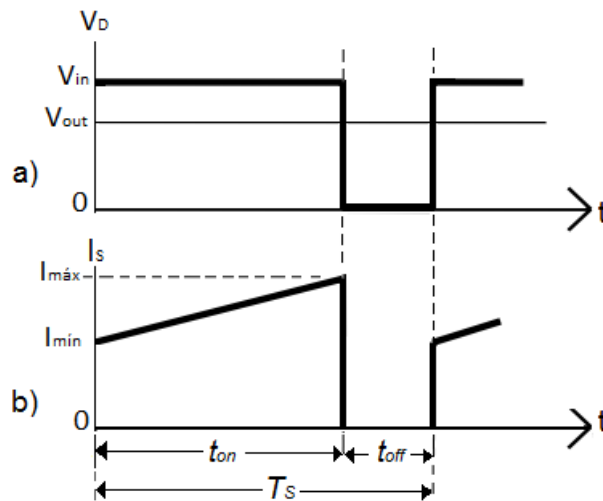
E, sabendo que em pequenos sinais a derivada pode ser considerada uma constante, logo, a corrente no indutor crescerá linearmente enquanto a chave estiver fechada (HART, 2012). Então, por aproximação tem-se a equação (2.9):

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \quad (2.9)$$

Então, chega-se à equação (2.10).

$$\Delta I_L = \left(\frac{V_{in} - V_{out}}{L} \right) \Delta t_1 \quad (2.10)$$

Figura 2.5 - a) Gráfico da tensão no diodo; b) Gráfico da corrente na chave, quando a mesma está conduzindo.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Na figura 2.5 é ilustrado o comportamento da tensão no diodo e o da corrente na chave, quando esta conduz.

Por consequência, a variável Δt_1 da equação (2.10) será substituída por $D \cdot T_s$. Onde D , conhecida como razão cíclica, é a porcentagem de um período T_s completo, e, portanto, devido apenas ao tempo em que a chave S estiver fechada, T_{on}/T_s . Por conta disso, a razão cíclica deve assumir apenas valores entre 0 e 1.

Assim, a variação de corrente no indutor, no momento em que a chave está fechada, pode ser representada pela equação (2.11).

$$\Delta I_{L(fechada)} = \left(\frac{V_{in} - V_{out}}{L} \right) D T_S \quad (2.11)$$

A tensão no capacitor V_C é a mesma encontrada na carga, V_{out} .

$$V_C = V_{out} \quad (2.12)$$

Pela lei das malhas, tem-se que a corrente I_C no capacitor é igual à diferença entre a corrente I_L , que passa pelo indutor, e a corrente I_R , da carga. E, como a corrente da carga vale $\frac{V_{out}}{R}$, temos a equação (2.13).

$$I_C = I_L - \frac{V_{out}}{R} \quad (2.13)$$

b) Momento em que a chave está bloqueada:

Já nessa segunda etapa da chave, quando a chave é aberta, a tensão de entrada sobre o indutor é zerada e, pois, terá o seu valor conforme a equação (2.14).

$$V_L = -V_{out} \quad (2.14)$$

A corrente no indutor nesse estágio, pode ser encontrada pela equação (2.10), porém, como a tensão de entrada é zerada, conseqüentemente, a energia magnética diminui e, com isso, também diminui a corrente I_L , o que tornará a equação negativa (HART, 2012):

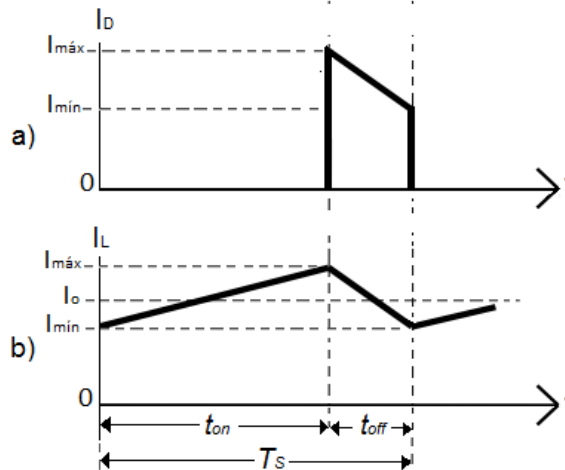
$$\Delta I_L = \left(\frac{-V_{out}}{L} \right) \Delta t_2 \quad (2.15)$$

Fazendo o estudo da chave, tem-se que como o tempo T_S é a soma dos dois momentos da chave e, como a razão cíclica D equivale a T_{on}/T_S , por conseqüência, o instante em que a chave estiver aberta t_{off} valerá $(1 - D) \cdot T_S$. Na seção 2.5 será explicada melhor tais expressões.

Dessa maneira, também por conveniência e para diferenciar do outro momento da chave, a variável do tempo Δt_2 , que representa o momento em que a chave está aberta, na equação (2.15), será substituída por $(1 - D)T_S$. E com isso, chega-se à equação (2.20):

$$\Delta I_{L (aberta)} = \left(\frac{-V_{out}}{L} \right) (1 - D) T_S \quad (2.16)$$

Figura 2.6 - a) Corrente no diodo. b) corrente no indutor.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Na análise para o MCC, nesse estágio, a tensão e a corrente no capacitor podem ser encontradas conforme a etapa anterior, respectivamente, pelas equações (2.12) e (2.13).

A corrente no capacitor terá semelhança à corrente no indutor, sendo que esta, por estar ligada diretamente a parte negativa da fonte, ficará centrada na origem (HART, 2012).

Pela conservação da energia, a troca líquida da corrente no indutor, em um mesmo período, deve ser igual à zero (HART, 2012). Portanto, ao final de cada período T_s , para que o conversor funcione corretamente, é importante que a corrente no dispositivo indutivo tenha o mesmo valor da que foi verificada no início, conforme é mostrado na figura 2.5b. Isso para que o ciclo seja continuamente regenerado e estável.

Logo:

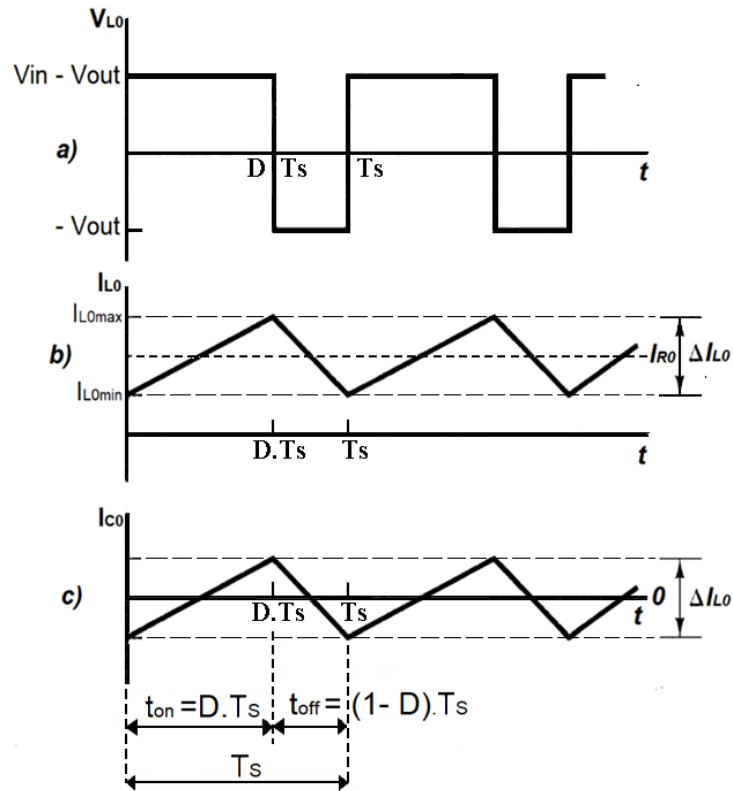
$$\Delta I_{L (fechada)} + \Delta I_{L (aberta)} = 0 \quad (2.17)$$

E assim, somando as equações (2.11) e (2.16) à equação (2.17), temos a expressão do ganho do circuito na equação (2.18):

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} = G \quad (2.18)$$

Os níveis de correntes máximo e mínimo no indutor, mostrados na figura 2.7b, podem ser calculados pelas equações (2.19) e (2.20), respectivamente.

Figura 2.7 a) Tensão no indutor V_{L0} . b) Corrente no indutor I_{L0} . c) Corrente no capacitor I_{C0} .



Fonte: Elaborada pelos autores.

$$I_{L \text{ máx}} = \frac{V_{out}}{R} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.19)$$

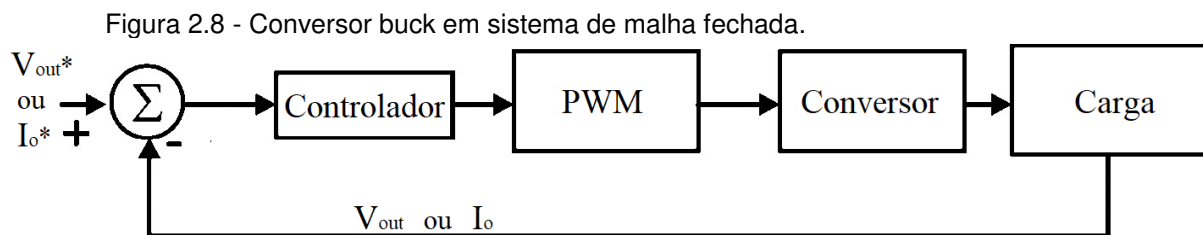
$$I_{L \text{ mín}} = \frac{V_{out}}{R} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.20)$$

Feita a análise dos componentes passivos para a obtenção dos seus valores, parte-se agora para a verificação do comportamento do circuito no estado dinâmico.

2.3 Controle

Partindo para a parte de controle do conversor, será estudado a sua tipologia em malha fechada, devido às inúmeras vantagens sobre o de malha aberta e por fazer parte do desenvolvimento deste projeto.

Tem-se na figura 2.6 o sistema de correção para a tensão ou corrente do conversor buck, em malha fechada. O sistema é o mesmo, seja para o controlador de tensão, seja para o controlador de corrente.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Será visto a seguir o detalhamento de cada etapa do sistema de controle.

2.4 Modulação

Para que a tensão permaneça estável na saída do conversor, mesmo diante de possíveis variações na tensão de alimentação ou perturbações ao longo do circuito, o Buck necessita de uma etapa de correção. Procedimento que deve ser feito automaticamente, desde que a tensão de entrada seja maior do que a preestabelecida para a alimentação da carga. Essa correção pode ser feita de vários métodos, como por: Modulação por Largura de Pulso, Modulação em frequência, Modulação por Limites de Correntes, entre outros (POMÍLIO, 2014).

2.4.1 Modulação por Largura de Pulsos

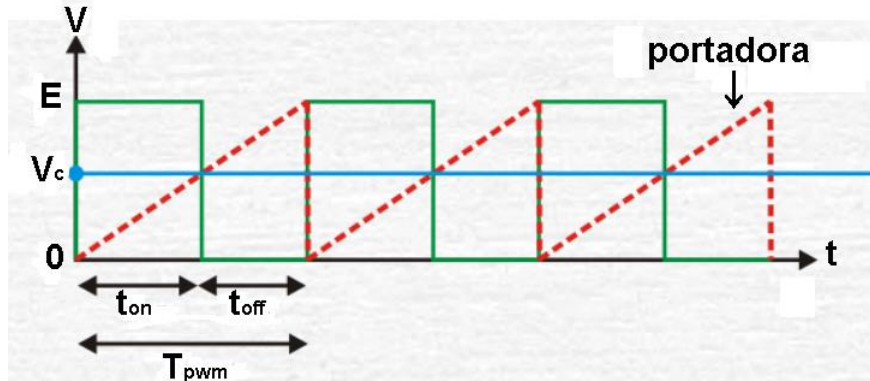
A modulação por largura de pulso, PWM, consiste na técnica de variar o tempo em que a chave S fica fechada tendo o período T_S constante (RASHID, 1999). Desta forma, neste método, o objeto de ajuste e correção para que a tensão na saída tenha sempre amplitude constante é a razão cíclica D. Assim, caso a carga necessite de uma corrente maior ou ocorra alguma perda que possa afetá-la, a razão cíclica é aumentada automaticamente e, como consequência, a chave permanecerá mais tempo fechada em cada período T_S .

Essa correção, em regra, é feita a partir de uma comparação do sinal de controle, conhecido como modulante, com um sinal de uma onda periódica, por exemplo, um sinal triangular ou dente de serra, que, por sua vez, é chamada de portadora (POMÍLIO, 2014).

Logo, enquanto o sinal de controle possuir uma tensão maior do que o sinal da portadora, na saída, terá uma tensão maior. Da mesma forma, quando o sinal de controle possuir uma tensão menor do que o sinal da portadora, tem-se uma menor tensão na saída (ALMEIDA, 1986). Na figura 2.4.1a pode ser visto em vermelho o

signal da portadora, em azul o sinal de controle, V_C , e em verde a tensão de saída. Desse modo, conforme pode ser visto, dependendo da amplitude do sinal de controle teremos na saída uma tensão maior ou menor.

Figura 2.4.1a - Comparação entre os sinais de controle e o da portadora.



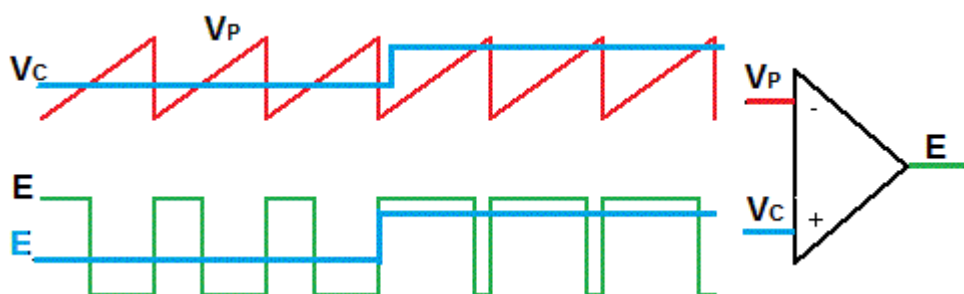
Fonte: Adaptado de (ALMEIDA, 1986)

E com isso, à medida que é adicionado ou retirado cargas do conversor, o sinal de controle, que pode variar de zero até o nível E, é aumentado ou diminuído, em busca de manter sempre constante a tensão na saída. Nota-se que, quando o valor da tensão de controle é igual ao nível da tensão de saída, teremos uma razão cíclica D igual a 1. E dessa forma, a saída terá o seu valor máximo.

O seu ganho é conforme a equação (2.21) (POMÍLIO, 2014).

$$K_{PWM} = \frac{D}{E} = \frac{1}{V_P} \quad (2.21)$$

Figura 2.4.1b - Modulação por Largura de Pulso



Fonte: Adaptado de (POMÍLIO, 2014)

Portanto, conforme visto na figura 2.4.1b que, no instante de tempo em que a tensão de controle V_C é menor do que a tensão média da portadora V_P , a chave S fica com o tempo de fechamento t_{on} menor e, conseqüentemente, a tensão de saída E também terá um valor médio menor. Por outro lado, quando a tensão de controle V_C

estiver maior do que a tensão média da portadora V_P , a chave S passará mais tempo fechada e, conseqüentemente, a tensão média na saída será maior. Com isso, para que se tenha uma tensão média linear na saída, quando comparada ao sinal de controle V_C , a portadora V_P também deverá ter uma variação média linear.

O valor médio no intervalo de chaveamento se aproxima mais da referência quanto maior for a frequência de chaveamento. E dessa maneira, tem-se um melhor controle e, conseqüentemente, a filtragem do valor médio do sinal modulado torna-se simplificada. E com isso, verifica-se uma tensão contínua na saída ajustada conforme a tensão de controle (POMÍLIO, 2014).

2.5 Dimensionamento

Será visto nesta seção como obter os valores de capacitância e indutância no conversor Buck com a análise das tensões e correntes ao longo do circuito, nos dois estados da chave S.

Ao fazer a verificação do gráfico da figura 2.7a, os valores médios para tensão podem ser obtidos facilmente. Para tanto, deve-se calcular a área confinada pela curva mostrada para um só período T_S (GUIDORIZZI, 2001-2013). Dessa forma, pela lei da conservação de energia, a tensão no indutor calculada para o período T_S completo pode ser obtida pela equação (2.22) (NILSSON & RIEDEL, 2015):

$$\int_0^{t_{on}} V_L dt + \int_{t_{on}}^{T_S} V_L dt = 0 \quad (2.22)$$

Então, ao desenvolver as integrais da equação (2.22) e somá-las, chega-se à equação (2.23):

$$(V_{in} - V_{out})(t_{on} - 0) + (-V_{out})(T_S - t_{on}) = 0 \quad (2.23)$$

E com a sua simplificação chega-se à equação (2.24):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T_S} \quad (2.24)$$

E desse modo, compreende-se à equação da razão cíclica, na equação (2.25).

$$D = \frac{t_{on}}{T_S} \quad (2.25)$$

Com isso, se $t_{on} = DT_S$, e T_S é a soma de t_{on} com t_{off} , o complemento do período T_S , no caso o t_{off} , em relação à razão cíclica, terá o seu valor conforme a equação (2.26).

$$(1 - D)T_S = t_{off} \quad (2.26)$$

Ao fazer a reorganização da equação (2.11), pode-se obter o valor da indutância pela expressão (2.27). Ao fazer a reorganização da equação (2.11), pode-se obter o valor da indutância pela expressão (2.27).

$$L = \left(\frac{V_{in} - V_{out}}{\Delta I_L} \right) DT_S \quad (2.27)$$

Tendo o termo ΔI_L como a diferença entre a mínima e a máxima corrente que passa no indutor. E, o seu valor pode ser dado como porcentagem de I_L . Dessa maneira, o dimensionamento do indutor depende do excursionamento permitido da corrente no indutor, da razão cíclica e, claro, da frequência de chaveamento.

E, como a frequência f_S é o inverso do período T_S (BOYLESTAD, 2004), chega-se a equação (2.28), o que permite chegar ao valor da indutância de acordo com a frequência desejada.

$$L = \left(\frac{V_{in} - V_{out}}{\Delta I_L} \right) \frac{D}{f_S} \quad (2.28)$$

Para encontrar o valor da capacitância do circuito, faz-se a análise do gráfico mostrado na figura 2.7c. Assim, a área delimitada entre a curva de carregamento e descarregamento e o eixo das abscissas pode servir de base para a obtenção do valor da variação de carga ΔQ no capacitor durante metade de um período T_S analisado (BOYLESTAD, 2004), desta forma:

$$\Delta Q = \frac{\left(\frac{DT_S}{2} + \frac{(1-D)T_S}{2} \right) \frac{\Delta I_L}{2}}{2} \quad (2.29)$$

Portanto, ao simplificar a equação (2.29), tem-se a equação (2.30).

$$\Delta Q = \frac{\Delta I_L T_S}{8} \quad (2.30)$$

Por conseguinte, com a adição da equação (2.11) à equação (2.30), tem-se a equação (2.31):

$$\Delta Q = \frac{(V_{in} - V_{out})DT_S^2}{8L} \quad (2.31)$$

E como a capacitância está intimamente relacionada à variação de carga acumulada pela variação de tensão nos terminais do capacitor, $\Delta Q = C \cdot \Delta V_C$ (BOYLESTAD, 2004), logo, chega-se ao cálculo da capacitância necessária para o circuito, através da equação (2.32).

$$C = \frac{(V_{in} - V_{out})DT_S^2}{8L \Delta V_C} \quad (2.32)$$

Sendo o ΔV_C como a diferença entre a mínima e a máxima tensão no capacitor. O seu valor pode ser dado por uma porcentagem de V_C .

E, conforme dito anteriormente, sendo a frequência o inverso do período (NILSSON & RIEDEL, 2015), a capacitância pode ser encontrada de acordo com a frequência desejada, pela equação (2.33).

$$C = \frac{(V_{in} - V_{out})D}{8L \Delta V_C f_S^2} \quad (2.33)$$

A potência de saída pode ser obtida pela equação (2.34) (NILSSON & RIEDEL, 2015). E sua unidade de medida é o *Watts*.

$$P_{out} = V_{out} I_o \quad (2.34)$$

Para o dimensionamento dos componentes semicondutores do circuito, deve-se atentar aos parâmetros de máxima tensão e de máxima corrente que eles podem suportar. No caso dos diodos, para o cálculo das perdas por condução, tem-se que obter também a corrente média, se for do tipo IGBT, ou a corrente eficaz, se for do tipo MOSFET (MORAES, 2018).

Por isso, com a análise da figura 2.1, conclui-se que para ambos os dispositivos ativos, a tensão máxima de entrada é a que eles podem suportar. Portanto, a equação (2.35) deve ser satisfeita.

$$V_{S_{m\acute{a}x}} = V_{D_{m\acute{a}x}} = V_{in} \quad (2.35)$$

Como a corrente que passa pela chave S é a mesma que passa pelo indutor, logo, a corrente média e a eficaz na chave são, respectivamente, dadas pelas equações (2.36) e (2.37) (MORAES, 2018).

$$I_{S_{m\acute{e}d}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_S dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{D \cdot T_S} I_{L_{m\acute{e}d}} dt = D \cdot I_{L_{m\acute{e}d}} \quad (2.36)$$

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_S^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{D \cdot T_S} I_{L_{m\acute{e}d}}^2 dt} = \sqrt{D} \cdot I_{L_{m\acute{e}d}} \quad (2.37)$$

E, para o diodo, a corrente média e a eficaz são obtidas, respectivamente, pelas equações (2.38) e (2.39).

$$I_{D_{m\acute{e}d}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_D dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{(1-D) \cdot T_S} I_{L_{m\acute{e}d}} dt = (1 - D) \cdot I_{L_{m\acute{e}d}} \quad (2.38)$$

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} i_D^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{(1-D) \cdot T_S} I_{L_{m\acute{e}d}}^2 dt} = \sqrt{(1 - D)} \cdot I_{L_{m\acute{e}d}} \quad (2.39)$$

Como a corrente máxima que passa pela chave S, quando a mesma está fechada e que passa pelo diodo, quando a chave está aberta, possui o mesmo módulo da corrente que trafega pelo indutor, estas também podem ser obtidas pela equação (2.19). Dessa forma, a equação (2.40) é premissa verdadeira.

$$I_{S_{m\acute{a}x}} = I_{D_{m\acute{a}x}} = I_{L_{m\acute{a}x}} \quad (2.40)$$

Em virtude do diodo estar polarizado reversamente no circuito, o conversor garante que a tensão de saída V_{out} não assuma valores negativos e, por conseguinte, opere sempre no primeiro quadrante (ALMEIDA, 1986).

Para diminuir a janela de não operação do conversor buck, já que o diodo só passa a conduzir sob uma diferença de potencial de 0,7 volts, usa-se um diodo do tipo *Schottky* que, além de garantir uma comutação ultrarrápida, pode ser saturado com um valor próximo de 0,3 volts (Pomilio, 2014). E, mesmo com a adição desse diodo especial, a não linearidade é diminuída, mas não sanada completamente. Por conta disso, alguns conversores buck são implementados com uma segunda chave

MOSFETs no lugar do diodo. E desse modo, as duas chaves passam a trabalhar em chaveamento síncrono. O que aumenta muito a eficiência do conversor. Contudo, essa mudança não é simples. Pois, como as duas chaves jamais devem ficar fechadas ao mesmo tempo, o que geraria um curto circuito, fazer um arranjo para que essa chave substituta esteja aberta na etapa inicial, tornaria o circuito bastante complexo (HART, 2012).

2.6 Modelagem do controlador de tensão pela Função de Transferência

Para que a corrente no indutor seja sempre reajustada a um nível suficientemente capaz de garantir a tensão preestabelecida à carga, conectada ao circuito, deve-se implantar um controlador de tensão de saída no conversor (BARBI, 2014). Assim, nesta seção, será demonstrado matematicamente como é feito o controle da tensão através da razão cíclica, com atuação junto ao controlador PWM. Portanto, o objetivo aqui é encontrar um modelo em que a equação (2.41) seja satisfeita.

$$G(s) = \frac{V_{out}}{D} \quad (2.41)$$

Logo, inicialmente, deve-se conhecer a impedância equivalente na saída do circuito: entre o capacitor e a carga conectada em paralelo (NILSSON & RIEDEL, 2015), (SADIKU & ALEXANDRE, 2013), pela equação (2.42).

$$Z_{eq} = \left(\frac{Z_C \times Z_R}{Z_C + Z_R} \right) \quad (2.42)$$

Como o controle é feito no domínio da frequência, todos os valores correlatos devem ser encontrados pela Transformada de Laplace. Em que a impedância capacitiva nessa transformação equivale à $1/(s.C)$, e a impedância resistiva valorada pela sua resistência (NISE, 2013). Com isso, temos a equação (2.43).

$$Z_{eq} = \frac{\frac{1}{sC} \times R}{\frac{1}{sC} + R} \quad (2.43)$$

E como a tensão de entrada alimenta tanto à impedância indutiva, que por Laplace equivale à $s.L$, quanto à impedância equivalente, calculado em (2.43), então,

por divisão de tensão, a diferença de potencial na saída será valorada (NILSSON & RIEDEL, 2015) em conformidade com a equação (2.44).

$$V_{out} = V_{in} \frac{\frac{R}{1+RCs}}{\frac{R}{1+RCs} + sL} = V_{in} \frac{1}{1+s\frac{L}{R}+s^2LC} \quad (2.44)$$

Logo, ao fazer a junção das equações (2.41), (2.44) e (2.18), chega-se à função de transferência que relaciona a tensão de saída à razão cíclica, que neste trabalho será chamada de $G_{vd}(s)$, e que pode ser calculada através da equação (2.45).

$$G_{vd}(s) = \frac{V_{out}}{D} = V_{in} \frac{1}{1 + s\frac{L}{R} + s^2LC} \quad (2.45)$$

2.7 Modelagem do controlador com as equações de espaço de estados

Será visto nesta seção outra forma de obter a função de transferência do controlador de tensão. Desta forma, será revisto alguns passos estudados na seção 2.1 deste trabalho. Então, desta vez, pelas equações de espaço de estados para pequenos sinais, podemos conseguir modelos matemáticos que possam minimizar a não linearidade do conversor (Barbi, 2014).

Com isso, para modelar um controlador de tensão de saída ou, ainda, um controlador de corrente de saída, deve-se conhecer a relação de tensão e corrente no capacitor e no indutor, estudados nos dois estados da chave. Por conseguinte, quando a chave S está fechada, a partir da equação (2.2), tem-se a equação (2.46), que busca a tensão de pequenos sinais no capacitor.

$$C \frac{dV_C}{dt} = I_L - \frac{V_C}{R} \quad (2.46)$$

$$\widehat{V}_C = \frac{I_L}{C} - \frac{V_C}{RC} \quad (2.47)$$

Ainda com a chave fechada, tem-se a corrente de pequenos sinais circulando no indutor, a partir da equação (2.3), pela equação (2.48).

$$L \frac{dI_L}{dt} = V_{in} - V_C \quad (2.48)$$

$$\widehat{I}_L = \frac{V_{in}}{L} - \frac{V_C}{L} \quad (2.49)$$

Já no estado em que a chave está aberta, quando o conversor opera em modo de condução contínua, a tensão no capacitor para pequenos sinais também pode ser encontrada pela equação (2.47), já que nos dois estados da chave, a equação é verdadeira, pois a corrente que passa pelo capacitor será sempre a diferença entre a corrente do indutor e a corrente da carga.

Pela equação (2.5), pode-se encontrar a corrente no indutor para pequenos sinais. Com isso, o valor pode ser obtido pela equação (2.50):

$$L \frac{dI_L}{dt} = -V_C \quad (2.50)$$

$$\hat{I}_L = \frac{-V_C}{L} \quad (2.51)$$

As equações de espaço de estados possuem a formatação conforme a equação (2.52) (Nise, 2013).

$$\hat{X} = Ax + By \quad (2.52)$$

Em que, o A e o B são as matrizes de espaço de estado para os dois momentos da chave, o x é a variável de espaço de estado e o y é a variável de entrada. Assim, aplicando as equações (2.47) e (2.49) à equação (2.52), tem-se a equação (2.53) para o tempo em que a chave está fechada.

$$[\hat{I}_L \ \hat{V}_C] = \left[0 \ -\frac{1}{L} \quad \frac{1}{C} - \frac{1}{RC} \right] \cdot [I_L \ V_C] + \left[\frac{1}{L} \ 0 \right] \cdot V_{in} \quad (2.53)$$

E quando a chave está aberta, tem-se a equação de espaço de estados (2.54).

$$[\hat{I}_L \ \hat{V}_C] = \left[0 \ -\frac{1}{L} \quad \frac{1}{C} - \frac{1}{RC} \right] \cdot [I_L \ V_C] + [0 \ 0] \cdot V_{in} \quad (2.54)$$

Para que haja a linearidade das equações, a equação (2.55) deve ser satisfeita.

$$\frac{\hat{x}}{d} = [sI - A]^{-1} \cdot F \quad (2.55)$$

Em que, o s é o termo da transformada de Laplace, o I é a matriz identidade, o $[sI - A]^{-1}$ é a matriz inversa resultante, e que pode ser obtida pela equação (2.57) (Boldrini, 1980), e o termo F pode ser obtido pela equação (2.56).

$$F = [A_{(aberta)} - A_{(fechada)}]x + [B_{(aberta)} - B_{(fechada)}]y \quad (2.56)$$

$$[sI - A]^{-1} = \frac{adj[sI - A]}{det[sI - A]} \quad (2.57)$$

Na equação (2.57) tem-se a divisão da matriz adjunta de $[sI - A]$ pelo seu determinante.

Seguindo a linearização, pela equação (2.55), tem-se:

$$\frac{[\hat{I}_L \hat{V}_C]}{d} = \frac{adj\left(\begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}\right)}{det\left(\begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}\right)} \cdot \left(\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}\right) \cdot [I_L \ V_C] + \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}\right) \cdot V_{in} \quad (2.58)$$

E portanto, ao isolar as equações da matriz resultante de (2.58), chegam-se à \hat{I}_L e \hat{V}_C , que correspondem às equações dos controladores de corrente de saída e de tensão de saída, respectivamente, em (2.59) e (2.60).

$$G_{Id}(s) = \frac{\hat{I}_L}{d} = V_{in} \frac{s + \frac{1}{RC}}{s^2 \cdot L + s \cdot \frac{L}{RC} + \frac{1}{C}} \quad (2.59)$$

$$G_{Vd}(s) = \frac{\hat{V}_C}{d} = V_{in} \frac{1}{s^2 LC + s \frac{L}{R} + 1} \quad (2.60)$$

Perceba que a função de transferência encontrada pelas equações de espaço de estados, para o controlador da tensão de saída, e que é mostrada na equação (2.60), é semelhante à equação (2.45), encontrada na seção anterior. O que garante a veracidade entre os dois métodos.

2.8 Simulação em Malha Fechada 100 W

Nesta seção será dimensionado um conversor Buck para uma carga em que as especificações de funcionamento estão descritas na tabela 01.

Tabela 01 – Parâmetros do conversor Buck

V_{in}	V_{out}	P_{out}	f_s	ΔI_L	ΔV_C
40 V	20 V	100 W	20 kHz	0,50 A	0,20 V

Fonte: Adaptado de (MORAES, 2018)

Dessa maneira, pela equação (2.18), foi calculado a razão cíclica:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{20}{40} = 0,5$$

A corrente de saída e a resistência da carga foram obtidas, respectivamente, pelas equações (2.34) e (2.61), por isso:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{100}{20} = 5A$$

$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{20}{5} = 4\Omega \quad (2.61)$$

Pela equação (2.33) foi conhecido o valor do indutor que pode ser instalado no circuito:

$$L = \left(\frac{V_{in} - V_{out}}{\Delta I_L} \right) \frac{D}{f_s} = \left(\frac{40 - 20}{0,50} \right) \cdot \frac{0,5}{20 \times 10^3} \approx 1mH$$

O valor do capacitor recomendado para o circuito foi encontrado pela equação (2.33):

$$C = \frac{(V_{in} - V_{out})D}{8L \Delta V_C f_s^2} = \frac{(40 - 20) \cdot 0,5}{8 \cdot (1 \times 10^{-3}) \cdot 0,20 \cdot (20 \times 10^3)^2} = 15,6 \mu F$$

Como nem todos os valores de indutância ou capacitância são comerciáveis, estes devem ser substituídos por outros de valores imediatamente maiores (NILSSON & RIEDEL, 2015). Para essa simulação foram respeitados os dados aqui obtidos.

As correntes média e eficaz, na chave S, foram obtidas, respectivamente, pelas equações (2.36) e (2.37), logo:

$$I_{S_{méd}} = D \cdot I_{L_{méd}} = 0,5 \cdot 5 = 2,5 A$$

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{D} \cdot I_{L_{méd}} = \sqrt{0,5} \cdot 5 \approx 3,54 A$$

E no diodo, pelas equações (2.38) e (2.39), respectivamente:

$$I_{D_{méd}} = (1 - D) \cdot I_{L_{méd}} = (1 - 0,5) \cdot 5 = 2,5 A$$

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{(1 - D)} \cdot I_{L_{méd}} = \sqrt{(1 - 0,5)} \cdot 5 \approx 3,54 A$$

E as correntes máximas de ambos os componentes semicondutores pela equação (2.40):

$$I_{S \text{ máx}} = I_{D \text{ máx}} = I_{Lo \text{ máx}} = \frac{V_0}{R} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{20}{4} + \frac{0,4}{2} = 5,2 \text{ A}$$

Dispondo destes dados, o mecanismo de controle pode ser projetado.

Desta forma, como a razão cíclica pode assumir valores compreendidos somente entre 0 e 1, inicialmente, os cálculos serão feitos em pu. E portanto, o ganho do modulador PWM terá um valor unitário, logo, $K_{PWM} = 1$.

Sendo o controlador da tensão de saída igual a:

$$G_{Vd}(s) = \frac{V_{in}}{L \cdot C \cdot s^2 + \frac{L}{R} s + 1}$$

$$G_{Vd}(s) = \frac{40}{(1 \times 10^{-3} \cdot 15,6 \times 10^{-6}) \cdot s^2 + \left(\frac{1 \times 10^{-3}}{4}\right) s + 1} \quad (2.62)$$

E o controlador da corrente de saída igual a:

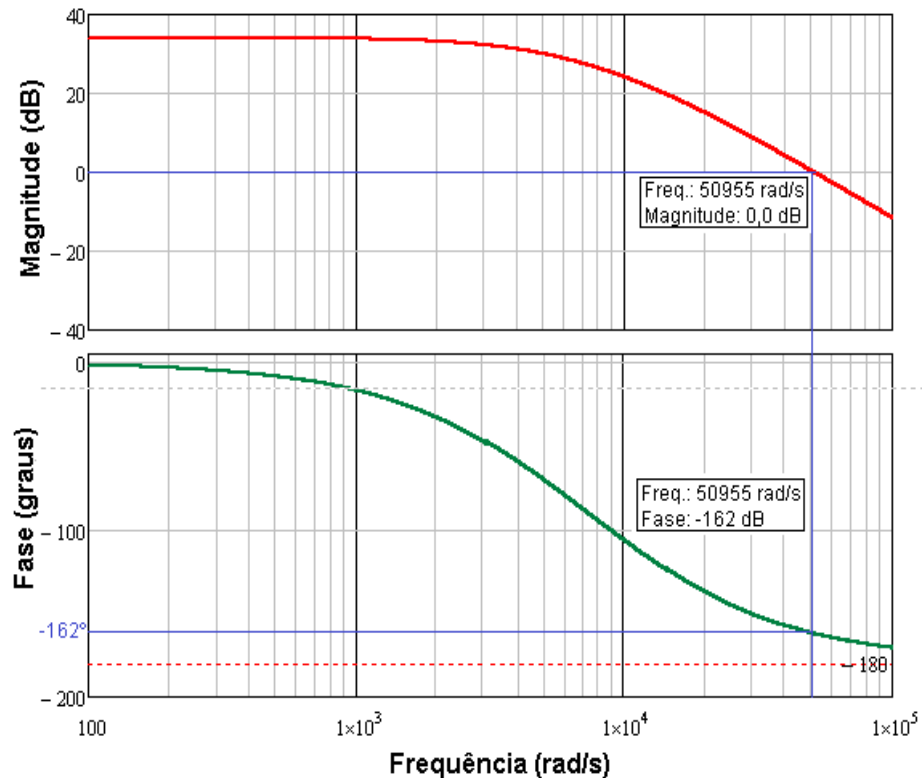
$$G_{Id}(s) = V_{in} \cdot \frac{s + \frac{1}{R \cdot C}}{L s^2 + \frac{L}{R \cdot C} \cdot s + \frac{1}{C}}$$

$$G_{Id}(s) = 40 \cdot \frac{s + \frac{1}{4 \cdot (15,6 \times 10^{-6})}}{(1 \times 10^{-3}) \cdot s^2 + \frac{(1 \times 10^{-3})}{4 \cdot (15,6 \times 10^{-6})} \cdot s + \frac{1}{15,6 \times 10^{-6}}} \quad (2.63)$$

Posteriormente, deve-se verificar a estabilidade do controlador de tensão ou de corrente com a plotagem do seu respectivo diagrama de Bode.

É mostrado na figura 2.8.1 o gráfico do diagrama de Bode do controlador de tensão.

Figura 2.8.1 – Diagrama de Bode do controlador de tensão de saída.



Fonte: Elaborada pelos autores.

O diagrama de Bode pode ser obtido ao fazer a projeção dos pontos calculados para a magnitude e fase através das equações (2.62) e (2.63), respectivamente (Moraes, 2014).

$$Ganho = 20 \cdot \log|G(j\omega_c)| \quad (2.62)$$

$$MF = 180^\circ + \angle G(j\omega_c) \quad (2.63)$$

Sendo que, o termo s da transformada de Laplace, presentes nas equações (2.59) e (2.60), deve ser substituído pelo número complexo j multiplicado pela frequência de zero. Em seguida, com o resultado obtido, usa a equação (2.61) para obter o ganho.

Do diagrama de Bode mostrado na figura 2.8.1, foram obtidos os dados descritos na tabela 02.

Tabela 02 – Dados extraídos pelo diagrama de Bode do controlador de tensão de saída.

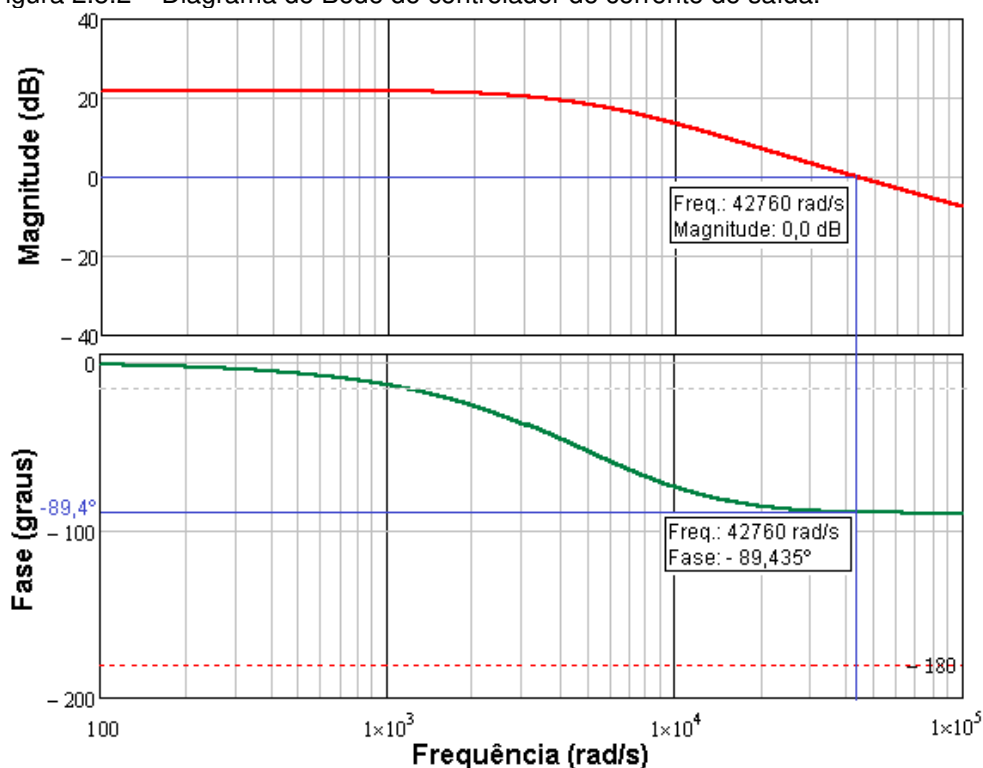
Magnitude (dB)	0,0
Frequência (rad/s)	50955
Frequência (Hz)	8109,74
Fase	- 162°
Margem de Fase	18°

Fonte: Autoria Própria

Conforme mostrado no diagrama de Bode da figura 2.8.1 e na tabela 02, quando a magnitude é de 0 dB a frequência de zero é de 50955 radianos por segundo. O que, convertendo para Hz, ao dividir a medida em rad/s por 2π , tem-se um frequência de 8109,74 Hz. Por isso, a frequência de oscilação da chave deve ser igual ou superior à 81090,74 Hz, ou seja, pelo menos, dez vezes maior do que a frequência de zero (Barbi, 2014).

Ainda, da figura 2.8.1, pode-se constatar que, como o diagrama da fase não atinge a marca de -180° , o sistema é considerado estável.

Figura 2.8.2 – Diagrama de Bode do controlador de corrente de saída.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Para o controlador de corrente de saída, indicado pela equação (2.59), foi plotado o diagrama de Bode, mostrado na figura 2.8.2, e utilizando também os parâmetros estabelecidos na tabela 01.

Com a disposição das duas plotagens, pode-se verificar qual dos dois controladores é o melhor para o projeto.

A tabela 03 foi obtida a partir do diagrama de Bode mostrado na figura 2.8.2.

Tabela 03 - Dados extraídos do diagrama de Bode do controlador de corrente de saída.

Magnitude (dB)	0,0
Frequência (rad/s)	42760
Frequência (Hz)	6805,5
Fase	- 89,4°
Margem de Fase	90,6°

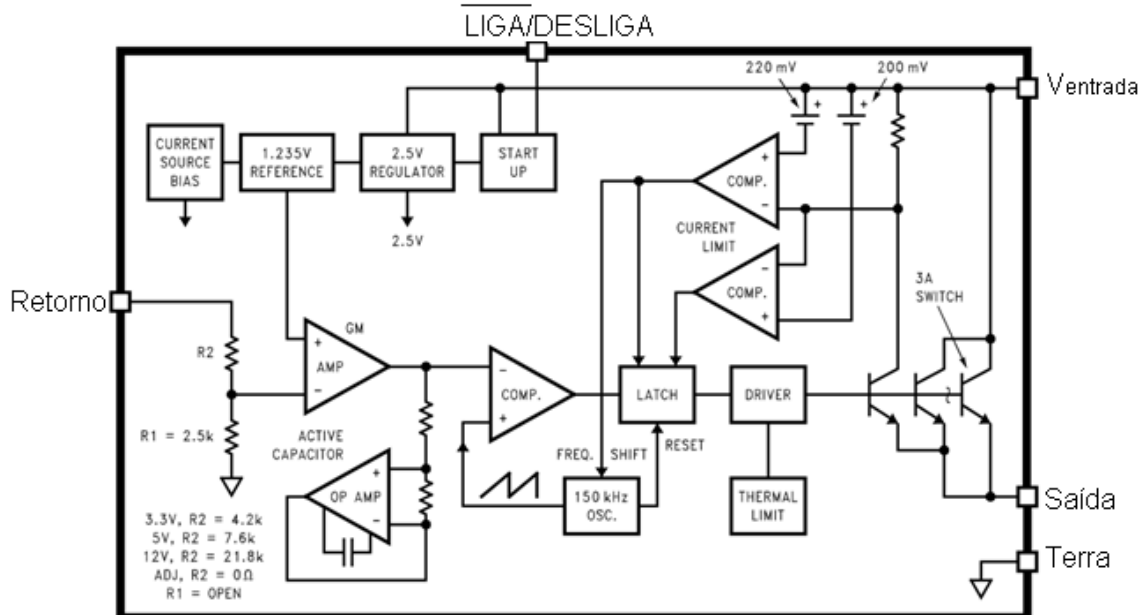
Fonte: Elaborada pelos autores.

Conforme pode-se observar, o controlador de corrente, de acordo com os dados da simulação, se mostra mais estável, pois a margem de fase, que é a fase subtraída de -180° , é maior. Porém, o controlador de tensão de saída, por ter uma frequência de zero maior em relação ao controlador de corrente de saída, tem uma banda passante maior e, conseqüentemente, possui um tempo de resposta menor.

CAPÍTULO 3 - CONVERSORES BUCK MONOLÍTICOS LM2596

Os reguladores de tensão LM2596 são circuitos integrados do tipo monolítico, portanto, oferece num só encapsulamento, todos os dispositivos de controle, como comparador, compensador, oscilador e comutador, exigidos para um conversor *buck*, conforme pode ser visto na figura 3. O LM2596 pode fornecer uma corrente na saída de até 3 amperes com excelente regulação, em quatro versões, sendo três delas com a tensão de saída fixa e uma quarta opção com saída ajustável (LM2596 SIMPLE SWITCHER, 2016).

Figura 3 - Regulador LM2596 em diagrama de blocos.

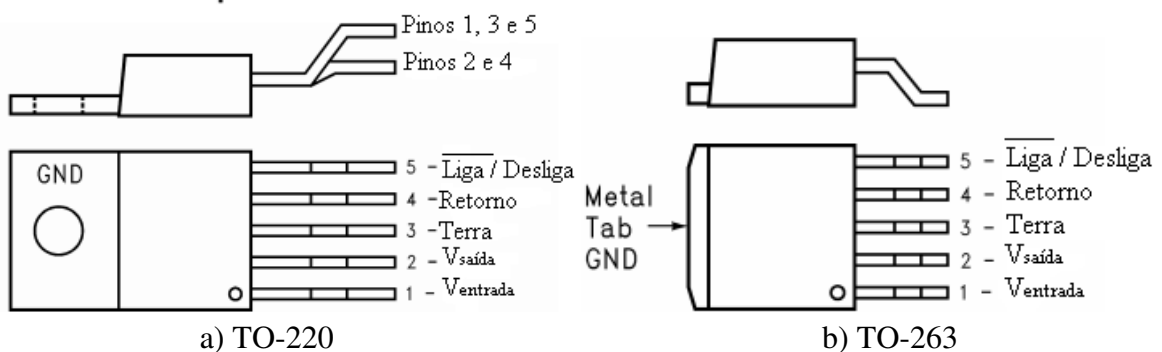


Fonte: (LM2596 SIMPLE SWITCHER, 2016)

3.1 Configuração e funções dos pinos

Os dispositivos LM2596 têm os terminais conforme mostrado na figura 3.1.

Figura 3.1 – Distribuição da pinagem do regulador Buck LM2596 a) Tipo que é soldado na placa com furos. b) tipo que é soldado na superfície da placa.



Fonte: Adaptado de (LM2596 SIMPLE SWITCHER, 2016).

Conforme mostrado na figura 3.1, o LM2596, fisicamente, pode ser encontrado de duas formas: a primeira, mostrado na figura 3.1a, trata-se do tipo que é soldado na placa perfurada; e a segunda, mostrado na figura 3.1b, para uma melhor conveniência, pode ser soldado diretamente na superfície da placa. Ainda, pode-se observar que para ambos os modelos, as funções dos pinos são distribuídas na mesma ordem.

A seguir, na tabela 04, tem-se a descrição da funcionalidade de cada pino. Esta tabela vale para os quatro modelos.

Tabela 04 – Especificações dos pinos do LM2596

Pinos		I/O	Descrição
Nº	Nome		
1	V_{entrada}	I	Trata-se do pino da tensão de entrada. É importante que se tenha um capacitor de entrada conectado a esse pino para que então possa filtrar e minimizar os transientes e, assim, possa fornecer uma boa comutação e as correntes exigidas pelo regulador.
2	$V_{\text{saída}}$	O	Neste pino, tem-se a saída da chave interna. A tensão comuta entre a tensão de entrada menos a tensão de saturação e -0,5 volts. Com um ciclo de trabalho de $V_{\text{saída}} / V_{\text{entrada}}$. Para um melhor resultado a área de cobre da placa que recebe este pino deve ser do menor tamanho possível.
3	Terra	-	Pino de aterramento do componente.
4	Retorno	I	Este é o pino de realimentação da malha fechada e tem a função de detectar se a tensão de saída está regulada.
5	$\overline{\text{Liga/Desliga}}$	I	Este pino ao receber uma tensão entre 1,3 volt e até um máximo de 25 volts, desliga o circuito. E quando a tensão fica abaixo de 1,3 volt é ligado. Com este recurso tem-se a redução da corrente total da fonte de entrada para aproximadamente 80 μA . Caso seja desnecessário, ele pode ser aterrado ou deixado aberto. Nos dois casos, o regulador estará como ligado.

Fonte: (LM2596 SIMPLE SWITCHER, 2016)

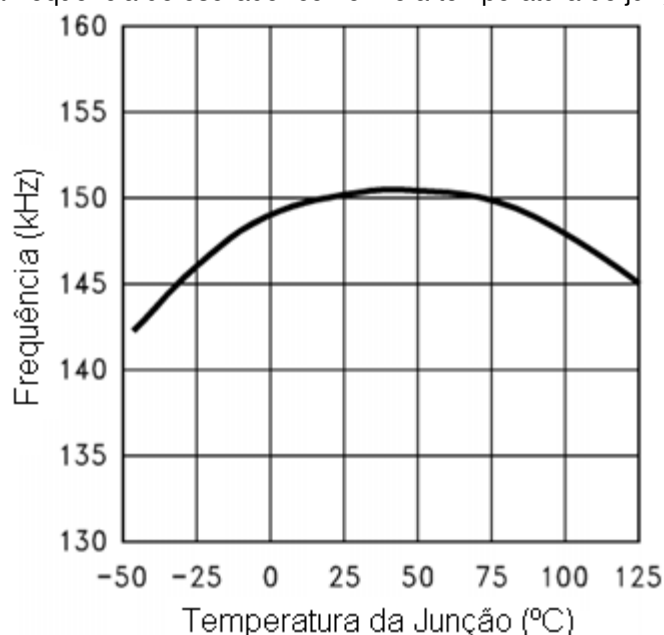
3.2 Frequência de Chaveamento

O oscilador contido no regulador LM2596, quando a junção está numa temperatura próxima da ambiente, trabalha numa frequência de 150 kHz (LM2596 SIMPLE SWITCHER, 2016). Como a frequência de comutação é alta, a

implementação do filtro passa-baixas do conversor pode ser feita a partir de componentes, fisicamente, menores.

Na figura 3.2 tem-se o gráfico que relaciona a frequência à temperatura do corpo do circuito integrado.

Figura 3.2 – Gráfico da frequência do oscilador conforme a temperatura de junção.



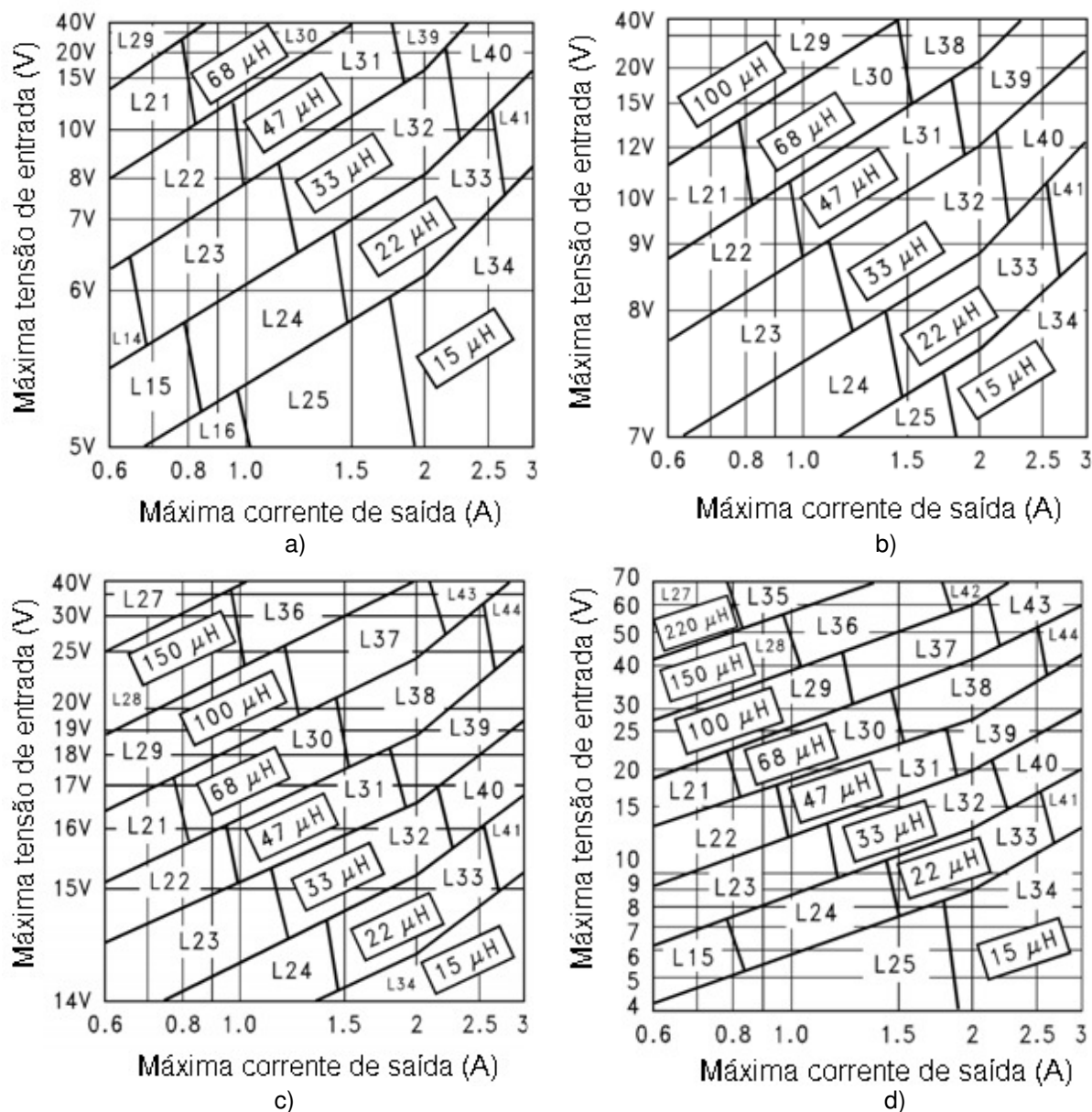
Fonte: Adaptado de (LM2596 SIMPLE SWITCHER, 2016).

Observa-se na figura 3.3 que, quando a temperatura da junção aumenta ou diminui consideravelmente, a frequência de trabalho é reduzida. E por isso, podendo gerar instabilidade no conversor. Pois, conforme já foi falado anteriormente, a frequência da portadora, no caso, a do oscilador, deve ser, ao menos, 10 vezes maior do que a frequência da modulante.

3.3 Seleção do indutor do circuito

Como a corrente do circuito, durante os dois estados da chave, passa pelo indutor, pode haver a saturação da mesma e, conseqüentemente, o superaquecimento deste componente. Desta forma, ao fazer o dimensionamento do indutor, deve-se recorrer aos gráficos disponibilizados pelo *datasheet* do fabricante, mostrados na figura 3.3, e verificar se a potência fornecida atende ao exigido pela carga.

Figura 3.3 - Curvas de seleção de indutores de acordo com a potência de saída do LM2596 a) versão de 3,3 V. b) versão de 5 V. c) versão de 12 V e d) versão de saída ajustável.



Fonte: Adaptado de (LM2596 SIMPLE SWITCHER, 2016).

Dessa maneira, para evitar a entrada de mais calor ao circuito é importante que o valor de indutância mostrado nos gráficos da figura 3.3 seja respeitado. E assim, o indutor, além de não ser uma fonte de calor ao circuito, possa também contribuir na dissipação da energia térmica dos outros componentes.

3.4 Desligamento térmico (*Thermal Shutdown*)

O dispositivo LM2596 é dotado de um sistema de autoproteção contra falhas por superaquecimento, o que faz com que o mesmo se desligue quando a frequência

do oscilador seja alterada em 15% ou a tolerância de 4% na tensão de saída não seja respeitada.

Durante alguns testes pôde-se observar que, quando aplicada na entrada uma tensão igual ou superior a 30 V, ao fornecer uma corrente de saída em 1,5 A, o conversor entrou em proteção e, por isso, desligou-se automaticamente. Voltando a ligar somente após o seu resfriamento e a sua realimentação com tensões recomendadas. Mais informações podem ser lidas no capítulo 4, que será estudado a proteção térmica presente no regulador.

3.5 Níveis de Tensão

De acordo com o projeto desejado, o regulador LM2596 pode ser escolhido entre quatro versões de funcionamento que os diferem quanto à tensão de saída, sendo padronizadas a máxima tensão de entrada, no caso, em 40 volts e a corrente de saída máxima em 3 amperes.

a) Versão de 3,3 V

Nessa opção, para que a tensão de saída seja efetivamente 3,3 volts o regulador deve possuir na entrada uma tensão de pelo menos 4,75 volts até o limite de 40 volts. Por conseguinte, a corrente de saída pode atingir valores de 0,2 amperes até o limite de 3 amperes.

A tensão de saída pode variar entre 3,135 e 3,465 volts, de acordo com a temperatura ambiente e o seu dissipador de calor, se houver.

Tendo uma tensão de entrada de 12 volts e corrente de saída de 3 amperes, em 25°C de temperatura ambiente, possui uma eficiência energética de 73%.

b) Versão de 5 V

Já na versão para tensão de saída de 5 volts, tendo uma tensão de entrada de 12 volts e corrente de saída de 3 amperes, sua eficiência energética sobe para 80%.

Deve possuir na entrada uma tensão de pelo menos 7 volts até o limite de 40 volts. Então, na saída, a sua tensão pode variar entre 4,75 e 5,25 volts, de acordo com a temperatura ambiente ou ao dissipador de calor, se possuir.

c) Versão de 12 V

A versão de 12 volts deve possuir na entrada uma tensão de, ao menos, 12 volts. Sua tensão de saída pode variar entre 11,4 e 12,6 volts, de acordo com a temperatura ambiente e ao seu dissipador de calor, se houver.

Tendo na entrada uma tensão de 25 volts, operando com uma corrente de 3 amperes na saída, possui uma eficiência energética de 90%.

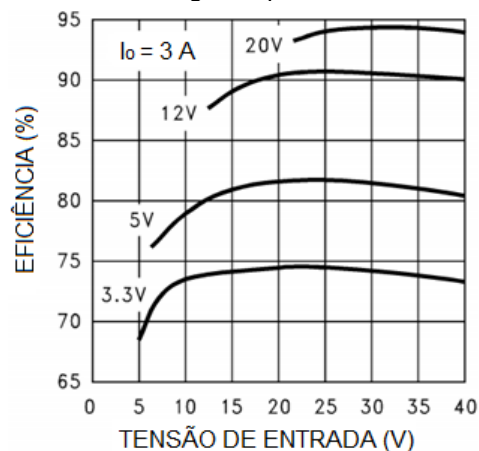
A tensão de entrada deve ser de pelo menos 15 volts para o seu bom funcionamento.

d) Versão de saída ajustável

Já a versão de saída ajustável, a sua tensão de entrada deve assumir valores a partir de 4,5 volts, e, dessa maneira, para esse caso, permitindo uma tensão de saída de 1,18 volts.

A sua eficiência energética, tendo uma tensão de entrada de 12 volts, tensão de saída ajustada para 3 volts e operando com uma corrente de saída de 3 amperes, é de 73%.

Figura 3.4 – Curvas de eficiência energética para as diferentes versões do regulador LM2596.



Fonte: Adaptado de (LM2596 SIMPLE SWITCHER, 2016).

Conforme pode-se observar na figura 3.4, para uma corrente de saída fixa em 3 amperes, os reguladores que permitem uma maior tensão de saída possuem uma maior eficiência energética. No caso do regulador com tensão de saída ajustável possui uma eficiência próxima de 95% quando aplicado uma tensão de entrada de aproximadamente 30 volts.

CAPÍTULO 4 – PROTEÇÃO TÉRMICA

4.1 Mudanças de temperatura do Buck de acordo às variações de tensão e corrente

Foi montado o circuito mostrado na figura 4.1 com a finalidade de monitorar o comportamento do dispositivo LM2596 sob o aumento de temperatura.

Assim, o estudo foi realizado ao fazer mudanças na tensão de entrada e na corrente de saída I_o , após variações na resistência de um reostato de campo, simulando uma carga. Logo, para cada combinação de tensão de entrada e corrente de saída, com espera de 5 minutos, para estabilização do sistema, foram realizadas várias medições de temperatura no componente monolítico e preenchida a tabela 05, através de um termômetro a laser. Obviamente, as medições de temperatura foram feitas no componente sem um dissipador de calor.

Figura 4.1 – Circuito para monitoramento da temperatura de um Buck LM2596.



Fonte: Autoria própria

Dessa maneira, conforme pode ser visto na figura 4.2, ao aumentar a tensão de entrada e a corrente de saída, em consequência do aumento da carga, foi aumentada também, e gradativamente, a temperatura dissipada apenas no corpo do circuito integrado.

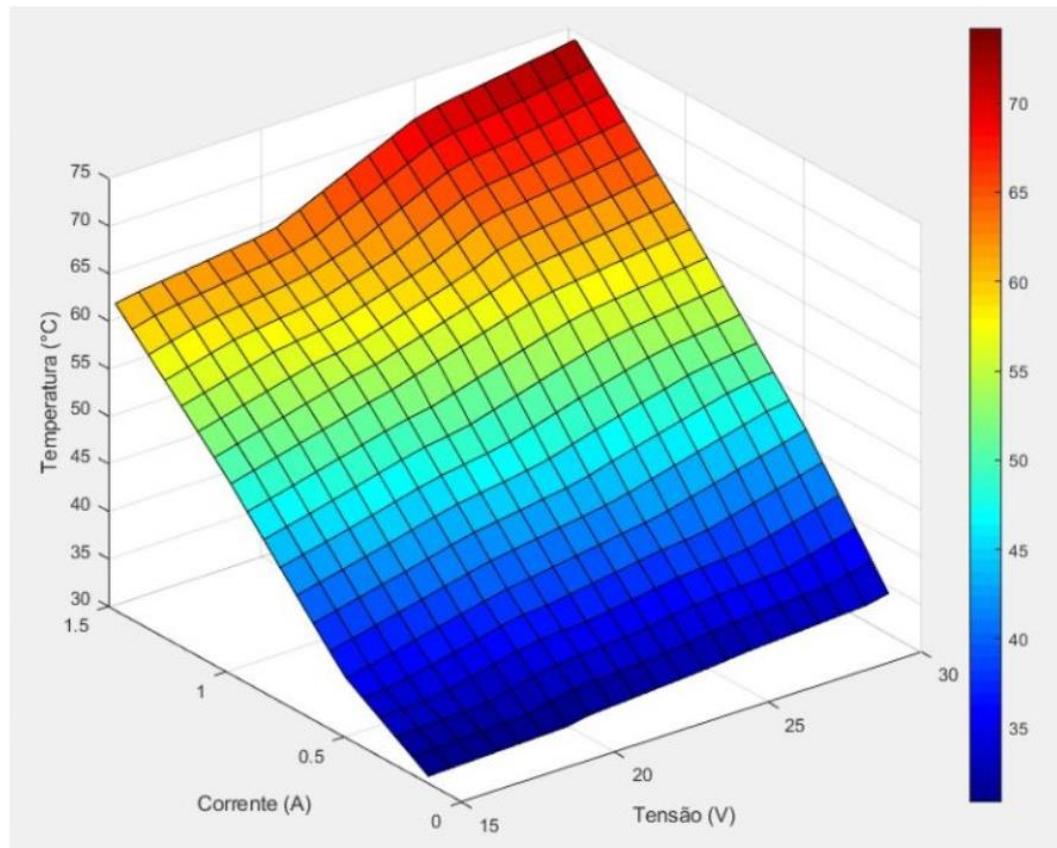
Tabela 05 – Monitoramento da temperatura do Buck LM2496 com a variação da tensão de entrada e da corrente de saída

I_o	$E = 15 V$	$E = 20 V$	$E = 25 V$	$E = 30 V$
0,1 A	30,2 °C	30,7 °C	31,8 °C	32,8 °C
0,5 A	36,5 °C	40,3 °C	42,8 °C	47,0 °C
1,0 A	50,6 °C	54,8 °C	59,6 °C	61,6 °C
1,5 A	63,0 °C	65,1 °C	72,5 °C	-

Fonte: Elaborada pelos autores.

Tem-se na figura 4.2 um gráfico construído a partir dos dados da tabela 05 usando o programa Matlab.

Figura 4.2 – Temperatura no corpo do Buck LM2596 com o aumento da tensão de entrada e na corrente de saída.



Fonte: Elaborada pelos autores.

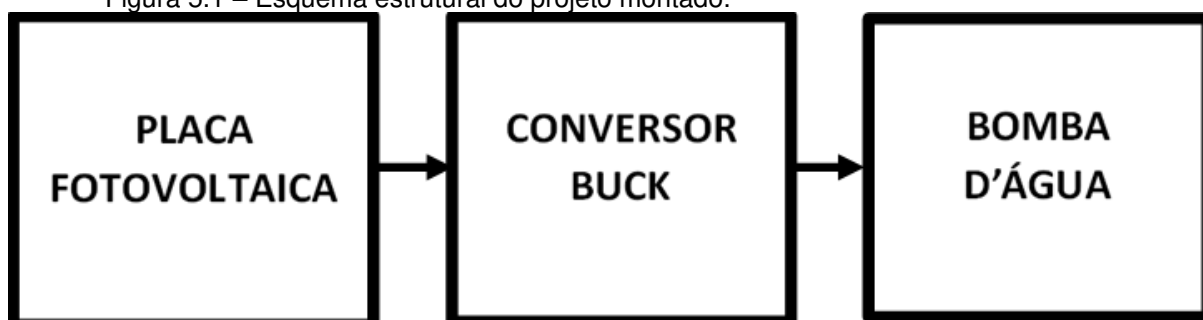
CAPÍTULO 5 – APLICAÇÃO DO CONVERSOR BUCK PARA O ACIONAMENTO DE UMA BOMBA D'ÁGUA

5.1 Descrição do Projeto

Nesta parte do trabalho será abordado uma aplicação do conversor *buck*, mediante a confecção de um protótipo com a finalidade de viabilizar a energia para uma bomba d'água. Como a placa fotovoltaica, ao captar os raios solares, gera uma tensão proporcional à intensidade de luz em sua superfície, essa tensão pode variar consideravelmente. Assim, o conversor buck, conforme já foi explicado ao longo do trabalho, se objetiva em normalizar a tensão média a um nível seguro para o bom funcionamento da carga.

A estrutura basicamente é composta pelo circuito buck, aqui implementado, por uma placa fotovoltaica e por uma bomba d'água. É mostrado na figura 5.1 o esquema do projeto em diagrama de blocos.

Figura 5.1 – Esquema estrutural do projeto montado.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Como a tensão nominal de alimentação da bomba é de 12 volts, o circuito conversor, por ser do tipo *buck*, necessita de uma tensão média de entrada igual ou superior à essa.

A placa fotovoltaica conseguida pode gerar uma tensão de até 19 volts de pico.

5.2 Dimensionamento do buck

O projeto foi começado a partir dos parâmetros de potência e tensão de alimentação da bomba d'água, portanto, respectivamente, 36 Watts e 12 Volts. E também, com a ciência da frequência de trabalho do conversor LM2596 que é de 150 kHz.

Em seguida, supondo que o conversor tenha uma tensão constante na entrada de 18 volts, que a variação da corrente no indutor seja 40% do valor da corrente de saída e que a variação de tensão no capacitor seja 0,5% da tensão de saída do conversor, a tabela 06 pôde ser preenchida.

Tabela 06 – Especificações do projeto do conversor Buck

V_{in}	V_{out}	P_{out}	f_s	ΔI_L	ΔV_C
18 V	12 V	36 W	150 kHz	$(0,40 \times I_0)$ A	$(0,005 \times V_{out})$ V

Fonte: Autoria própria

Como os dados da tabela 06 são parâmetros para obter uma máxima potência na saída, a razão cíclica será:

$$D = 1$$

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = \frac{36}{12} = 3A$$

$$R = \frac{V_0}{I_0} = \frac{12}{3} = 4\Omega$$

$$L = \left(\frac{V_{in} - V_{out}}{\Delta I_{L0}} \right) \cdot \frac{D}{f_s} = \left(\frac{18 - 12}{(0,4) \cdot 3} \right) \cdot \frac{1}{(150 \times 10^3)} \approx 33,33 \mu H$$

Desta forma, o indutor do circuito deve possuir uma indutância de 33 μH .

Já para o dimensionamento do capacitor acoplado, tem-se:

$$C = \frac{(V_{in} - V_{out}) \cdot D}{8 \cdot L \cdot \Delta V_C \cdot f_s^2} = \frac{(18 - 12) \cdot 1}{8 \cdot (33 \times 10^{-6}) \cdot (0,005 \times 12) \cdot (150 \times 10^3)^2} = 202,02 \mu F$$

Considerando o valor calculado, foi utilizado um capacitor de 220 μF .

O diodo inserido no circuito é do tipo *Schottky*. Este, conforme foi comentado anteriormente, além de possuir um corte ultra rápido, necessita de uma menor tensão de saturação.

5.3 Procedimentos

Após o dimensionamento dos componentes passivos e ativos do circuito, foi confeccionada a placa de circuito impresso, conforme o esquema eletrônico, com o uso de uma placa de fenolite, caneta retroprojeter, ferro de passar e ácido de

percloroeto de ferro. Com isso, após a passagem do desenho para a placa, foi feita a corrosão da parte cobreada que não estava pintada. Na figura 5.2 é mostrada essa etapa do processo. Em seguida, com a placa perfurada, foi feita a soldagem dos componentes. A lista completa dos materiais utilizados pode ser conferida no Apêndice D.

Então, para se obter uma tensão de 12 volts na saída do circuito, que é a tensão de alimentação da bomba, foi inserido um resistor de 1 k Ω interligando os pinos 3 e 4 do regulador, como também um potenciômetro conectado entre o pino 4 e a junção do capacitor de 220 μ F ao terminal do indutor, para o ajuste fino da tensão de saída.

Figura 5.2 – Processo de corrosão da placa de fenolite em ácido de percloroeto de ferro.



Fonte: Elaborada pelos autores.

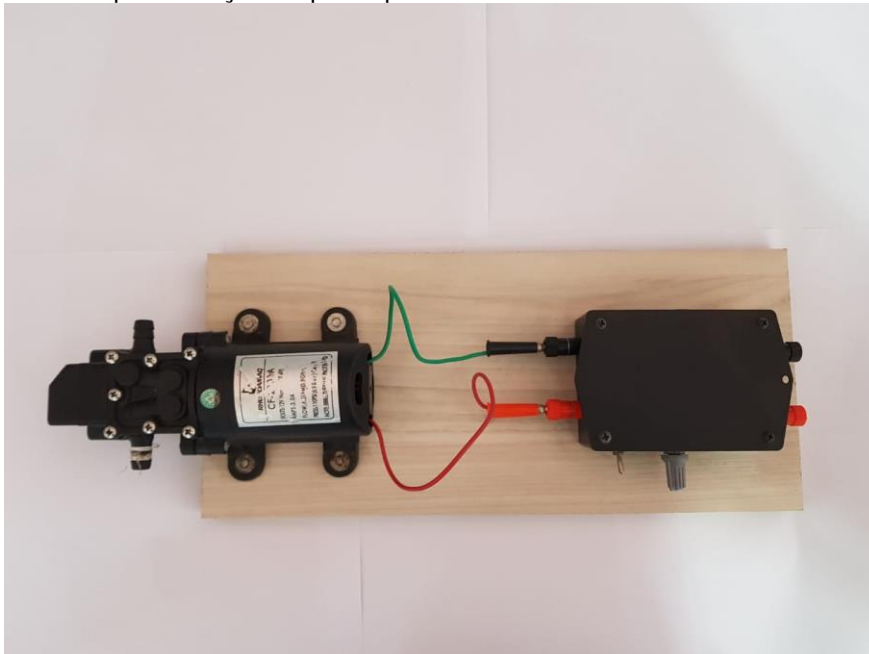
Ainda, como o regulador possui um processo de controle bastante sensível, foi inserido na entrada do circuito um capacitor de 100 μ F, e, por conseguinte, foi feita uma prévia filtragem na entrada do componente e buscando conseguir uma tensão de saída mais estável. E ainda, foi posto um led para a indicação de circuito energizado, juntamente a uma chave liga-desliga.

Posteriormente, foi colocado o circuito numa caixa para montagem e fixada a mesma em uma base em MDF, juntamente à bomba d'água. E dessa maneira, foi passado para a etapa dos experimentos.

Então, com o protótipo implementado em mãos, antes de iniciar o experimento junto ao painel solar, foram feitos alguns testes utilizando a fonte de alimentação ajustável Agilent E3631A como alimentador do circuito. Contudo, como a saída desta fonte é digital, não foi possível fazer a bomba funcionar. O conversor se comportou

como uma carga. Por conta disso, apesar de alimentado, o circuito não produzia a potência necessária para fazer o motor da bomba vencer a inércia.

Figura 5.3 – Implementação do protótipo.



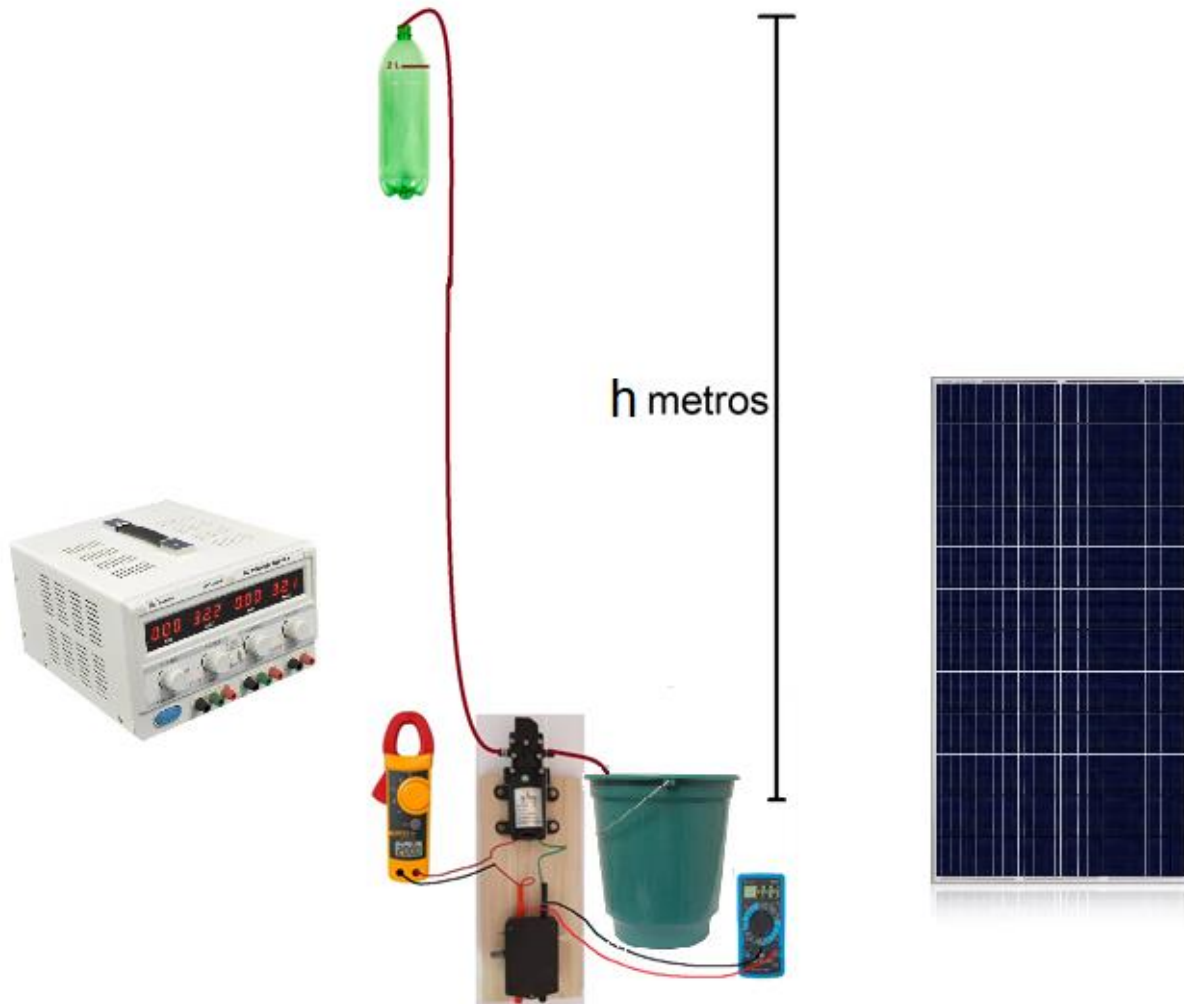
Fonte: Elaborada pelos autores.

Em seguida, partiu-se para o teste com a fonte ajustável Minipa MPC-3003D, que possui uma saída analógica de tensão, no qual foi obtido êxito. A bomba passou a funcionar normalmente. E dessa maneira, foi montada a estrutura de ensaio tendo essa fonte como alimentador.

Logo, com o uso de andaimes, como também aproveitando a edificação do bloco de química do Instituto Federal, foi estirado a mangueira verticalmente de modo que a altura manométrica do líquido fosse de 9 metros. Sendo que na extremidade de baixo foi posto o conversor juntamente à bomba sugando a água de um recipiente e na extremidade superior, uma garrafa pet com capacidade para 2 litros. E assim, ao energizar o conversor, foi verificado o tempo de enchimento dessa garrafa e feito as medições. Obtendo, portanto, a vazão, que é o volume deslocado dividido pela unidade de tempo, em segundos (HALLIDAY, 2016), e o valor da corrente necessária para cada demanda. E, quando repetido esse processo por 10 tentativas, foram anotados os dados de cada uma delas, cortava-se 1 metro da mangueira e refazia os testes. De modo que, ao final desse experimento, a cada metro de mangueira diminuído, foi conseguido uma média para vazão e corrente medidas através de 10 tentativas. Os dados estão presentes na tabela do apêndice A. Posteriormente, partiu-

se para o experimento utilizando o painel fotovoltaico na busca de obter os valores de caracterização da bomba d'água.

Figura 5.4 – Sistema do experimento.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Por conseguinte, com o uso de outra mangueira, também de 9 metros, foi repetido o experimento anterior utilizando um painel solar, e com isso, foi realizado novamente as medições da vazão da bomba d'água, ao calcular o tempo de enchimento da garrafa pet, da corrente de saída e da corrente de entrada no circuito. Esta nova prática foi tomada como comparativo aos resultados obtidos com o experimento envolvendo a fonte ajustável como fornecedora de energia. E, suas medições individualizadas podem ser conferidas na tabela do Apêndice B.

5.4 Caracterização da bomba d'água

Com esses dados obtidos, após calculada a média de corrente e vazão para cada altura manométrica, foi possível fazer a caracterização da bomba d'água através da equação da reta, mostrada na equação (5.1).

$$Y = \alpha + \beta X + \varepsilon \quad (5.1)$$

Em que, Y e X representam os valores do par ordenado que correspondem, respectivamente, ao eixo das coordenadas e ao eixo das abcissas, formado por um ponto qualquer na função do gráfico. O termo α trata-se do coeficiente linear e o termo β é o coeficiente angular da equação da reta. E ε é o erro da diferença entre cada ponto fora da reta na equação da reta.

O valor desse coeficiente angular β foi encontrado através do método dos mínimos quadrados, conforme é mostrado na equação (5.2).

$$\beta = \frac{\Sigma[(X_i - \bar{X}) \cdot (Y_i - \bar{Y})]}{\Sigma(X_i - \bar{X})^2} \quad (5.2)$$

Na equação acima, os termos X_i e Y_i corresponde a cada valor encontrado na função da reta para os eixos das abcissas e das coordenadas, respectivamente, de forma isolada. Já \bar{X} e \bar{Y} são as médias desses termos.

Ao encontrar a equação da reta, torna-se possível mensurar confiavelmente qualquer valor para vazão ou corrente que não foram medidos neste experimento.

Logo, com o uso de um software de planilha eletrônica, chegou-se às informações mostradas no próximo capítulo, em Resultados Experimentais.

Pela equação (5.3) foi encontrado o coeficiente de correlação de cada curva.

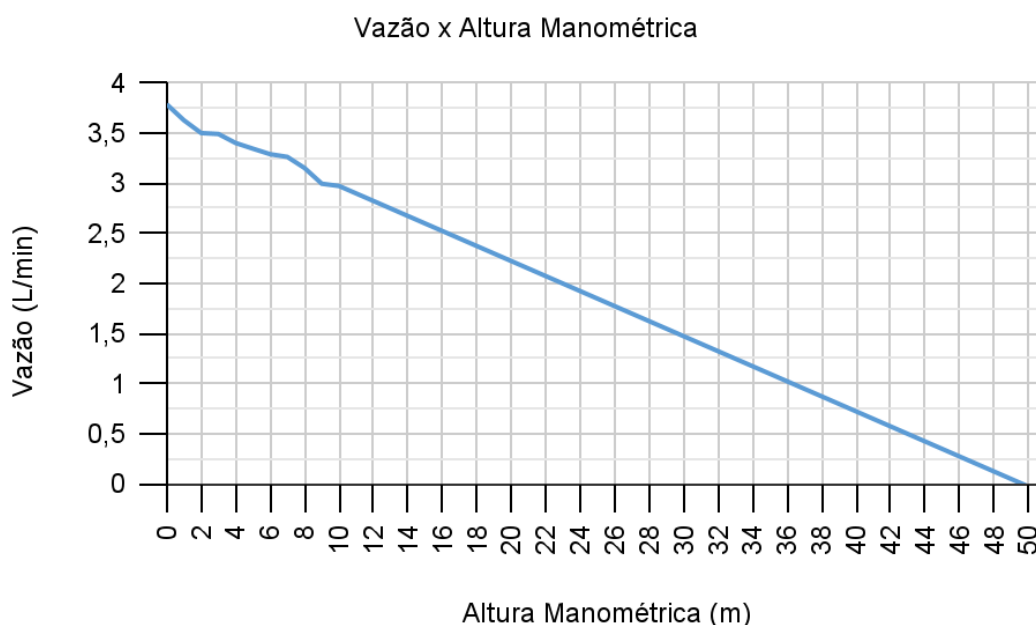
$$r = \frac{\Sigma[(X_i - \bar{X}) \cdot (Y_i - \bar{Y})]}{\sqrt{\Sigma(X_i - \bar{X})^2 \Sigma(Y_i - \bar{Y})^2}} \quad (5.3)$$

CAPÍTULO 6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Conversor buck sendo alimentado pela fonte ajustável

O gráfico ilustrado na figura 6.1 foi elaborado a partir de medições feitas na etapa experimental em que a fonte ajustável Minipa MPC-3003D foi utilizada como fonte de alimentação do conversor buck. Neste, é mostrada a vazão como variável dependente da altura manométrica.

Figura 6.1.1 – Gráfico da Vazão *versus* Altura Manométrica, utilizando a fonte ajustável como fonte de alimentação.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Pela equação (5.2), foi encontrado o coeficiente angular, como sendo $\beta = -0,07493$ e, pela equação (5.1), o coeficiente linear α igual à 3,72049. Pela equação (5.3) foi obtido o coeficiente de correlação r da curva igual a 0.95873. E, pela equação (6.1), tem-se a primeira das equações para a caracterização da bomba d'água:

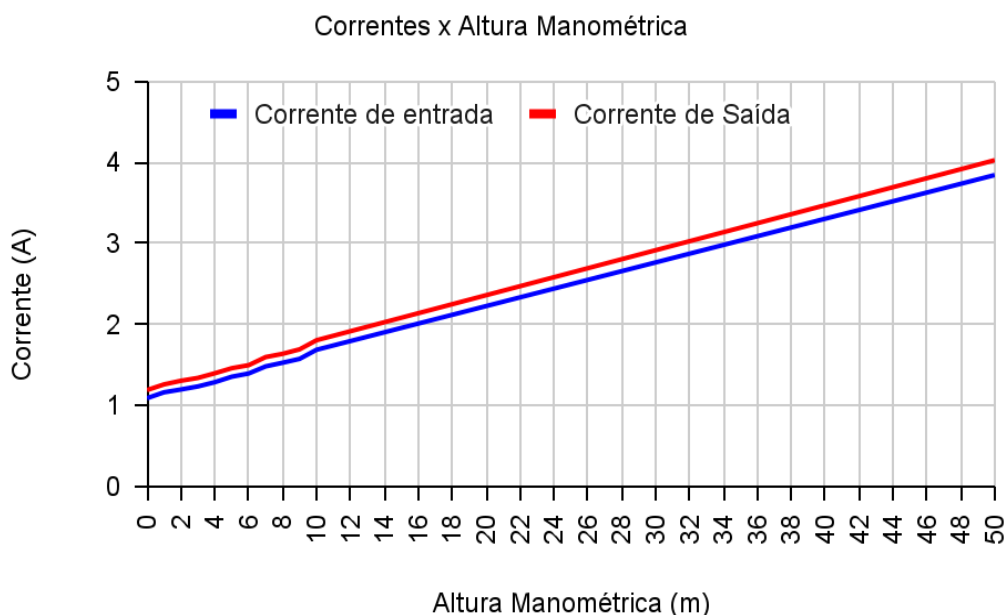
$$V = 3,72049 - 0,07493.H \quad (6.1)$$

Em que, o V corresponde à vazão da bomba d'água, dada em litros por minuto, e o H representa a altura manométrica, tendo como unidade de medida o metro.

Pela equação (6.1), ao isolar a variável da altura manométrica, observa-se que a vazão passa a ser nula quando a coluna de água supera os 49 metros de altura.

Na figura 6.1.2 é apresentado o gráfico que relaciona a corrente de entrada, em azul, e a corrente de saída, em vermelho, com a altura manométrica. As medições foram feitas, novamente, tendo a fonte ajustável como supridora de energia ao conversor buck.

Figura 6.1.2 – Gráfico das correntes de entrada e de saída *versus* a Altura Manométrica, utilizando a fonte ajustável como fonte de alimentação.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Desta forma, tem-se as equações (6.2) e (6.3) que envolvem, respectivamente, a corrente de entrada e a corrente de saída à altura manométrica. Tendo os coeficientes angulares e lineares de ambas as equações encontrados a partir das equações (5.2) e (5.1). E, com o coeficiente de correlação r , encontrado pela equação (5.3), para as curvas da corrente de entrada e de saída, respectivamente, iguais a 0,99576 e 0,99575.

Tabela 07 – Coeficientes da equação da reta para a corrente de entrada e corrente de saída relacionados à altura manométrica, tendo a fonte ajustável como fonte de alimentação do conversor buck.

	Corrente de Entrada	Corrente de Saída
Coeficiente angular	0,05392	0,05551
Coeficiente linear	1,08772	1,18772

Fonte: Elaborada pelos autores.

$$I_{ent} = 1,08772 + 0,05392.H \quad (6.2)$$

$$I_{sai} = 1,18772 + 0,05551.H \quad (6.3)$$

Pela equação (6.3), pode-se observar que, quando a corrente de saída atinge 3 amperes, que é a corrente máxima de saída suportada pelo regulador LM2596, a altura manométrica é de aproximadamente 31,5179 metros. Por conta disso, este é o valor limite para a coluna de água no que concerne a este projeto utilizar a fonte ajustável.

Ao relacionar a equação (6.1) com a equação (6.2), tem-se a equação que caracteriza a vazão da bomba d'água conforme a corrente de entrada no conversor buck, na equação (6.4):

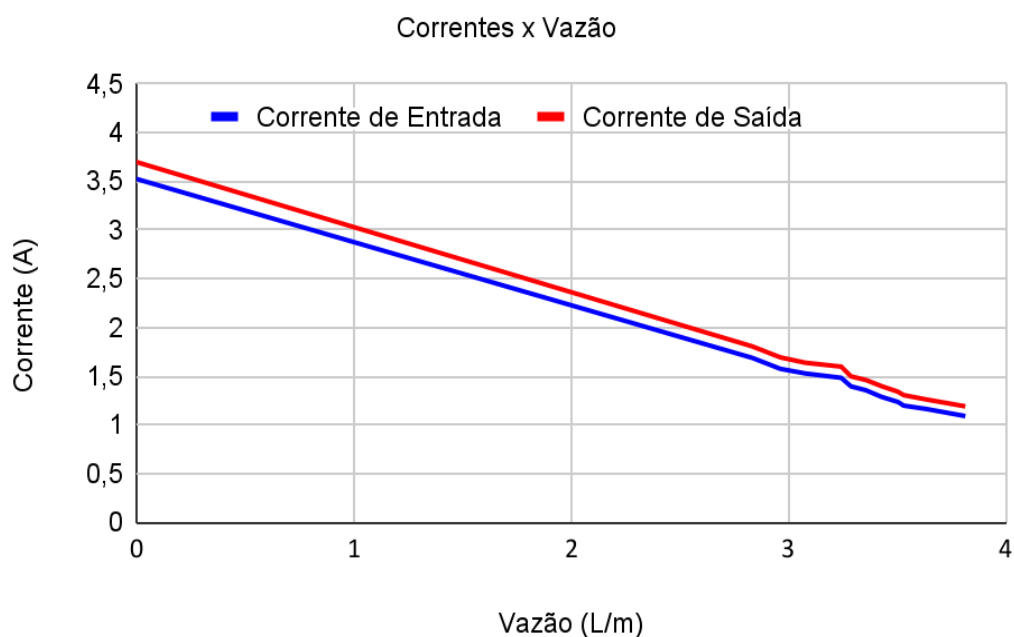
$$V = 5,43848 - 1,5432 \cdot I_{ent} \quad (6.4)$$

E, na equação (6.5), pelo sistema entre as equações (6.1) e (6.3), tem-se a equação característica para a corrente de saída do conversor buck conforme a vazão demandada pela bomba d'água:

$$I_{saí} = 3,697169 - 0,667588 \cdot V \quad (6.5)$$

Então, chega-se ao gráfico da caracterização da bomba d'água estudada, mostrado na figura 6.1.3:

Figura 6.1.3 – Gráfico de caracterização da bomba, utilizando a fonte ajustável como fonte de alimentação.



Fonte: Elaborada pelos autores.

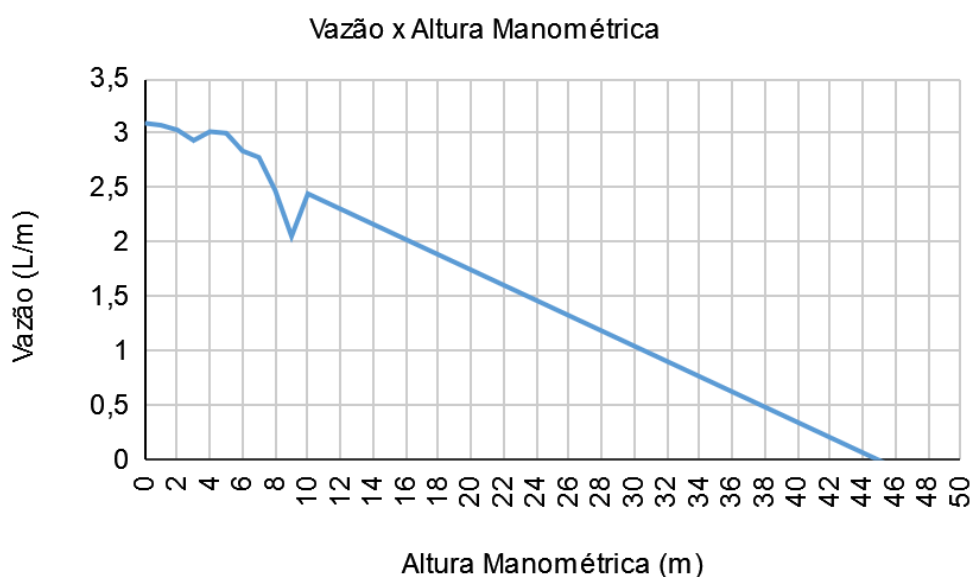
Conforme observa-se no gráfico, quando o conversor buck atinge a sua

máxima corrente de saída, a bomba d'água ainda consegue garantir uma vazão de de pouco mais de 1 litro de água por minuto.

6.2 Conversor buck sendo alimentado por um painel fotovoltaico

Os resultados relatados neste subtópico têm o painel solar como fonte de energia para o conversor buck. É mostrado na figura 6.2.1 a tendência da vazão da bomba d'água de acordo com o aumento da coluna de água.

Figura 6.2.1 – Gráfico da tendência da vazão da bomba d'água, utilizando o painel solar como fonte de alimentação.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Novamente, pelas equações (5.1) e (5.2), foi encontrado a equação que representa a tendência da curva mostrada no gráfico da figura 6.2.1, portanto, com o seu coeficiente angular valendo $\beta = -0,06990$ e o coeficiente linear α sendo igual à 3,14425, conforme a equação (6.6):

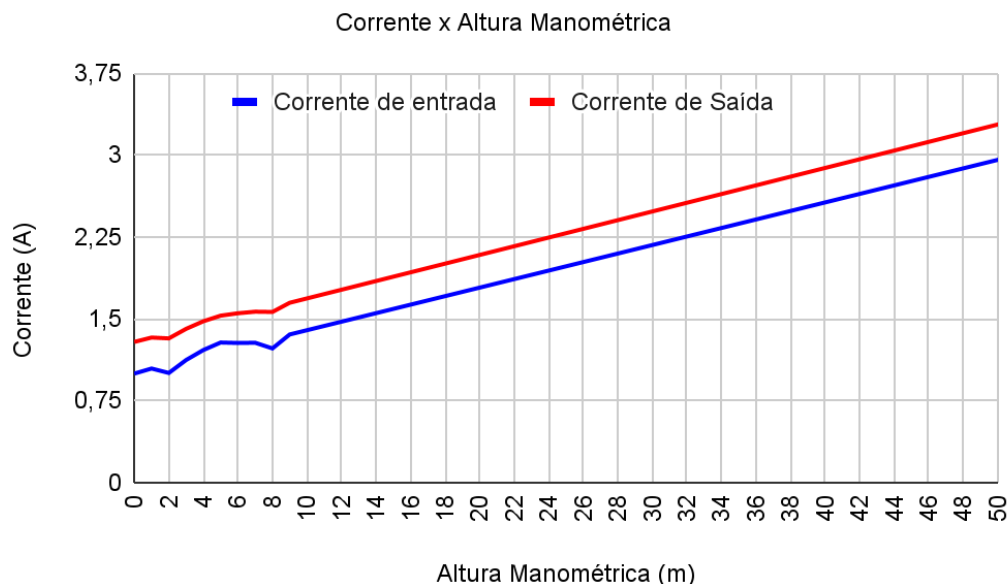
$$V = 3,14425 - 0,06990.H \quad (6.6)$$

Pela equação (5.2), foi encontrado o coeficiente de correlação r igual à 0,9983.

É possível observar, no gráfico mostrado na figura 6.2.1, e pela equação (6.6), que a vazão cessa quando a coluna de água atinge aproximadamente 45 metros de altura. Por isso, ao comparar com o resultado da subseção anterior, que foi de aproximadamente 49 metros, pode-se considerá-lo bastante satisfatório.

Já no gráfico mostrado na figura 6.2.2, tem-se as curvas tendentes para as correntes de entrada e de saída do conversor buck, relacionadas à altura manométrica.

Figura 6.2.2 – Gráfico das correntes de entrada e saída do conversor buck, utilizando o painel solar como fonte de alimentação.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Tendo um coeficiente de correlação das curvas de corrente de entrada e corrente de saída como sendo, respectivamente, 0,9993 e 0,9998.

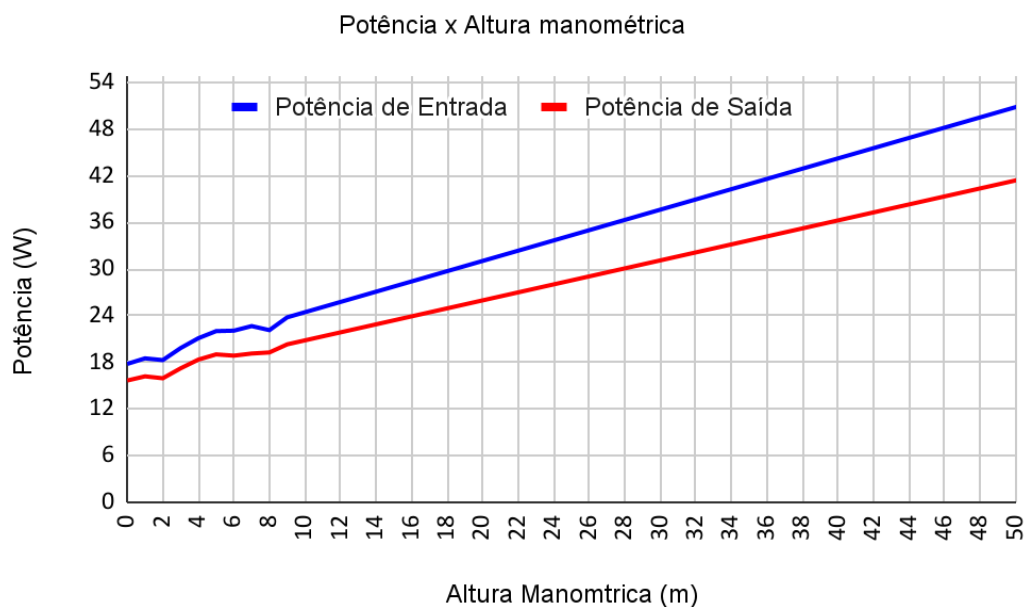
Nessa etapa, verifica-se que a altura manométrica será de aproximadamente 43 metros, quando no conversor buck constar uma corrente de 3 amperes na saída. E, fazendo a comparação com o resultado encontrado no teste realizado com a fonte ajustável alimentando o buck, que foi de 32 metros, percebe-se um absurdo, já que era de se esperar uma coluna de água maior quando o buck alimentado pela fonte ajustável.

O fato é plenamente justificável, pois, conforme pode-se observar na figura 6.2.1, quando a mangueira continha 9 metros de comprimento, a vazão foi bastante pequena, devido a baixa incidência solar naquele momento. Que, conseqüentemente, gerou uma pequena tensão de entrada no conversor buck. E como a corrente de saída, em que pese ser inversamente proporcional à vazão, é diretamente proporcional à altura manométrica, à medida que a vazão foi diminuída com a baixa tensão de entrada, o conversor teve que fazer uma compensação, aumentando a

corrente de saída. E dessa maneira, foi aumentada a curva tendente para a altura manométrica. E como se trata de uma situação real, foi decidido manter esses dados medidos.

Então, salienta-se da importância da tensão de entrada do conversor buck ser maior do que a sua tensão de saída.

Figura 6.2.3 – Gráfico das potências de entrada e saída do conversor buck, com o uso de um painel solar como fonte de alimentação.



Fonte: Elaborada pelos autores.

As expressões obtidas através das equações (5.2) e (5.1) e que podem verificar a tendência das correntes de entrada e saída do conversor buck, cujo os coeficientes angulares e lineares estão na tabela 08, podem ser conferidas nas equações (6.7) e (6.8).

Tabela 08 – Coeficientes da equação da reta para a corrente de entrada e corrente de saída relacionados à altura manométrica, tendo a fonte ajustável como fonte de alimentação do conversor buck.

	Corrente de Entrada	Corrente de Saída
Coeficiente angular	0,03900	0,03981
Coeficiente linear	1,00490	1,28777

Fonte: Elaborada pelos autores.

$$I_{ent} = 1,00490 + 0,03900.H \quad (6.7)$$

$$I_{saí} = 1,28777 + 0,03981.H \quad (6.8)$$

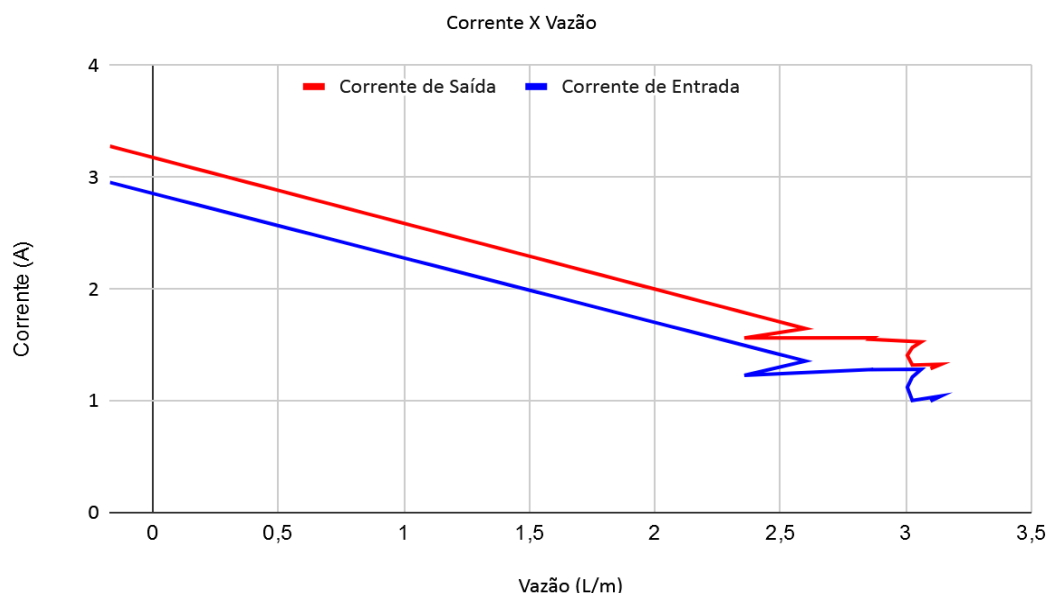
Ainda, com as medições de tensão e corrente de entrada e de saída, foram calculadas as potências de entrada e saída do conversor buck, em que o gráfico representativo pode ser conferido na figura 6.2.3.

Conforme pode-se observar no gráfico mostrado na figura 6.2.3, à medida que a altura manométrica é aumentada, a diferença entre as potências de entrada e saída também aumentam, o que é bastante entendível, já que, quanto maior for o trabalho realizado pelo conversor, maior será a energia perdida por potência dissipada em calor e, desse modo, menor será a sua eficiência.

Também por esse gráfico, pode-se verificar que na máxima potência da bomba, que é de 36 Watts, a altura manométrica será de aproximadamente 40 metros. E assim, verifica-se um resultado para a máxima coluna de água do sistema condizente aos demais encontrados.

Tem-se na Figura 6.2.4 o gráfico que apresenta as funções das equações que caracterizam a corrente de entrada e a corrente de saída conforme a vazão do sistema.

Figura 6.2.4 – Gráfico das potências de entrada e saída do conversor buck, com o uso de um painel solar como fonte de alimentação.



Fonte: Autoria própria

Pela figura 6.2.4, percebe-se que, quando o buck atinge a sua máxima corrente de saída, a bomba d'água possui uma vazão de pouco menos de 0,5 litros por minuto.

Pelas equações (6.6) e (6.8) foi encontrada a equação característica em que relaciona a corrente de saída no conversor buck, na equação (6.9). E, pelas equações (6.6) e (6.7), a equação que relaciona a vazão da bomba conforme a corrente de entrada do conversor, na equação (6.10):

$$I_{saí} = 3,177617079 + 0,58899245.V \quad (6.9)$$

$$V = 4,950179 - 1,733077.I_{ent} \quad (6.10)$$

CAPÍTULO 7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Conforme os resultados obtidos, conclui-se que, com o uso do conversor buck implementado como forma de regulação da alimentação da bomba, o sistema atende perfeitamente a projetos cuja altura manométrica máxima não seja maior que 32 metros, devido à limitação da corrente de saída do regulador LM2596, que é de apenas 3 amperes. Sabendo que para este alcançar essa corrente, deve-se empregar um bom dissipador térmico.

Embora não seja uma altura manométrica tão elevada, pela simplicidade e baixo investimento, onde os principais componentes (Bomba d'água, Conversor Buck e Regulador LM2596) tiveram um custo médio de R\$ 130,00, tem-se uma alternativa viável para a obtenção de água em lugares em que haja a sua escassez, desde que o lençol freático esteja a uma distância compreendida por essa coluna de água.

Durante o desenvolvimento do trabalho, nos deparamos com algumas dificuldades quanto à disponibilidade de equipamentos e de laboratórios para a confecção do circuito. Como também, de um local adequado para a execução do experimento, tendo em vista a necessidade de uma plataforma com variação de 10 metros de altura, no mínimo. E ainda, que esse lugar possuísse uma região de boa intensidade luminosa, e de forma constante, tendo em vista a inviabilidade da instalação da placa fotovoltaica no telhado do instituto. O que foi necessário, para tanto, com o painel solar instalado no solo, vez por outra, fazer ajustes de sua posição, na busca de garantir uma maior captação dos raios solares. E, desse modo, tornar a tensão suficiente para fazer a bomba funcionar.

Ainda, devido a tecnologia do painel fotovoltaico ser um pouco defasada, conforme etiqueta de fabricação colada no equipamento, datada de 1997, foi percebido um nível de eficiência muito baixo, já que a simples passagem de nuvem, ao fazer sombra sobre a superfície da placa, a tensão caía drasticamente. E com isso, a bomba passava a trabalhar forçadamente ou simplesmente parava de funcionar.

Para projetos futuros, pode-se buscar a implementação para bombas de uma maior vazão. E assim, atender uma necessidade maior. Outra sugestão seria o de melhorar o projeto com o seu monitoramento remoto para a mensuração da vazão de acordo com a necessidade de cada planta.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS. Atlas brasileiro de energia solar: 2.ed. INPE.-- São José dos Campos, 2017. --

AHMED, Ashfaq. Eletrônica de Potência, Pearson. São Paulo, 2000.

NILSSON, James W.;RIEDEL, Susan A. Circuitos elétricos. 10. ed. Pearson. São Paulo, 2015.

SADIKU, Matthew N. O.; ALEXANDRE, Charles K. Fundamentos de Circuitos Elétricos. 5. ed. AMGH. Porto Alegre, 2013.

HART, D. W. Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos. 1ª Edição, AMGH Editora Ltda. Porto Alegre, 2012.

MALVINO, Albert. Eletrônica [recurso eletrônico]. 8ªEdição. McGraw-Hill /AMGH / Grupo A. Porto Alegre,2016.

BARBI, Ivo & MARTINS, Denizar Cruz. Conversores CC-CC Básicos Não Isolados. Edição dos Autores, Florianópolis, 2000.

MELLO, Luiz F. Pereira de. Análise e Projeto de Fontes Chaveadas. Editora Érica, São Paulo, 1976.

POMÍLIO, J. A. "Topologias Básicas de Fontes Chaveadas".[online]. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/eltipot/cap5.pdf>>.

PETRY, C. "Introdução aos conversores CC-CC".[online]. Disponível em: <http://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Introducao_Conversores_CC_CC.pdf>.

GUIDORIZZI, Hamilton Luiz. Um curso de cálculo, vol. 2. 5. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2001-2013.

BOYLESTAD, Robert L. – Introdução à Análise de Circuitos – Prentice Hall/Pearson, 10ª. Ed, 2004.

NISE, Norman S. Engenharia de sistemas de controle. 6. ed. LTC. Rio de Janeiro, 2013.

RASHID, Muhammad H. Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações. Makron Books. São Paulo, 1999.

POMÍLIO, J. A. "Técnicas de Modulação de Potência".[online]. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/eltipot/cap2.pdf>>.

GERALD, José; VITOR, Pedro "Capítulo 5 - Conversores A/D e D/A".[online]. Disponível em: <<https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/downloadFile/1970943312266870/5.%20Conversores%20AD%20e%20DA%202015-2016%201Sem.pdf>>.

BOMFIM, Marlio. "Instrumentação Eletrônica". [online]. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/marliob/te149/aula8.pdf>>

- ALMEIDA, José Antunes de. Eletrônica de Potência. 4ª Ed. Érica. São Paulo, 1986.
- SILVA, Luiz Marcelo Chiesse da. “Conversores D/A e A/D”. Disponível em: <http://paginapessoal.utfpr.edu.br/chiesse/disciplinas/eletronica-digital-engenharia-da-computacao/Conversor_A-D_D-A.pdf/at_download/file>
- MORAES, Caio. Artigo “Princípios de Controle Aplicados a Conversores Estáticos”. [online] <<https://eletronicadepotencia.com/principios-de-controle/>>.
- BARBI, Ivo. Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas. Edição do Autor, 3 ed, Florianópolis, 2014.
- OGATA, Katsuhiko. Engenharia de Controle Moderno. 5ª ed. 2010. Pearson Prentice Hall, São Paulo, 2010.
- MORAES, Caio. Artigo “Análise do Conversor Buck em Condução Contínua”. [online] <<https://eletronicadepotencia.com/analise-do-conversor-buck-em-mcc/>>.
- PETRY, C. “Conversores CC-CC”. [online]. Disponível em: <http://www.professorpetry.com.br/Ensino/Repositorio/Docencia_CEFET/Conversores_Estaticos/Pos_2014/Apresentacao_Aula_09a.pdf>.
- BERGER, F. et al. “Metodologia para Modelagem de Conversores utilizando o Circuito Equivalente de Thévenin”. Eletrônica de Potência, Joinville, v. 23, n. 2, p. 151-160, Abr./Jun. 2018.
- MORAES, Caio. Artigo “Controlando a Tensão de Saída de um Conversor Buck”. [online]. Disponível em: <<https://eletronicadepotencia.com/control-de-tensao/>>
- LM2596 SIMPLE SWITCHER - Datasheet disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2596.pdf>. Acessa-do em 05/10/2019.
- POLYU, HK. Power Electronics - “Dynamic Modelling of DC/DC converters”. Disponível em: <ftp://ftp.ee.polyu.edu.hk/echeng/Power_Elect_EE4211/smallmodel.pdf>
- POMÍLIO, J. A. “Eletrônica de Potência - Cap. 1”. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/elfpot/cap1.pdf>>.
- BARBI, Ivo. Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados. Edição do Autor, Florianópolis, 2014.
- BOLDRINI, José Luiz. Álgebra Linear. 3ª Ed. Harper & Row do Brasil, São Paulo, 1980.
- HALLIDAY, David, 1916-2010 Fundamentos de física, volume 2 : gravitação, ondas e termodinâmica / David Halliday , Robert Resnick , Jearl Walker ; tradução Ronaldo Sérgio de Biasi. – 10. ed. – Rio de Janeiro : LTC, 2016.

APÊNDICE

Apêndice A – Medições experimentais para a caracterização da bomba

Altura Manométrica (metros)	Tempo de enchimento para 2 Litros (segundos)	Entrada		Saída	
		Corrente (A)	Tensão (V)	Corrente (A)	Tensão (V)
0	32	1,09	15,1	1,19	12,2
	32	1,09	15,1	1,19	12,2
	31	1,09	15,1	1,19	12,2
	31	1,09	15,1	1,19	12,2
	31	1,09	15,1	1,19	12,2
	32	1,09	15,1	1,19	12,2
	32	1,09	15,1	1,19	12,2
	32	1,09	15,1	1,19	12,2
	32	1,09	15,1	1,19	12,2
	32	1,09	15,1	1,19	12,2
1	33	1,16	15,1	1,27	12,2
	33	1,16	15,1	1,26	12,2
	33	1,16	15,1	1,26	12,2
	33	1,16	15,1	1,26	12,2
	32	1,16	15,1	1,26	12,2
	34	1,16	15,1	1,26	12,2
	33	1,16	15,1	1,25	12,2
	34	1,16	15,1	1,26	12,2
	33	1,16	15,1	1,26	12,2
	33	1,17	15,1	1,26	12,2
2	35	1,19	15,1	1,3	12,2
	34	1,2	15,1	1,3	12,2
	34	1,2	15,1	1,31	12,2
	34	1,19	15,1	1,3	12,2
	35	1,2	15,1	1,31	12,2
	34	1,2	15,1	1,3	12,2
	34	1,2	15,1	1,3	12,2
	34	1,2	15,1	1,31	12,2
	34	1,19	15,1	1,31	12,2
	35	1,2	15,1	1,31	12,2
3	34	1,23	15,1	1,33	12,2
	35	1,23	15,1	1,34	12,2
	34	1,24	15,1	1,34	12,2
	35	1,23	15,1	1,33	12,2
	34	1,23	15,1	1,35	12,2
	34	1,24	15,1	1,34	12,2
	34	1,23	15,1	1,34	12,2
	36	1,24	15,1	1,34	12,2
	34	1,24	15,1	1,34	12,2
	34	1,24	15,1	1,35	12,2
4	35	1,29	15,1	1,4	12,2
	35	1,28	15,1	1,4	12,2
	36	1,29	15,1	1,4	12,2
	35	1,28	15,1	1,39	12,2
	35	1,29	15,1	1,4	12,2
	36	1,29	15,1	1,4	12,2
	35	1,29	15,1	1,4	12,2

	35	1,28	15,1	1,39	12,2
	36	1,29	15,1	1,4	12,2
	35	1,29	15,1	1,39	12,2
5	36	1,35	15,1	1,47	12,2
	35	1,35	15,1	1,46	12,2
	36	1,36	15,1	1,45	12,2
	35	1,35	15,1	1,46	12,2
	36	1,35	15,1	1,45	12,2
	36	1,36	15,1	1,46	12,2
	36	1,36	15,1	1,47	12,2
	37	1,35	15,1	1,46	12,2
	36	1,36	15,1	1,46	12,2
	36	1,36	15,1	1,46	12,2
6	36	1,37	15,1	1,48	12,2
	37	1,4	15,1	1,5	12,2
	37	1,4	15,1	1,5	12,2
	36	1,39	15,1	1,49	12,2
	37	1,39	15,1	1,49	12,2
	36	1,4	15,1	1,5	12,2
	37	1,4	15,1	1,5	12,2
	37	1,38	15,1	1,48	12,2
	36	1,4	15,1	1,51	12,2
	36	1,41	15,1	1,51	12,2
7	37	1,47	15,1	1,59	12,2
	37	1,48	15,1	1,6	12,2
	37	1,49	15,1	1,6	12,2
	37	1,48	15,1	1,59	12,2
	36	1,47	15,1	1,6	12,2
	37	1,49	15,1	1,6	12,2
	37	1,49	15,1	1,59	12,2
	36	1,49	15,1	1,6	12,2
	37	1,49	15,1	1,6	12,2
	37	1,49	15,1	1,6	12,2
8	38	1,52	15,1	1,63	12,2
	38	1,53	15,1	1,64	12,2
	38	1,52	15,1	1,63	12,2
	38	1,54	15,1	1,65	12,2
	37	1,53	15,1	1,64	12,2
	38	1,52	15,1	1,63	12,2
	39	1,52	15,1	1,63	12,2
	38	1,52	15,1	1,63	12,2
	39	1,52	15,1	1,64	12,2
	38	1,54	15,1	1,65	12,2
9	40	1,57	15,1	1,69	12,2
	41	1,58	15,1	1,69	12,2
	40	1,58	15,1	1,69	12,2
	40	1,57	15,1	1,7	12,2
	40	1,57	15,1	1,69	12,2
	40	1,57	15,1	1,69	12,2
	40	1,58	15,1	1,69	12,2
	40	1,58	15,1	1,7	12,2
	39	1,57	15,1	1,69	12,2
	40	1,58	15,1	1,69	12,2
41	1,57	15,1	1,7	12,2	

Obs: Medições realizadas no dia 02/03/2020.

Apêndice B – Medições no experimento da bomba alimentada por um painel fotovoltaico, tendo o circuito do buck como controlador de carga.

Altura Manométrica (metros)	Tempo de enchimento para 2 Litros (segundos)	Entrada		Saída	
		Corrente (A)	Tensão (V)	Corrente (A)	Tensão (V)
0	39	0,89	18	1,19	12,05
	39	1,03	18,1	1,31	12,37
	39	1,04	17,5	1,31	12,12
	39	1,05	17,9	1,28	12,31
	38	0,9	18	1,27	12,2
	39	1,03	18,2	1,19	12,21
	38	1,02	18	1,25	12,23
	39	1,03	18,1	1,3	12,25
	39	1,02	17,9	1,26	12,3
	39	1,03	17,8	1,34	12,13
2	40	1	18	1,32	12,08
	39	0,99	18,2	1,32	12,11
	40	1	18,1	1,32	12,08
	39	1,01	18,2	1,31	12,09
	40	1	18,3	1,33	12,1
	39	0,99	18,2	1,32	12,09
	39	1,01	18,3	1,32	12,1
	40	1,02	18,4	1,32	12,09
	40	0,99	18	1,32	12,08
	40	1,02	18,5	1,32	12,07
4	40	1,22	17,3	1,48	12,5
	40	1,22	17,4	1,48	12,44
	40	1,2	17,4	1,47	12,4
	40	1,21	17,3	1,47	12,4
	39	1,21	17,5	1,48	12,39
	40	1,22	17,4	1,48	12,38
	39	1,2	17,4	1,48	12,4
	40	1,21	17,4	1,48	12,41
	40	1,21	17,4	1,48	12,38
	40	1,2	17,5	1,47	12,35
5	39	1,29	17,2	1,54	12,47
	41	1,28	17,2	1,53	12,46
	40	1,27	17,3	1,51	12,46
	39	1,27	17,2	1,52	12,43
	41	1,28	17,1	1,52	12,47
	40	1,29	17,3	1,53	12,45
	41	1,28	17,2	1,54	12,44
	39	1,29	17,3	1,51	12,46
	39	1,29	17,1	1,53	12,43
	41	1,28	17,1	1,53	12,45
6	42	1,39	17	1,58	12,8

	41	1,27	17,1	1,54	12,09
	43	1,22	17,3	1,52	11,91
	43	1,26	17,5	1,55	12,03
	42	1,23	17,2	1,54	12
	41	1,38	17,4	1,57	12,05
	43	1,35	17,3	1,53	12,2
	43	1,32	17,5	1,56	12,35
	42	1,33	17,4	1,55	12,15
	43	1,25	17,5	1,55	12,03
7	43	1,28	17,9	1,59	12,33
	44	1,39	17,3	1,6	12,87
	45	1,29	17,3	1,56	12,3
	43	1,28	17,4	1,57	12,15
	43	1,26	18,9	1,58	12,07
	41	1,29	17,9	1,55	12,1
	44	1,25	17,7	1,58	12,15
	43	1,28	17,5	1,59	12,02
	43	1,22	17,5	1,53	11,98
8	43	1,24	17,7	1,56	11,95
	44	1,26	17,6	1,56	12,29
	50	1,24	17,7	1,55	12,32
	44	1,22	18	1,57	12,48
	44	1,24	18,4	1,57	12,48
	43	1,22	17,9	1,59	12,28
	48	1,2	17,8	1,53	11,71
	45	1,01	17,7	1,53	11,71
	56	0,79	18,1	1,31	9,25
9	58	0,83	17,7	1,31	9,24
	48	1,18	18,5	1,56	12,15
	49	1	17,9	1,59	12,28
	60	0,91	17,8	1,53	11,71
	62	0,58	18,1	1,15	7,75
	52	0,91	17,8	1,53	11,71
	50	0,94	17,7	1,53	11,71
	57	0,88	18,4	1,17	7,78
	66	0,58	18,1	1,15	7,75
	65	0,72	18,2	1,26	8,78
	63	0,73	18,1	1,27	8,77
	56	0,79	18,1	1,31	9,25
57	0,83	17,7	1,31	9,24	
66	0,79	18,4	1,32	9,15	
54	0,81	17,8	1,31	9,2	

Obs.: Medições realizadas no dia 28/02/2020.

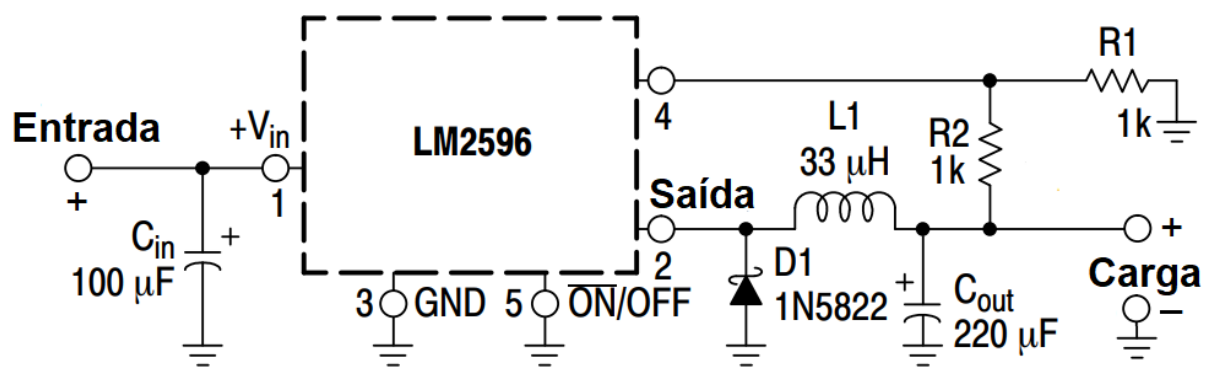
Apêndice C – Materiais utilizados nos experimentos deste trabalho.

Materiais utilizados

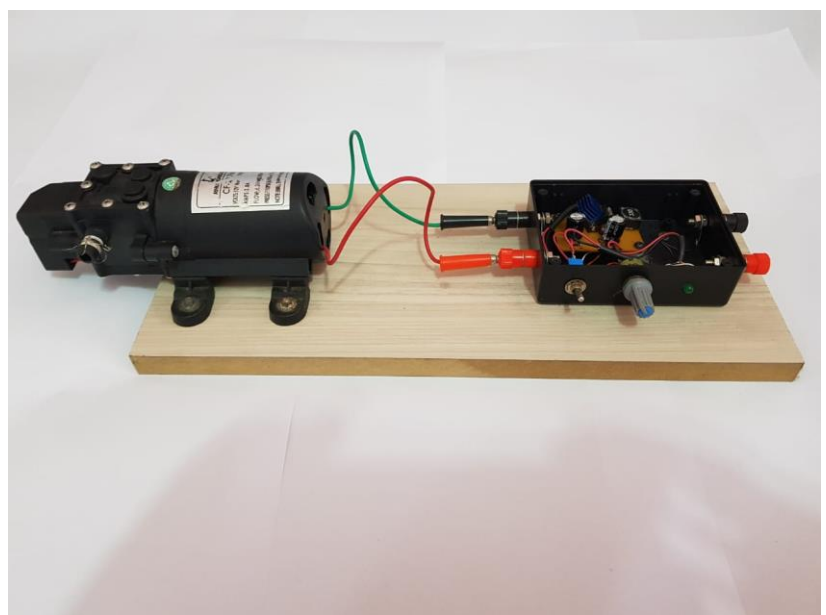
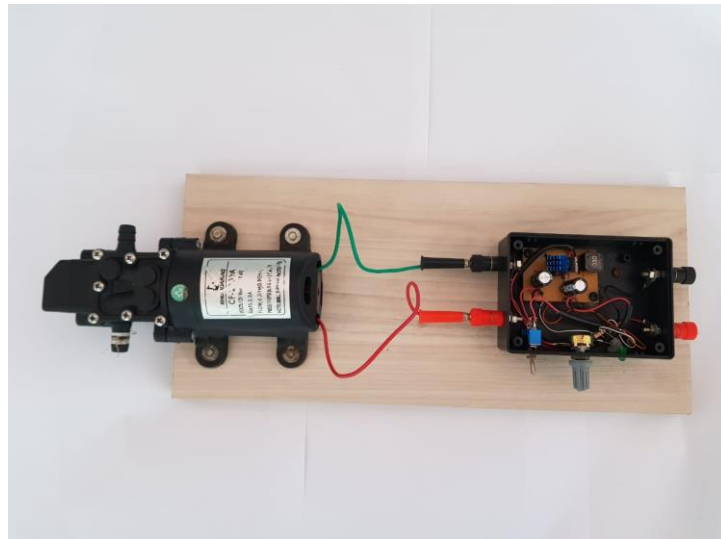
Para a confecção do circuito do conversor buck foram utilizados os seguintes componentes:

- 01 Circuito Integrado LM2596;
- 01 Diodo *Schottky* 1N5822;
- 02 resistores de 1k Ω ;
- 01 led de cor verde;
- Capacitores de 100 μ F e 220 μ F;
- 01 indutor de 33 μ F;
- Potenciômetro 10 K Ω ;
- 02 Mangueiras de 9 metros de comprimento e 8mm de área de secção;
- 01 Painel Fotovoltaico;
- 02 reservatórios Graduado;
- 01 bomba d'água Rhondamaq CF-2201;
- 01 caixa de Montagem de PVC;
- Base em MDF para montagem;
- Abraçadeiras de *Nylon*;
- Multímetro Minipa ET-1002;
- Alicates Amperímetro Digital 400A AC CAT III 600V 302+ Fluke;
- Placa cobreada de fenolite;
- Ácido de Percloro de ferro.
- Fonte ajustável Minipa MPC-3003D

Apêndice D – Circuito eletrônico do conversor Buck implementado.

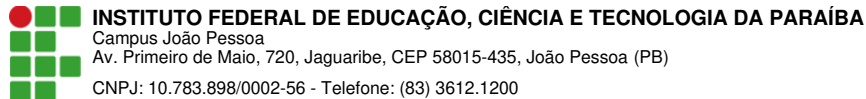


Apêndice E – Protótipo implementado.



Apêndice F – Medições de tensão e corrente conforme a altura manométrica.





Documento Digitalizado Restrito

Entrega do TCC junto à ficha catalográfica

Assunto: Entrega do TCC junto à ficha catalográfica
Assinado por: Osni Porcino
Tipo do Documento: Anexo
Situação: Finalizado
Nível de Acesso: Restrito
Hipótese Legal: Informação Pessoal (Art. 31 da Lei no 12.527/2011)
Tipo do Conferência: Cópia Simples

Documento assinado eletronicamente por:

- Osni di Társis Rodrigues Porcino, ALUNO (20152610396) DE BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - JOÃO PESSOA, em 08/02/2022 17:37:45.

Este documento foi armazenado no SUAP em 08/02/2022. Para comprovar sua integridade, faça a leitura do QRCode ao lado ou acesse <https://suap.ifpb.edu.br/verificar-documento-externo/> e forneça os dados abaixo:

Código Verificador: 432825
Código de Autenticação: 4c7b51166b

