

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

ARIEL ANTONIO GUINZANI

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DOS COMPENSADORES APLICADOS AO
CIRCUITO DE CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA UM CONVERSOR
*BUCK***

CAMPO MOURÃO

2022

ARIEL ANTONIO GUINZANI

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DOS COMPENSADORES APLICADOS AO
CIRCUITO DE CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA UM CONVERSOR
*BUCK***

**Design and implementation of the compensators applied to the closed loop
control circuit for a *Buck* converter**

Trabalho de conclusão de curso de graduação
apresentada como requisito para obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Eletrônica da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Gilson Junior Schiavon.

CAMPO MOURÃO

2022



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/)

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, para fins não comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es) e que licenciem as novas criações sob termos idênticos. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

ARIEL ANTONIO GUINZANI

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DOS COMPENSADORES APLICADOS AO
CIRCUITO DE CONTROLE EM MALHA FECHADA PARA UM CONVERSOR
*BUCK***

Trabalho de Conclusão de Curso de
Graduação apresentado como requisito para obtenção
do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica da
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
(UTFPR).

Data de aprovação: 01/Junho/2022

Flávio Luiz Rossini

Doutorado em Engenharia Elétrica
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR

Leonardo Faria Costa

Doutorado em Engenharia Elétrica
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR

Gilson Junior Schiavon

Doutorado em Engenharia Química
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR

CAMPO MOURÃO

2022

Dedico esse trabalho a todos que
me auxiliaram em algum momento da
minha vida acadêmica, porém, em
especial a uma pessoa que infelizmente
não pôde estar comigo nesse momento,
saudades, te amo, Pai.

RESUMO

Com o avanço dos equipamentos tecnológicos e suas aplicabilidades, algumas áreas podem se conectar, como o caso da eletrônica de potência e a área de controle. Neste trabalho, pretende-se integrar essas duas áreas através de conversores CC-CC e do controle proporcional e integral (PI), assim, mostrou-se que, com o auxílio de algumas metodologias é possível obter os compensadores, contidos na teoria de controle, para acionar o conversor *Buck*. Para tal efeito, utilizou-se o circuito integrado SG3524, produzido pela *STMicroelectronics*, para produzir o efeito da modulação por largura de pulso, PWM, e então corrigir a tensão de saída do conversor para um valor constante e com o menor valor de ruído, perante as características do projeto. A partir do projeto e da implementação dos compensadores a ação de controle PI, os sinais observados foram ao encontro das especificações de projeto do sistema de controle. Pôde ser observado, também, a viabilidade do trabalho realizado pois os compensadores dimensionados para o projeto conseguiram cumprir a ação do controlador PI.

Palavras-chave: conversor *Buck*; compensadores; controle PI; SG3524.

ABSTRACT

With the advancement of technological equipment and its applications, some areas can be connected, as is the case of power electronics and the control area. In this work, it is intended to integrate these two areas through DC-DC converters and proportional and integral (PI) control. Thus, it was shown that, with the help of some methodologies it is possible to obtain the compensators, contained in the control theory, to drive the Buck converter. For this purpose, it was used the SG3524 integrated circuit, produced by STMicroelectronics, to produce the effect of pulse width modulation, PWM, and then correct the output voltage of the converter to a constant value and with the lowest noise value, given the characteristics of the project. From the design and implementation of the PI control action compensators, the observed signals met the design specifications of the control system. It could be observed, also, the feasibility of the work done because the compensators sized for the project managed to meet the PI controller action.

Keywords: Chopper Step-down; compensator; PI control; SG3524.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Chopper CC básico	16
Figura 2 - Representação do conversor <i>Buck</i>	17
Figura 3 - Forma de onda no conversor <i>Buck</i> ; (a) tensão no indutor; (b) corrente do indutor	19
Figura 4 - Conversor <i>Buck</i> operando no modo de condução descontínua; (a) corrente no indutor; (b) corrente na fonte; (c) tensão no indutor.....	21
Figura 5 - Sistema de controle simplificado	22
Figura 6 - Ilustração do sinal de entrada, saída e função de transferência.	23
Figura 7 - Ação proporcional com a utilização de amplificadores operacionais	24
Figura 8 - Porção integrativa com amplificadores operacionais	25
Figura 9 - Diagrama de blocos do controlador PI, no domínio do tempo	26
Figura 10 - Controlador PI visto por amplificadores operacionais	27
Figura 11 - Terminais do SG3524.....	27
Figura 12 - Diagrama de Blocos Funcional.....	28
Fotografia 1 - Controlador SG3524 na placa de circuito impresso.....	31
Fotografia 2 - Conversor <i>Buck</i> utilizado no trabalho	31
Figura 13 - Ligação do amplificador operacional.....	32
Figura 14 - Controlador PWM SG3524 com componentes calculados	36
Figura 15 - Esquema de ligação do circuito via digrama de blocos	36
Figura 16 - Esquema de ligação do CI com o conversor <i>Buck</i>	37
Fotografia 3 - Circuito para teste em bancada e obtenção de dados	37
Figura 17 - PWM e saída do conversor com 30V de entrada.....	38
Figura 18 - PWM e saída do conversor com 27,5V de entrada	39
Figura 19 - PWM e saída do conversor com 25V de entrada.....	39
Figura 20 - PWM e saída do conversor com 22,5V de entrada	40
Figura 21 - PWM e saída do conversor com 20V de entrada.....	40
Figura 22 - PWM e saída do conversor com 15V de entrada.....	41
Figura 23 - PWM e saída do conversor com 14V de entrada.....	41
Figura 24 - PWM e saída do conversor com carga de 250mA	43
Figura 25 - PWM e saída do conversor com carga de 500mA.....	43
Figura 26 - PWM e saída do conversor com carga de 750mA.....	44
Figura 27 - PWM e saída do conversor com carga de 1A	44
Figura 28 - PWM e saída do conversor com carga de 1,5A.....	45
Figura 29 - PWM e saída do conversor com carga de 2A	45
Figura 30 - PWM e saída do conversor com carga de 2,5A.....	46
Figura 31 - PWM e saída do conversor com carga de 3A	46
Figura 32 - Forma de onda do indutor com entrada de 30V	48
Figura 33 - Forma de onda do indutor com entrada de 14V	49
Figura 34 - Forma de onda do indutor com uma corrente de 250mA.....	50
Figura 35 - Forma de onda do indutor com uma corrente de 3A	51
Figura 36 - Forma de onda do degrau de carga.....	52
Figura 37 - Forma de onda do degrau de carga, quando o reostato é inserido.....	53
Figura 38 - Forma de onda do degrau de carga, quando o reostato é retirado	53
Figura 39 - Forma de onda do degrau de carga, tempo de estabilização quando o reostato é inserido no sistema	54

Figura 40 - Forma de onda do degrau de carga, tempo de estabilização quando o reostato é retirado do sistema	54
Figura 41 - Inicialização da fonte de tensão.....	55
Figura 42 - <i>Overshoot</i> para inicialização da fonte de tensão	55
Figura 43 - Tempo de estabilização para fonte de tensão	56

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Resultado da variação da tensão quanto a PWM, tensão de saída e ruído do conversor <i>Buck</i>	42
Tabela 2 - Resultado da variação da corrente quanto a PWM, tensão de saída e ruído do conversor <i>Buck</i>	47
Tabela 3 - Análise de tensão no indutor com variação da tensão de entrada e com corrente fixa na carga.....	49
Tabela 4 - Análise de tensão no indutor com variação da corrente de entrada e com tensão fixa	51

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CI	Circuito Integrado
PI	Controle proporcional e integral
CC	Corrente contínua
NOR	Porta lógica – negação da porta lógica OR
PWM	<i>Pulse wave modulation</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná

LISTA DE SÍMBOLOS

D	Ciclo de trabalho
t_{on}	Tempo quando PWM está ligado
t_{off}	Tempo quando PWM está desligado
V_O	Tensão de saída
T	Período de chaveamento do PWM
V_I	Tensão de entrada
i_L	Corrente no indutor
V_S	Tensão da fonte
V_L	Tensão do indutor
Δi_L	Variação de corrente no indutor
L	Indutância do indutor
V_L	Tensão do indutor
f	frequência
I_{Lmin}	Corrente mínima que flui pelo indutor
I_{Lmax}	Corrente máxima que flui pelo indutor
R	Resistencia do resistor
L_{min}	Indutância mínima para operação em modo de condução contínua
ΔV_O	Variação da tensão de saída
$u(t)$	Sinal no domínio do tempo
$U(s)$	Sinal no domínio da frequência
s	Símbolo domínio da frequência
K_p	Ganho proporcional
T_i	Tempo integrativo
Ω	Unidade de resistência - Ohm
F	Unidade de capacitância - Farad
Hz	Unidade de frequência - Hertz
V	Unidade de tensão - Volt
s	segundo
A	Unidade de corrente elétrica – Ampére
f_p	Frequência do polo
f_z	Frequência do zero
V_{max}	Tensão máxima
V_{pp}	Tensão de pico a pico
V_m	Tensão media

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Problemas e premissas	14
1.2	Objetivos	14
1.2.1	Objetivo Geral.....	14
1.2.2	Objetivos Específicos	14
1.3	Justificativa	15
1.4	Procedimentos metodológicos	15
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	16
2.1	Conversor <i>Buck</i> CC-CC	16
2.1.1	Modo de condução contínua	17
2.2	Sistemas de controle	22
2.2.1	Sistemas de malha aberta e malha fechada	22
2.3	Transformada de laplace	23
2.3.1	Função de Transferência.....	23
2.4	Ações de controle	24
2.4.1	Ação proporcional.....	24
2.4.2	Ação integrativa.....	25
2.5	Controlador proporcional integral (PI)	26
2.6	Circuito integrado: SG3524	27
3	METODOLOGIA	30
3.1	Circuito controlador com o CI SG3524	30
3.2	Circuito de potência: conversor CC-CC <i>Buck</i>	31
3.3	Dimensionamento dos compensadores da ação PI	32
3.4	Ligação dos equipamentos	36
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	38
4.1	Resultados da saída do conversor <i>buck</i>	38
4.1.1	Tensão de entrada variável e corrente fixa de saída.....	38
4.1.2	Tensão de entrada fixa e corrente variável de saída.....	42
4.2	Resultados do indutor	47
4.2.1	Tensão de entrada variável e corrente fixa de saída.....	47
4.2.2	Tensão de entrada fixa e corrente de saída variável.....	50
4.3	Degrau de carga e <i>overshoot</i> da fonte externa	52
5	CONCLUSÃO	56

REFERÊNCIAS.....	59
-------------------------	-----------

1 INTRODUÇÃO

De acordo com Hernández-Arroyo, Díaz-Rodríguez e Pinzón-Ardila (2014), o controle automatizado possui uma grande função na Engenharia e na Ciência, no âmbito dos mais variados sistemas.

O controle PI é uma das técnicas de controle mais utilizadas em todo o Mundo, sendo responsável por inúmeras ações que envolvem controladores e este controlador baseia-se no erro de controle passado e presente, sendo respectivamente a porção integral e proporcional. Tal controlador é utilizado para uma numerosa gama de problemas, tais como: controle de processo, memórias magnéticas e ópticas, entre outros, como explica Hernández-Arroyo, Díaz-Rodríguez e Pinzón-Ardila (2014).

Segundo Rashid (1999), em inúmeras aplicações industriais é necessário transformar uma tensão CC fixa em uma fonte de tensão variável do tipo CC. Uma ferramenta que é capaz de realizar tal transformação é um conversor CC-CC, também conhecido como *chopper*. Os conversores são frequentemente utilizados para o controle de tração de motores de automóveis elétricos, guindastes marinhos, empilhadeiras, entre outros. Suas características operacionais são: fornecer controle de aceleração suave e resposta dinâmica rápida.

Com a evolução e o aprimoramento da tecnologia, a discussão acerca de eletrônica de potência ganhou destaque no âmbito acadêmico. Causa-se uma necessidade de aprimorar as técnicas de controle para que tanto a área de controle quanto a de potência apresentem uma confiabilidade e o rendimento necessário, como explica Lucas (2015).

Os conversores, em diversas vezes, utilizam-se de técnicas de controle com o intuito de reduzir o tempo transitório de partida, corrigir pequenas variações originadas pela mudança de carga e para melhorar o desempenho de comutação, conforme Xu e Qin (2010).

Este trabalho contemplou um estudo de técnicas de controle aliada a eletrônica de potência. Construiu-se o circuito analógico com resistores e capacitores para o controlador PI para acionar o conversor e regular sua tensão de saída através da realimentação do controlador.

1.1 Problemas e premissas

Os reguladores *Buck* são simples e possuem uma grande eficiência, sendo essa eficiência maior que 90%, conforme afirma Rashid (1999). Diante disto, para valores baixos de tensão, a variação da tensão de saída do conversor é pequena, no entanto, para altos valores a divergência entre o valor da tensão de entrada e da tensão de saída pode ser elevado.

Para tal efeito, os compensadores PI auxiliam nesse controle, pode-se alavancar a eficiência do conversor *Buck* a outro patamar, além de avaliar o comportamento do conversor quando sofre variações de tensão de entrada, tendo em vista a correção do conversor.

1.2 Objetivos

Neste tópico serão descritos os objetivos gerais e específicos que compõem o trabalho.

1.2.1 Objetivo Geral

Desenvolver um controle analógico a fim de comparação de performance, para regular a tensão de saída de um conversor CC-CC do tipo *Buck* a fim de que o ruído na tensão seja próximo a zero e constante, mesmo diante das variações de entrada e saída, especificadas no projeto.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Verificar o comportamento do conversor *Buck* sem o controlador (em malha aberta);
- Modelar o controlador PI para o conversor *Buck*;
- Implementar um controlador PI analógico para acionar o conversor;
- Coletar informações em malha fechada com o conversor controlado pelo PI;
- Analisar os resultados obtidos;
- Verificar a viabilidade do projeto.

1.3 Justificativa

Como já mencionado acima, conversores *Buck* apresentam uma eficácia superior a 90%. Diante de tal fato, foi proposto o desenvolvimento do controle PI para elevar a eficiência do conversor *Buck* e a estabilidade do conversor.

No âmbito do setor industrial, caso uma tensão não possa ser mantida à um nível adequado, alguns equipamentos podem ser danificados, tendo como melhor solução para isso o desligamento dos equipamentos. Ao mesmo tempo que alguns processos permitem uma tolerância maior dessa variação de tensão, outros parâmetros (pressão, temperatura, vazão, entre outros) são precisos, tal como defende Costa (2018).

Compensadores, que estão contidos na teoria de controle, apresentam a função de aperfeiçoar algum uso específico de equipamentos na indústria, como argumenta Pomilio (1995). Sendo assim, esses compensadores terão a capacidade de auxiliar no controle da tensão de saída do conversor. Tais compensadores foram confeccionados analogicamente e analisou-se sua viabilidade de aplicação.

1.4 Procedimentos metodológicos

O presente trabalho foi segmentado em cinco etapas de atividades, sendo elas:

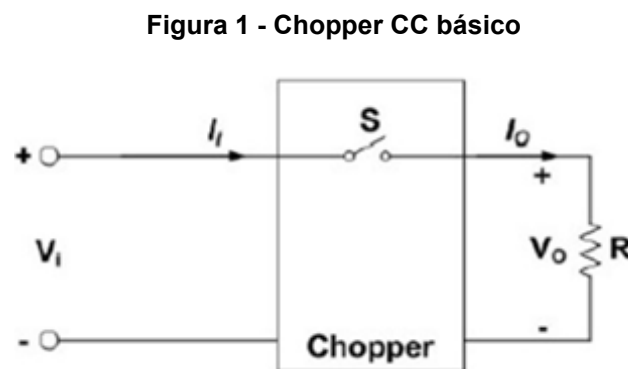
- 1) Estudo bibliográfico para a elaboração dos compensadores;
- 2) Cálculos de desenvolvimento do sistema, sendo a função de transferência, componentes e todos os outros parâmetros necessários para a implementação dos compensadores;
- 3) Confeção do circuito do compensador e pela ligação do mesmo com o conversor *Buck*;
- 4) Aquisição de dados experimentais;
- 5) Análise de dados e viabilidade do trabalho, e conclusões.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O capítulo a seguir abordará os assuntos relevantes relacionados ao tema deste trabalho. Nele serão tratados conteúdos referentes a controle, eletrônica de potência e sobre o circuito integrado do controlador PI.

2.1 Conversor *Buck* CC-CC

“Os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos que convertem uma tensão CC para diferentes níveis de tensão CC fornecendo sempre uma saída regulada” (HART, 2012, p. 197). Segundo Ahmed (2000), outra nomenclatura que um conversor pode apresentar denomina-se *chopper* e na Figura 1, ilustra-se um modelo básico do mesmo.



Fonte: Costa (2019, slide 8)

O funcionamento do conversor se dá através de uma chave que, quando comutada ativa o conversor provocando uma queda de tensão V_o no resistor R , sendo esta maior ou menor que a tensão de entrada V_i .

“A componente CC da tensão na saída é controlada pelo ajuste de trabalho D , que é a fração do período de chaveamento que a chave é fechada” (HART, 2012, p199).

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (1)$$

sendo, t_{on} o tempo em que a chave permanece ligada e t_{off} o tempo que a mesma está desligada. Ainda de acordo com Hart (2012), a tensão de saída pode ser obtida genericamente a partir da integral abaixo:

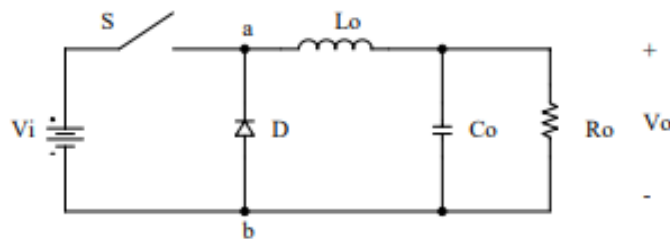
$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_I dt \quad (2)$$

sendo V_o o valor da tensão de saída, T o valor total de chaveamento dado por $t_{on} + t_{off}$, V_I o valor da tensão de entrada e o ciclo de trabalho caracterizado por D .

Segundo Barbi e Martins (2006), o conversor do tipo *Buck* pode ser entendido como um circuito abaixador de tensão. O referido conversor, apresenta um valor médio de tensão de saída inferior ao valor médio de entrada.

Ainda de acordo com o autor citado acima, o valor da corrente segue o caminho inverso. A corrente média de saída é superior ao valor da corrente de entrada, sendo tal fenômeno consequência do princípio da conservação de energia. Na Figura 2, apresenta-se a configuração básica do conversor *Buck*.

Figura 2 - Representação do conversor *Buck*



Fonte: Petry (2001, p.5)

2.1.1 Modo de condução contínua

Segundo Mahdavi, Agah e Emadi (2002), para o modo de condução contínua, a partir do momento em que a chave é comutada, o diodo passa a estar inversamente polarizado. Por consequência disso, uma tensão positiva pelo indutor provoca um aumento no valor da corrente (i_L) que passa por ele. A partir do momento que a chave se encontra fechada, a corrente do indutor (i_L) continua a fluir pelo diodo até seu valor decair.

Para as análises abaixo, considera-se que o capacitor apresenta um valor suficientemente alto para manter uma tensão de saída constante, em conformidade com Hart (2012).

Ao aplicar a equação (2), segundo Hart (2012), pode-se obter uma relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída, dada abaixo:

$$V_o = DV_s \quad (3)$$

Ao analisar a equação acima, segundo Ahmed (2000), é possível dizer que existe um padrão linear do valor de saída, em função do ciclo de trabalho.

De acordo com Hart (2012), os valores de tensão e corrente no indutor com a chave fechada são dados conforme as equações abaixo enunciam:

$$V_L = V_s - V_o \quad (4)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_s - V_o}{L} t_{on} \quad (5)$$

sendo, V_L é a tensão do indutor, V_s é a tensão da fonte, V_o é o valor da tensão de saída na carga, L representa o valor da indutância e Δi_L é a variação de corrente no indutor.

Já com a chave aberta, os valores de tensão do indutor e os valores máximos e mínimos da corrente no mesmo, são expressados por:

$$V_L = -V_o \quad (6)$$

$$I_{Lmax} = \frac{V_o}{R} + \frac{V_o(1-D)}{2Lf} \quad (7)$$

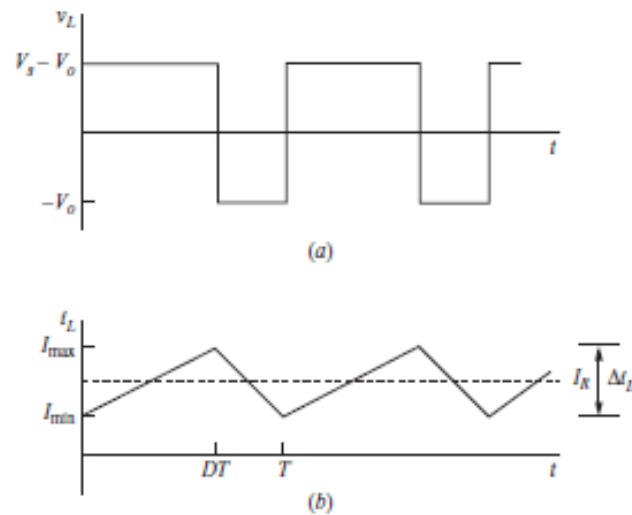
$$I_{Lmin} = \frac{V_o}{R} - \frac{V_o(1-D)}{2Lf} \quad (8)$$

sendo, t_{on} o tempo que a chave permanece aberta, f a frequência de chaveamento e R é o valor da resistência do circuito. As correntes, I_{Lmin} e I_{Lmax} referem-se ao valor mínimo e máximo que a corrente pode alcançar, respectivamente. Na Figura 3, apresentam-se as formas de onda das componentes citadas acima, V_L e I_L em função do tempo.

A tensão do indutor pode ser visualizada na Figura 3.a. Quando a chave está comutada, a tensão no indutor é $V_s - V_o$ e caso a chave não esteja comutada o valor da tensão passa a ser $-V_o$.

Na Figura 3.b, mostra-se a forma de onda da corrente do indutor. Quando a chave está comutada, o valor da corrente aumenta para o valor máximo, $I_{L_{max}}$, e caso a chave não esteja ligada este valor irá decair para o valor mínimo, $I_{L_{min}}$.

Figura 3 - Forma de onda no conversor *Buck*; (a) tensão no indutor; (b) corrente do indutor



Fonte: Adaptado de Hart (2012, p.202)

Segundo Ahmed (2010), o menor valor do indutor de forma a garantir que o conversor operará em modo de condução contínua é adotado $I_{L_{min}} = 0$. Assim, utiliza-se a equação (8), e igualando-a à zero:

$$L_{min} = \frac{Rt_{off}}{2f} \quad (9)$$

No projeto de um conversor *Buck*, a variação pico a pico da corrente é um fator de extrema importância. Assim, ele é usado como um parâmetro de projeto e uma análise alternativa pode ser feita para determinar a indutância mínima, explica Hart (2012).

$$L = \left(\frac{V_s - V_o}{\Delta i_L f} \right) D = \frac{V_o(1 - D)}{\Delta i_L f} \quad (10)$$

Como anteriormente a capacitância do capacitor assumiu valores extremamente grandes, a partir de agora será um valor mensurável. Tal valor pode

ser dado de acordo com a equação abaixo e a variação de tensão da saída de acordo com a segunda equação. Assim como o ruído de tensão de saída, ΔV_o .

$$C = \frac{(1 - D)V_o}{8L\Delta V_o f^2} \quad (11)$$

$$\Delta V_o = \frac{(1 - D)V_o}{8LCf^2} \quad (12)$$

O modo de condução contínua, apresenta a característica de ter uma corrente no indutor sempre positiva por todo período de chaveamento, o que não acontece no modo de condução descontínua, como explica Hart (2012).

“A relação entre as tensões de saída e de entrada é determinada pelo primeiro reconhecimento de que a tensão média no indutor é zero em um funcionamento periódico” (HART, 2012, p. 242). Ainda de acordo com o autor, uma relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída, e a corrente máxima que flui pelo indutor podem ser obtidas através das equações abaixo:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{D + D_1} \quad (13)$$

$$\frac{1}{2} I_{L_{max}} (D + D_1) = \frac{V_o}{R} \quad (14)$$

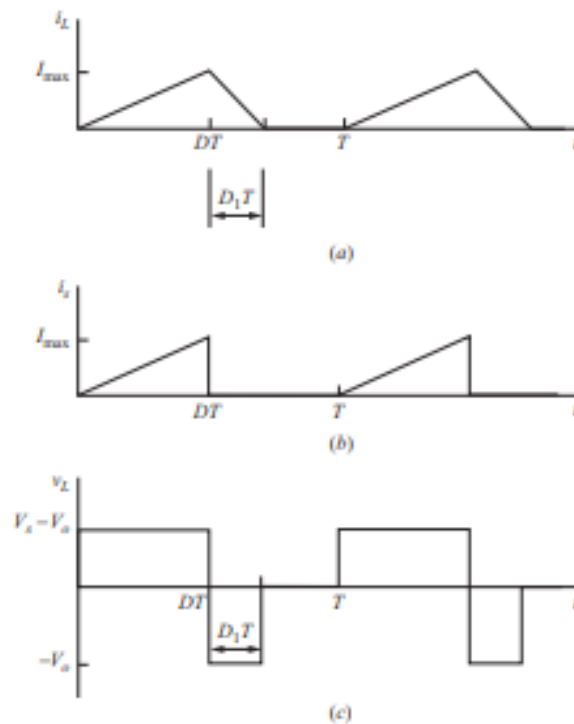
sendo V_s é a tensão da fonte, V_o é a tensão de saída, D é o ciclo de trabalho, D_1 é o tempo que a corrente demora para chegar a zero quando a chave está aberta, T é o período total de chaveamento, $I_{L_{max}}$ é o valor máximo da corrente no indutor e R é a resistência. Na Figura 4, exemplificam-se as formas de onda da tensão e corrente no indutor e da corrente na fonte.

Diferente do modo de condução contínua, o valor da corrente no indutor para o modo de condução descontínua chega a zero por alguns instantes, como pode ser visto na Figura 4.a.

Na Figura 4.b, ilustra-se o comportamento da corrente da fonte durante todo o período de chaveamento. Seu valor aumenta à medida que a chave permanece comutada e cai a zero quando a mesma está desligada.

A tensão no indutor apresenta o mesmo valor para o modo de condução descontínua para quando a chave está conectada, quando a chave é desligada seu valor também é o mesmo em relação ao modo de condução contínua, porém este cai a zero e permanece constante até que a chave seja religada, como pode ser observado na Figura 4.c.

Figura 4 - Conversor *Buck* operando no modo de condução descontínua; (a) corrente no indutor; (b) corrente na fonte; (c) tensão no indutor



Fonte: Hart (2012, p.242)

De acordo com Hart (2012), pode-se encontrar uma expressão para retirar o termo D_1 da equação (13) e deixar a tensão de saída apenas em função dos componentes do circuito e do ciclo de trabalho D . A expressão que rege esse comportamento é:

$$V_o = V_s \left[\frac{2D}{D + \sqrt{D^2 + 8L/RT}} \right] \quad (15)$$

em que V_o é a tensão de saída, V_s é a tensão de entrada, D é o ciclo de trabalho, L é a indutância do indutor, R é a resistência da carga e T é o período de chaveamento.

2.2 Sistemas de Controle

“Um sistema de controle consiste em subsistemas e processos construídos com o objetivo de se obter uma saída desejada com desempenho desejado, para uma entrada específica fornecida” (NISE, 2009, p.2).

Na Figura 5, apresenta-se uma ilustração de um sistema de controle. Sendo $x(t)$ o sinal de excitação do sistema, o qual é processado pelo sistema e é transmitido como saída o sinal $y(t)$.

Figura 5 - Sistema de controle simplificado



Fonte: Autoria Própria (2022)

2.2.1 Sistemas de malha aberta e malha fechada

“Os sistemas de controle da malha aberta são aqueles em que o sinal de saída não exerce nenhuma ação de controle no sistema” (OGATA, 2003, p. 5). Ainda segundo Ogata (2003), em nenhum sistema de controle de malha aberta, a saída é comparada com a entrada de referência.

Sistema de malha fechada, também conhecido como sistema de controle com realimentação é, segundo Ogata (2003), um sistema onde ocorre a comparação do sinal de entrada com o sinal de saída pela diferença entre esses dois sinais, chamado de sinal de erro. Nessa configuração de sistemas, o sinal de saída realimenta o controlador, através de um comparador, com o intuito de minimizar o erro e aferir que a saída está condizente com o valor desejado.

2.3 Transformada de Laplace

A transformada de Laplace pode ser aplicada a análise de sistemas instáveis, assim apresenta um papel de grande importância no estudo da estabilidade ou instabilidade de um sistema, como expõem Oppenheim e Willsky (2010).

“Para um sinal $x(t)$, a transformada de Laplace $X(s)$ é definida por” (LATHI, 2008, p. 307):

$$X(s) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-st} dt \quad (16)$$

$$x(t) \Leftrightarrow X(s) \quad (17)$$

onde, $X(s)$ é a transformada direta de Laplace de $x(t)$.

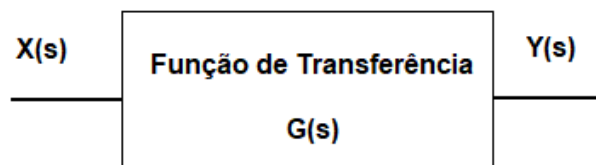
2.3.1 Função de Transferência

Segundo Nise (2009), a função de transferência é a razão entre a transformada de Laplace do sinal de saída e pela transformada de Laplace do sinal de entrada. Tal como na equação abaixo:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = G(s) \quad (18)$$

Na Figura 6, ilustra-se um sistema de controle simplificado, onde $X(s)$, $Y(s)$ e $G(s)$ são, respectivamente, o sinal de entrada, sinal de saída e a função de transferência.

Figura 6 - Ilustração do sinal de entrada, saída e função de transferência.



Fonte: Autoria Própria (2019)

2.4 Ações de controle

2.4.1 Ação proporcional

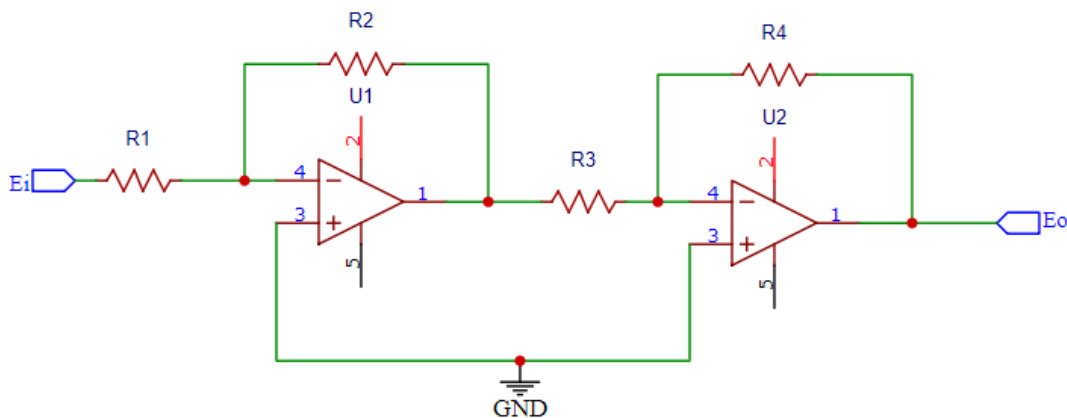
Para a efeito da ação proporcional, a equação (19) é traduzida para a seguinte relação, segundo Ogata, (2003):

$$x(t) = ke(t) \quad (19)$$

$$\frac{X(s)}{E(s)} = K \quad (20)$$

Na Figura 7, ilustra-se a confecção de um circuito elétrico para determinar a ação proporcional. E_i e E_o representam a tensão de entrada e a tensão de saída do compensador para a ação proporcional, respectivamente.

Figura 7 - Ação proporcional com a utilização de amplificadores operacionais



Fonte: Autoria Própria (2022)

“Qualquer que seja o mecanismo real e o tipo de energia utilizada na operação, o controlador proporcional é essencialmente um amplificador com um ganho ajustável” (OGATA, 2003, p.54).

Para a ação de controle proporcional, vista de acordo com os amplificadores operacionais, a função de transferência do circuito é, segundo Ogata (2003):

$$G(s) = \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} \quad (21)$$

2.4.2 Ação integrativa

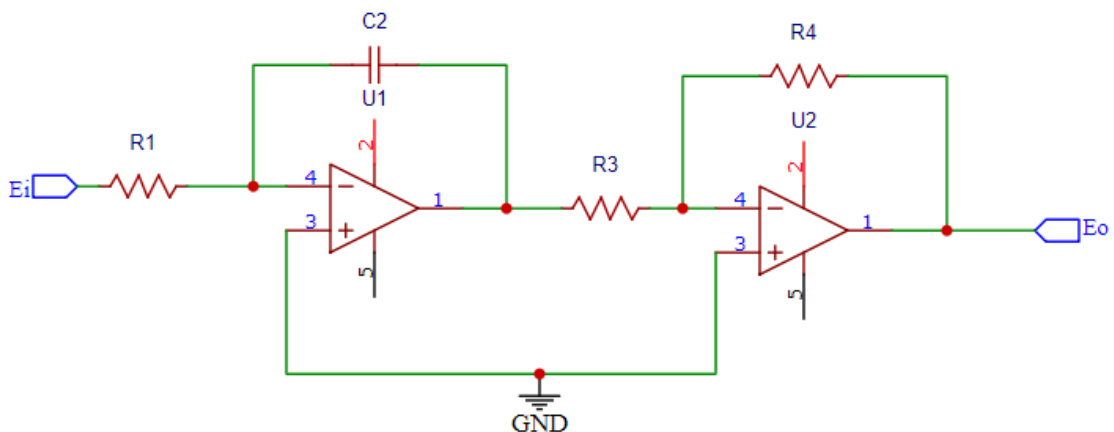
“Em um controlador com ação de controle integral, o valor da saída $u(t)$ do controlador é modificado a uma taxa de variação proporcional ao sinal de erro atuante $e(t)$ ”. Expresso por, (OGATA, 2003, p.55).

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) dt \quad (22)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{1}{sT_i} \quad (23)$$

Um circuito elétrico com a finalidade de reproduzir o efeito da ação integrativa, confeccionado com resistores, capacitor e amplificadores operacionais e E_i representa o sinal de entrada e E_o o sinal de saída. A figura 8 mostra o circuito elétrico da porção integrativa com os componentes descritos acima.

Figura 8 - Porção integrativa com amplificadores operacionais



Fonte: Autoria Própria (2022)

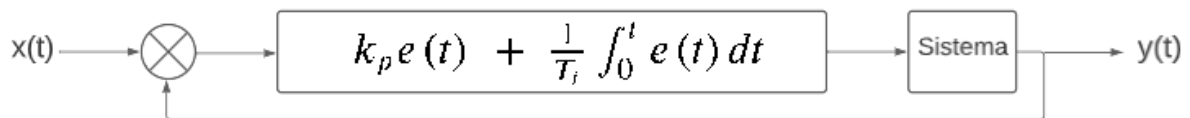
Com a utilização de amplificadores operacionais, a função de transferência para a porção integrativa, segundo Ogata (2003), pode ser expressa por:

$$G(s) = \frac{R_4}{R_3 R_1 C_2 s} \quad (24)$$

2.5 Controlador proporcional integral (PI)

Frequentemente, as aplicações industriais usam-se do controle proporcional e integral. Segundo Luiz, Cristiano et. al (1997), tal popularidade pode ser explicada pela sua operacionalidade, que em perfeito estado, é capaz de oferecer condições estáveis para determinada aplicação. A Figura 9, ilustra o diagrama de blocos do controlador PI, onde $x(t)$ é o sinal de entrada e $y(t)$ o sinal de saída do sistema e $e(t)$ o sinal de erro, dado pela diferença entre o sinal de entrada e o sinal de saída.

Figura 9 - Diagrama de blocos do controlador PI, no domínio do tempo



Fonte: Autoria Própria (2022)

Segundo Ogata, o algoritmo do controlador PI pode ser descrito por:

$$y(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) dt \right) \quad (25)$$

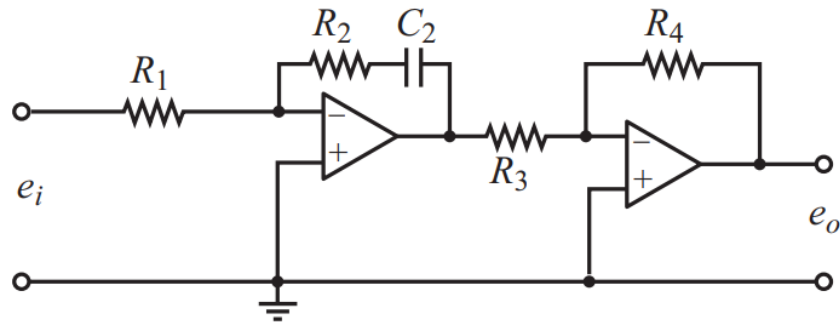
sendo, y a variável controlada e e é o sinal de erro. Os parâmetros do controlador são: o ganho proporcional K_p e o tempo integrativo T_i .

Ao aplicar a transformada de Laplace para modelar a equação (26), a função de transferência do controlador é dada por:

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \quad (26)$$

A Figura 10, explica a confecção de um circuito elétrico com capacitor, resistores e amplificadores operacionais com o intuito de determinar a ação PI, em que e_i representa a tensão de entrada e e_o a tensão de saída do compensador.

Figura 10 - Controlador PI visto por amplificadores operacionais



Fonte: Adaptado de Ogata (2003, p.85)

A função de transferência para o controle PI, em parâmetros dos componentes do circuito é dada, segundo Ogata (2003), por:

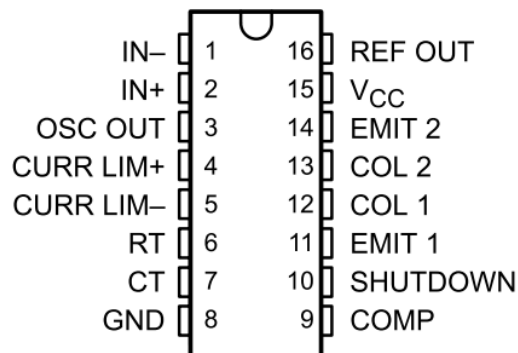
$$G(s) = \frac{R_4 R_2 (R_2 C_2 s + 1)}{R_1 R_2 R_3 C_2 s} \quad (27)$$

2.6 Circuito integrado: SG3524

O circuito integrado SG3524 incorpora diversas funcionalidades em um único dispositivo. Segundo a *Texas Instruments* (1997), o SG3524 é projetado para inversores de polaridade acoplados a um conversor CC-CC, para aplicações que envolvam modulação por largura de pulso (PWM).

O dispositivo apresenta 16 pinos dentre pinos de entrada e saída, tal como mostra a Figura 11:

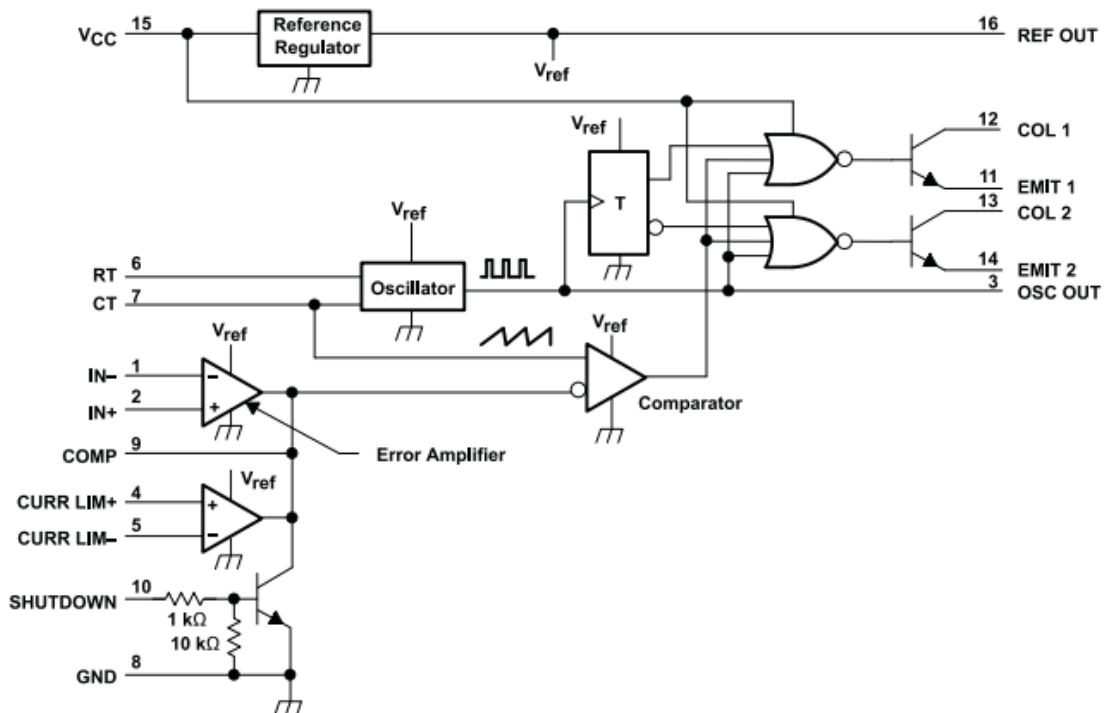
Figura 11 - Terminais do SG3524



Fonte: Texas Instruments (1997, p.2)

Os pinos 1 e 2, são pinos de entrada referentes ao amplificador de erro, os pinos 6 e 7 representam o resistor e o capacitor, respectivamente, para obter o período de PWM desejado. O pino 9 representa o compensador do amplificador de erro, os pinos 11 e 14 representam a saída do sinal de PWM e o pino 16 representa o *feedback*. Na Figura 12, ilustra-se o diagrama de bloco funcional do circuito integrado.

Figura 12 - Diagrama de Blocos Funcional



Fonte: Texas Instruments (1997, p.9)

O funcionamento do circuito integrado se dá através de uma sequência de ações desempenhadas pelo mesmo, todos no nível digital. O sinal entra através do amplificador de erro, com os pinos 1 e 2 e o compensador pelo pino 9, e o resultado desse amplificador segue para o comparador. Após a análise do comparador, o resultado segue para as portas NOR, sendo uma de suas três entradas. Outra entrada das portas NOR advém do *flip-flop* T. O *clock* do *flip-flop* provém do oscilador e uma de suas saídas segue para uma porta NOR, enquanto a saída barrada do *flip-flop* segue para a outra porta.

Por fim, o último parâmetro para a porta lógica advém do oscilador, em que a frequência pode ser calculada segundo o fabricante, *STMicroelectronics* (2000), como mostra a equação (28):

$$f = \frac{1,18}{C_T R_T} \quad (28)$$

sendo R_T e C_T componentes externos ao circuito integrado, onde R_T é o resistor, dado em $k\Omega$, e C_T o capacitor, dado em μF , resulta-se em uma frequência, f , em kHz .

As portas lógicas comandam, cada uma, um transistor, sendo elas responsáveis pela saturação da base. Devido as saídas do *flip-flop* serem complementares, os transistores estarão comutados de forma complementar, ou seja, enquanto um conduz o outro está cortado e a consequência disso será uma eficácia de aproximadamente 50%.

3 METODOLOGIA

O presente capítulo, abordará os aspectos práticos para a obtenção dos resultados desejados.

3.1 Circuito controlador com o CI SG3524

Para o controle, fez-se a utilização do circuito integrado SG3524, produzido pela *STMicroelectronics*, devido ao funcionamento descrito no item anterior. Com uma entrada máxima de tensão contínua de 40V, segundo a fabricante, há facilidade de operação com o mesmo, quanto a formulação dos parâmetros de frequência do oscilador para o PWM.

O sinal PWM é obtido por meio da oscilação de dois transistores internos ao CI, apresentado na Figura 12, em que cada transistor é responsável por aproximadamente 50% do período de chaveamento e então, são curto-circuitados para chegar próximo ao 100%.

Para encontrar o valor da frequência de oscilação do PWM, utilizou-se a equação (28). Deseja-se uma frequência de oscilação de 50kHz, para o funcionamento correto do conversor, e analisando a equação (28), um par de possíveis valores para R_T e C_T , em valores comerciais de componentes, são 2,2kΩ e 10nF, respectivamente.

O *feedback* do controlador é, de acordo com o fabricante, dado por um divisor de tensão resistivo, em que o valor desses resistores será dado de acordo com um referencial externo ao CI e também em relação a saída do conversor, tal qual será expressado pela seguinte equação:

$$V_o = V_{ext} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \quad (29)$$

sendo que V_o é o valor da tensão de saída do conversor *Buck*, V_{ext} é um referencial de tensão externo ao circuito, R_1 representa o resistor de *feedback* e R_2 um resistor auxiliar para entrada do comparador de tensão. Ao substituir os valores do projeto, e adotando $R_2 = 10k\Omega$, é possível obter um resistor $R_1 = 10k\Omega$ e o sinal de saída desse comparador é o sinal de erro.

A saída desse comparador, se conecta internamente a entrada do PWM, no pino nº 9, logo, pode-se afirmar que os compensadores devem ser inseridos no circuito de controle através deste pino.

Com relação ao limitador de corrente, pinos nº 4 e nº 5, não se fizeram necessários sua utilização, pois o controle em malha fechada foi realizado apenas por tensão. Tampouco foi utilizado o pino nº 10, pois não era preciso uma limitação de parâmetros externos para possíveis interrupções no sistema. Na fotografia 1, ilustra-se a placa de circuito impresso do controlador usando o SG3524.

Fotografia 1 - Controlador SG3524 na placa de circuito impresso

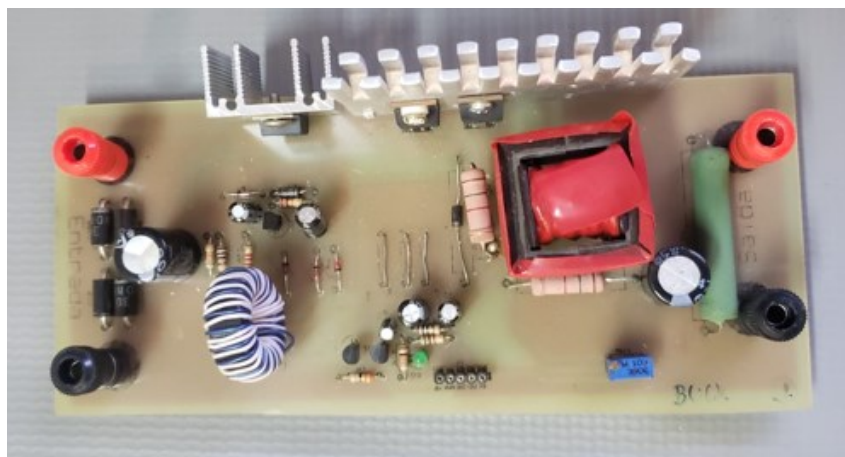


Fonte: Autoria própria (2022)

3.2 Circuito de potência: Conversor CC-CC *Buck*

O conversor utilizado no presente trabalho foi do tipo CC-CC abaixador de tensão, do tipo *Buck*. Na fotografia 2, apresenta-se o circuito em placa de circuito impresso.

Fotografia 2 - Conversor *Buck* utilizado no trabalho



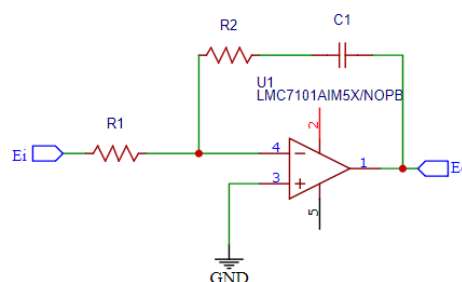
Fonte: Autoria própria (2022)

De acordo com Leão (2016), o conversor apresenta uma tensão mínima e máxima de entrada de 20V e 30V, respectivamente, com uma frequência de chaveamento de 50kHz. Uma tensão de saída de 12V com uma variação de 10% para mais ou menos desse valor, correntes mínimas e máximas de saída sendo 0,5A e 4,2A, respectivamente, portanto uma potência de saída total de aproximadamente 50W. Das ligações e componentes básicos do conversor *Buck*, se fazem o indutor, o capacitor e um resistor paralelo a saída, cujos valores são, respectivamente, 146,5μH, 1000μF e 1,5kΩ.

3.3 Dimensionamento dos compensadores da ação PI

Para o dimensionamento correto da ação de controle, é imprescindível uma modelagem coerente para a tal aplicação. Tomada a Figura 10 como referência para o controlador PI, não se faz necessária a utilização do segundo amplificador operacional para o projeto, pois o SG3524 atua para o mesmo. Portanto, foram calculados apenas os valores de R_2 e C_2 , visto que R_1 é o resistor de *feedback* e este foi calculado na sessão acima com o auxílio da equação (29), porém para a dedução da função de transferência ele será considerado. Na Figura 13, apresenta-se a ligação do amplificador operacional.

Figura 13 - Ligação do amplificador operacional



Fonte: Autoria Própria (2022)

Para obter a função de transferência do controlador PI, é preciso resolver a função de transferência no domínio da frequência. Seja E_i a tensão de entrada do controlador e R_1 a resistência de *feedback*.

Para R_1 , a tensão no resistor será a diferença entre a tensão de entrada e zero, visto do curto circuito virtual e ao aplicar a transformada de Laplace, tem-se:

$$e_i - 0 = i(t)R_1 \quad (30)$$

$$E_I(s) = I(s)R_1 \quad (31)$$

sendo, $E_I(s)$ é a tensão de entrada no domínio da frequência, $I(s)$ é a corrente no domínio da frequência e R_1 o valor do resistor.

A realimentação do amplificador operacional está ligada a entrada inversora e a saída do mesmo. A tensão no capacitor, V_C , será dada pela diferença de potencial entre a saída do amplificador operacional, V_o , e a queda de tensão do resistor, V_{R_2} , logo:

$$V_C = V_o - V_{R_2} \quad (32)$$

Ao substituir os valores de V_C e V_{R_2} , e após aplicar a transformada de Laplace na equação (34), obteve-se:

$$\frac{1}{C_2} \int i(t) dt = V_o - i(t)R_2 \quad (33)$$

$$\frac{I(s)}{C_2 s} = V_o(s) - I(s)R_2 \quad (34)$$

Ao rearranjar a equação anterior e ao isolar $V_o(s)$, obtém-se:

$$V_o(s) = I(s) \left(R_2 + \frac{1}{C_2 s} \right) \quad (35)$$

sendo que, $V_o(s)$ é a tensão de saída do amplificador operacional no domínio da frequência, $I(s)$ é a corrente no domínio da frequência, R_2 é o resistor de compensação e C_2 é o capacitor do compensador.

Como a corrente que flui no sistema é a mesma em todos os pontos, considera-se a corrente do amplificador operacional desprezível, compara-se os dois elementos e assim é possível estabelecer a função de transferência.

$$\frac{E_i(s)}{R_1} = \frac{E_o(s)}{(R_2 + 1/C_2s)} \quad (36)$$

Portanto, se estabelece uma razão para entrada e saída do amplificador operacional. Ao rearranjar a equação anterior percebe-se que:

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{(1 + R_2C_2s)}{R_1C_2s} \quad (37)$$

Ao analisar a equação (37), percebe-se os valores de K_p e T_i , quando comparados com a equação (26).

$$K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i}\right) = \frac{(1 + R_2C_2s)}{R_1C_2s} \quad (38)$$

Ao separar os dois parâmetros mencionados acima, tem-se:

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (39)$$

$$T_i = R_2C_2 \quad (40)$$

O compensador será implementado no pino do *feedback* do controlador SG3524, esse, por sua vez, terá a função de retornar o valor da tensão de saída do conversor *Buck* a fim de que o PWM possa corrigir-se.

Para o cálculo dos compensadores da ação PI, é preciso atentar-se aos parâmetros de projeto do conversor *Buck*. Foram tomados como auxiliares os valores do indutor e do capacitor, cujos valores foram citados acima. De acordo com o fabricante, o circuito LC do conversor apresenta dois polos cuja frequência de operação desse polo é dada por:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (41)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{146,5 \cdot 10^{-6} * 1000 \cdot 10^{-9}}} \quad (42)$$

Ao substituir os valores acima, tem-se que $f_p = 415\text{Hz}$. Como nesse projeto é apresentado um circuito com dois polos, percebe-se uma grande atenuação desse sistema, em que cada polo é responsável por uma queda de -20dB/dec , portanto um decaimento total de -40dB/dec . Para suavizar esse decaimento, faz-se necessário introduzir um zero no mesmo valor da frequência calculada acima, cuja equação é dada a seguir:

$$f_z = \frac{1}{2\pi RC} \quad (43)$$

em que, o valor de R e C são os mesmos de R_2 e C_2 . Ao adotar um valor de $C_2 = 27\text{nF}$ e resolvendo para R , tem-se:

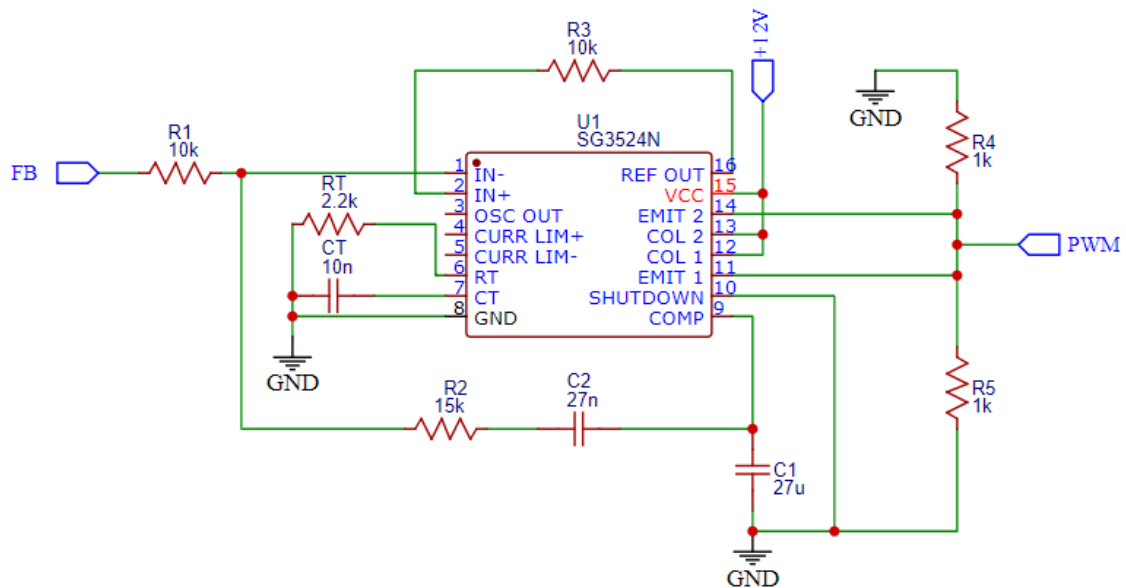
$$R = \frac{1}{2\pi f_z C} \quad (44)$$

$$R = \frac{1}{2\pi * 415 * 27 \cdot 10^{-9}} \quad (45)$$

Sendo assim, o valor para a resistência do compensador da ação PI é $R_2 = 15\text{k}\Omega$. Na Figura 14, apresenta-se o circuito de controle com todos os valores calculados, sendo os resistores e capacitores do compensador e os resistores de ganho e *feedback*.

Com os valores de todos os resistores e capacitor já calculados, faz-se, portanto, a substituição dos valores nas equações (39) e (40) para obter o valor numérico de K_p e T_i . Utilizando-se da equação (39), tem-se: $K_p = 1,5$. Com o auxílio da equação (40), calcula-se $T_i = 0,4\text{ms}$.

Figura 14 - Controlador PWM SG3524 com componentes calculados

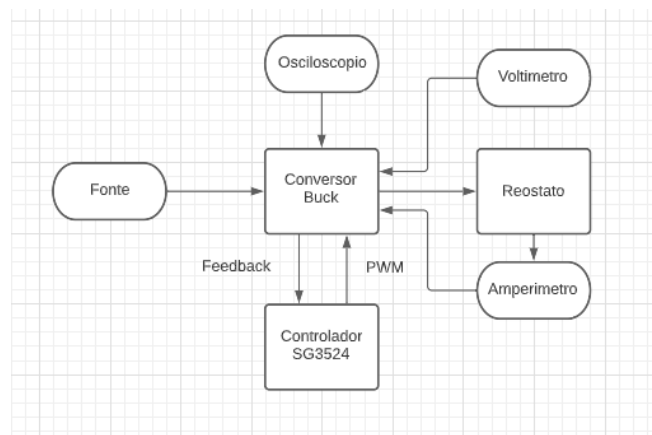


Fonte: Autoria Própria (2022)

3.4 Ligação dos equipamentos

De posse do conversor e do controlador PI, montou-se um circuito elétrico com ambos os componentes, fonte de bancada, osciloscópio e um reostato para os ensaios de variação de carga. Na Figura 15, mostra-se o esquema de ligação via diagrama de blocos.

Figura 15 - Esquema de ligação do circuito via digrama de blocos

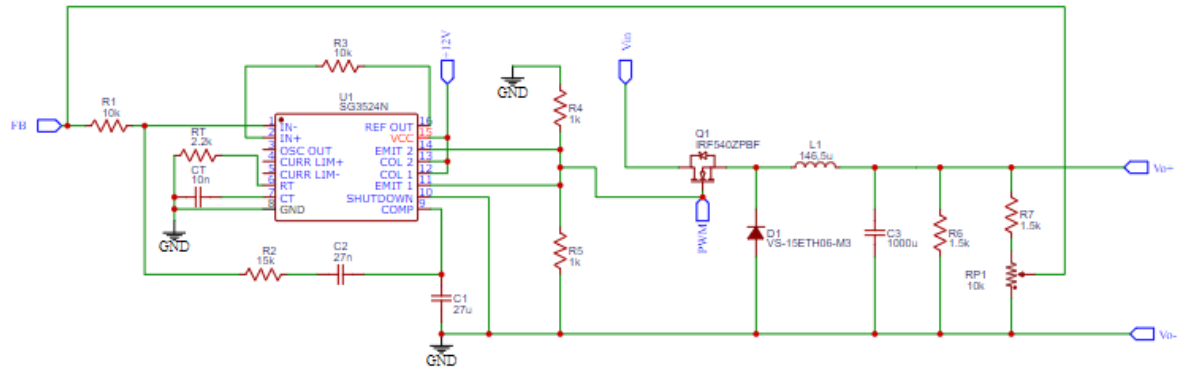


Fonte: Autoria Própria (2022)

Para a montagem em bancada, alguns equipamentos foram cedidos pela universidade, tais como a fonte CC, o osciloscópio, reostato e multímetros. Fonte de

bancada Instrutherm FA – 3030; Osciloscópio Tektronix 2002B; Reostato variável Edutec A1200 e multímetros Minipa ET-2042D. A Figura 16 representa a ligação esquemática do CI ligado ao conversor *Buck*, com todos os componentes necessários.

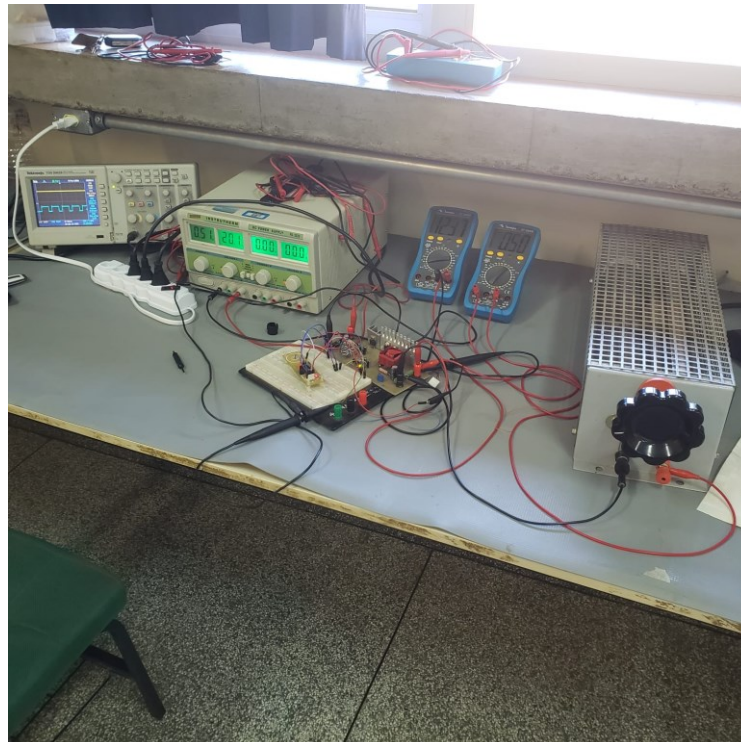
Figura 16 - Esquema de ligação do CI com o conversor *Buck*



Fonte: Autoria Própria (2022)

Na fotografia 3, mostra-se a confecção do circuito em bancada, com os equipamentos ligados de acordo com o diagrama apresentado na Figura 15.

Fotografia 3 - Circuito para teste em bancada e obtenção de dados



Fonte: Autoria Própria (2022)

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

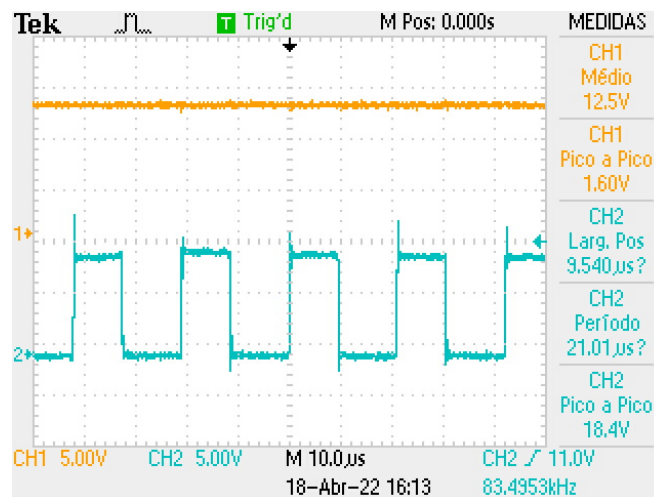
A presente sessão, abordará todos os resultados obtidos com testes durante a realização deste trabalho. Foram elaborados testes com tensão de entrada fixa e corrente variável de saída, também foi testado fixando a corrente de saída e variando a tensão de entrada. O valor que torna o sistema coerente é uma tensão de saída do conversor *Buck* de 12,5V.

4.1 Resultados da Saída do conversor *Buck*

4.1.1 Tensão de entrada variável e corrente fixa de saída

Para os testes de tensão de entrada variável e corrente fixa de saída, foi preestabelecido o valor de 500mA para operação de carga e a tensão de entrada oscilava entre 30V e 15V, até o PWM deixar de operar. Na Figura 17, apresenta-se o resultado para 30V sendo que o canal 1, dado em amarelo, representa a saída do conversor e o canal 2, em azul, representa o PWM.

Figura 17 - PWM e saída do conversor com 30V de entrada

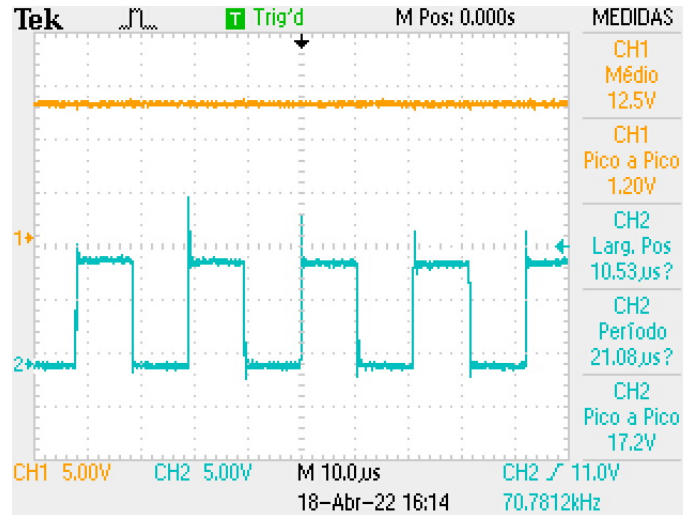


Fonte: Autoria própria (2022)

A saída do conversor apresenta um valor satisfatório, igual o valor desejado de 12,5V, como mencionado acima, com pouco ruído, 1,6V. Quanto ao PWM, é observável que a largura positiva é de 9,540µs e um período total de 21,01µs, portanto

um ciclo de trabalho $D = 0,45406$. A Figura 18 apresenta os mesmos parâmetros, porém com uma tensão de entrada de 27,5V.

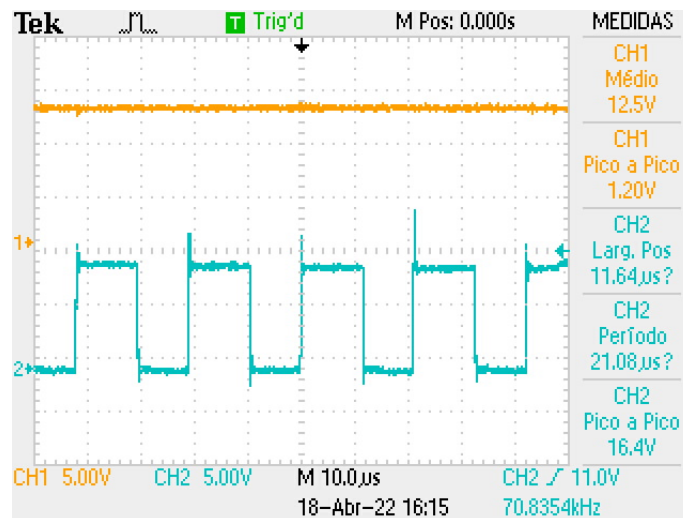
Figura 18 - PWM e saída do conversor com 27,5V de entrada



Fonte: Autoria própria (2022)

Foi possível observar que a tensão de saída se manteve constante com 12,5V e uma largura de pulso ligeiramente maior, ao comparar com a Figura 17. Tal comportamento acontece devido a ação dos compensadores PI para manter a saída estável e para fazer isso a largura de pulso do PWM deve ser elevada. Na Figura 19, mostra-se um novo resultado de teste, porém com tensão de entrada ajustada em 25V.

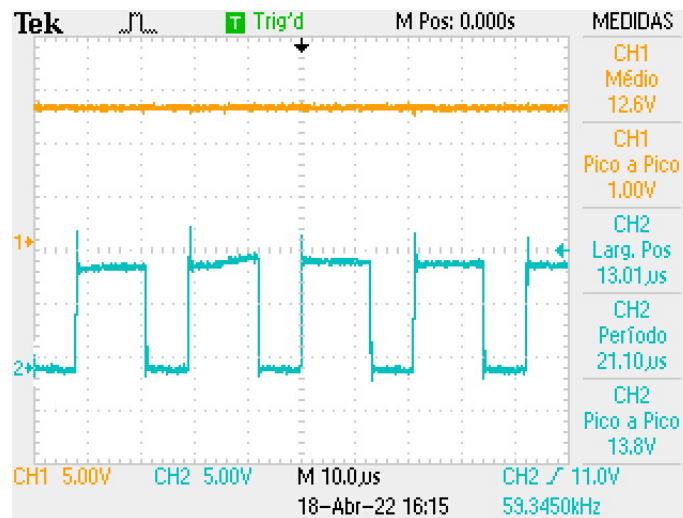
Figura 19 - PWM e saída do conversor com 25V de entrada



Fonte: Autoria própria (2022)

Pôde-se observar que a tensão de saída se manteve constante, 12,5V, o que determina um bom funcionamento do conjunto controlador-conversor. Também é possível observar que o valor da largura positiva aumentou conforme a tensão de entrada foi baixada. A Figura 20, mostra o mesmo ensaio acima, porém com 22,5V na entrada.

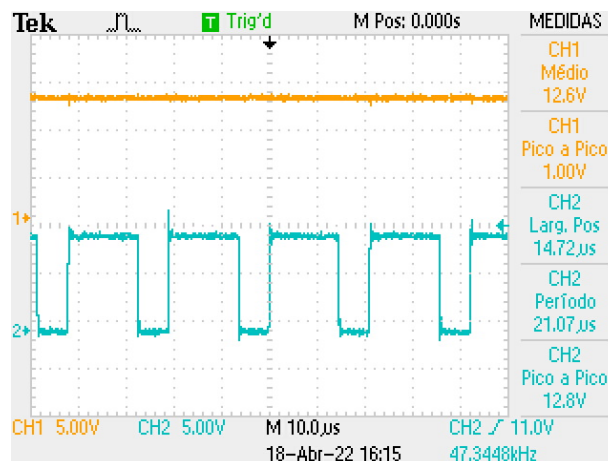
Figura 20 - PWM e saída do conversor com 22,5V de entrada



Fonte: Autoria própria (2022)

Assim como nos resultados anteriores do teste, a largura de pulso continuou a subir, agora com o valor de 13,01µs. A saída teve um acréscimo de 0,1V, agora com 12,6V. Assim como na Figura 20, a Figura 21 também mostrará o mesmo resultado para a tensão de saída, 12,6V e um acréscimo na largura de pulso positiva, estando com uma tensão de entrada de 20V.

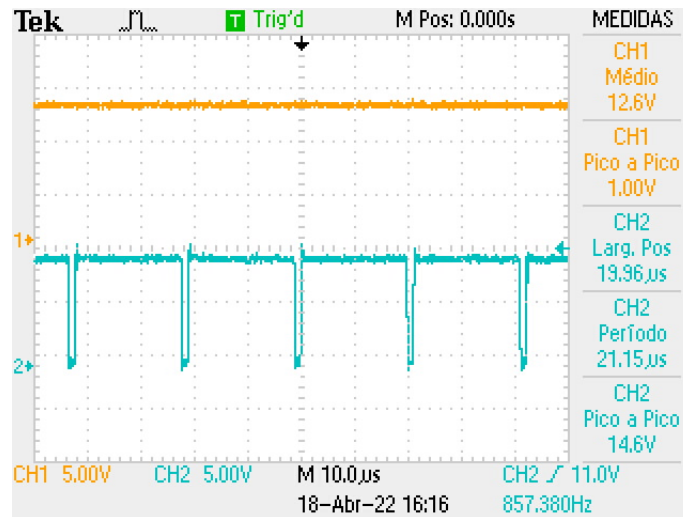
Figura 21 - PWM e saída do conversor com 20V de entrada



Fonte: Autoria própria (2022)

Na Figura 22, mostra-se o mesmo ensaio realizado, entretanto com uma tensão de entrada de 15V. Percebe-se que a largura de pulso está próxima ao valor do período, com um ciclo de trabalho de 94,37%, cujo valor é próximo ao limite máximo que o CI é capaz de suportar.

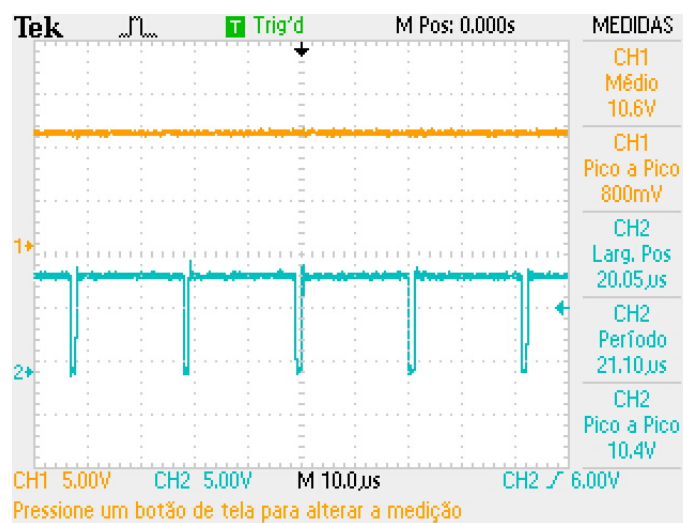
Figura 22 - PWM e saída do conversor com 15V de entrada



Fonte: Autoria própria (2022)

Na Figura 23, mostra-se que para uma tensão de entrada de 14V o controlador não é efetivo, pois a tensão de entrada é baixa o suficiente para o controle PWM não conseguir mais atuar e compensar a tensão de saída, faz-se esta cair para 10,6V.

Figura 23 - PWM e saída do conversor com 14V de entrada



Fonte: Autoria própria (2022)

Para melhor compreensão e leitura dos dados contidos no intervalo da Figura 17 à Figura 23, a Tabela 1 foi montada, mostrando os valores da tensão de entrada, V_{in} , o valor da tensão de saída do conversor *Buck*, V_o , o valor da tensão de ruído, largura positiva do PWM e o período total de chaveamento, além do ciclo de trabalho.

Tabela 1 - Resultado da variação da tensão quanto a PWM, tensão de saída e ruído do conversor *Buck*

$V_{in}(V)$	V_o <i>Buck</i> (V)	Ruído (V)	Larg. Pos (μs)	Período (μs)	Ciclo de trab. (%)
30	12,5	1,6	9,54	21,01	45,407
27,5	12,5	1,2	10,53	21,08	49,953
25	12,5	1,2	11,64	21,08	55,218
22,5	12,6	1	13,01	21,10	61,659
20	12,6	1	14,72	21,07	69,862
15	12,6	1	19,96	21,15	94,374
14	10,6	0,8	20,05	21,10	95,024

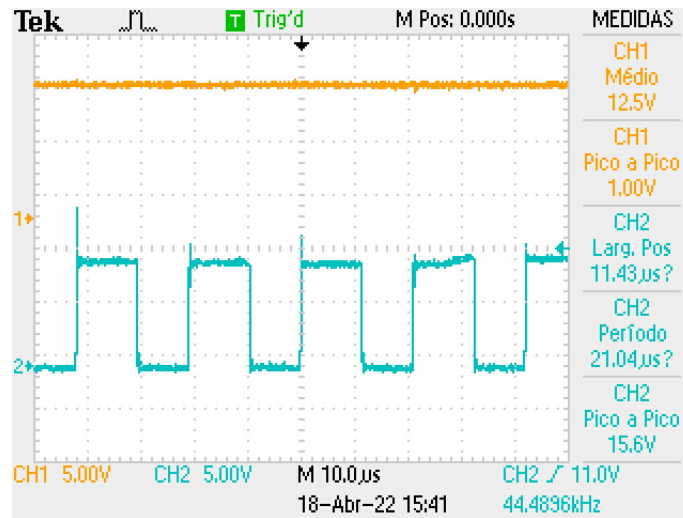
Fonte: Autoria própria (2022)

A partir da Tabela 1 é possível concluir que o controlador obteve desempenho conforme especificações do projeto, mantendo a tensão de saída estabilizada em torno de 12,5V, até chegar aos 14V na entrada, o que ocasionava uma queda abrupta da tensão de saída. Sempre que o valor da tensão de entrada diminuía o controlador PI elevava o valor da largura positiva, logo o ciclo de trabalho também subia, além de um menor o ruído gerado pelo sistema.

4.1.2 Tensão de entrada fixa e corrente variável de saída.

Para o teste de tensão de entrada fixa e corrente variável de saída, foi seguida a mesma lógica. Para o valor fixo de tensão, trabalhou-se com 25V e a variação de corrente se deu de 250mA a 3A. A primeira configuração de testes se dá com 250mA, tal como mostra a Figura 24.

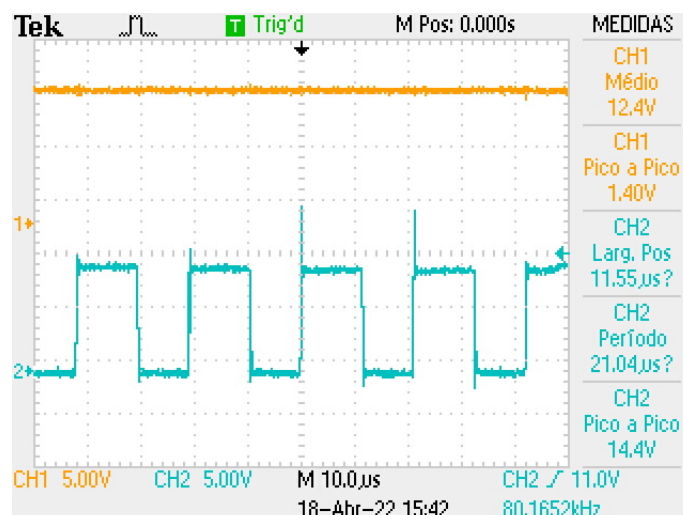
Figura 24 - PWM e saída do conversor com carga de 250mA



Fonte: Autoria própria (2022)

Assim como mostra a Figura 17, a tensão de saída que é representada pelo canal 1 do osciloscópio, é 12,5V e a largura positiva do sinal PWM, este representado pelo canal 2, é 11,43µs com um período de 21,04µs, logo do ciclo de trabalho é $D = 54,325\%$. A Figura 25 representa o mesmo estudo, porém com uma corrente de saída de 500mA.

Figura 25 - PWM e saída do conversor com carga de 500mA

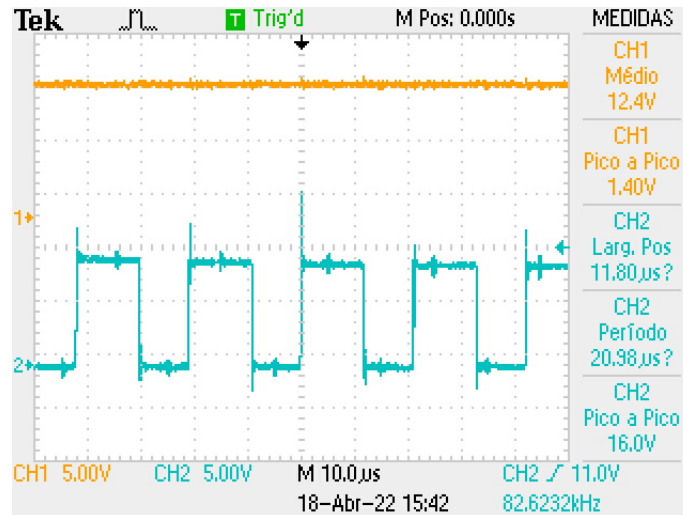


Fonte: Autoria própria (2022)

Para a corrente de saída de 500mA, tem-se um leve aumento na largura positiva do ciclo de trabalho, uma pequena diminuição na tensão de saída do

conversor e uma tensão de pico a pico na saída de 1,4V mostrando que o ruído foi aumentado. A Figura 26 mostra outro ensaio, desta vez com uma corrente de saída de 750mA.

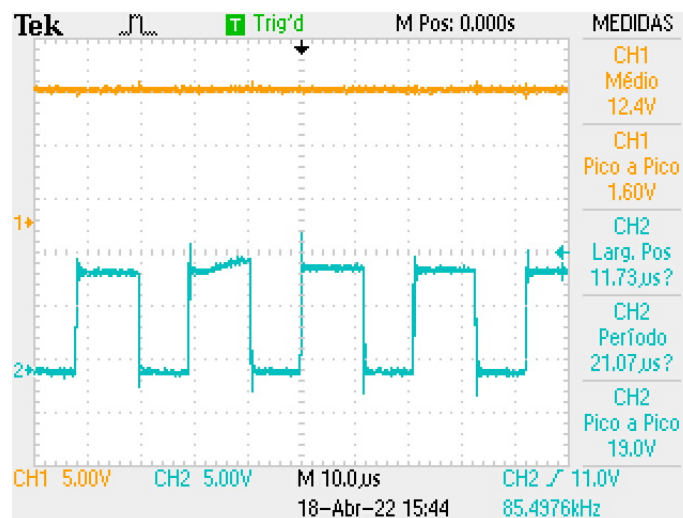
Figura 26 - PWM e saída do conversor com carga de 750mA



Fonte: Autoria própria (2022)

Para este teste a tensão de ruído se manteve constante em 1,4V e a largura positiva teve uma leve variação positiva, passando a 11,80µs. A Figura 27 apresenta o ensaio para uma corrente de saída de 1A.

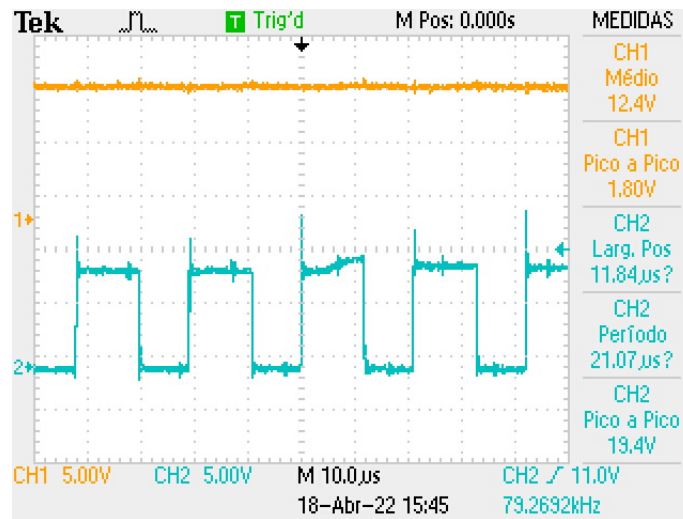
Figura 27 - PWM e saída do conversor com carga de 1A



Fonte: Autoria própria (2022)

Como pode ser observado analisando a Figura 27, houve um acréscimo no ruído, para 1,6V e uma estabilização da tensão de saída do conversor em 12,4V. Para o ensaio com uma corrente de saída na carga de 1,5A, o resultado está mostrado na Figura 28.

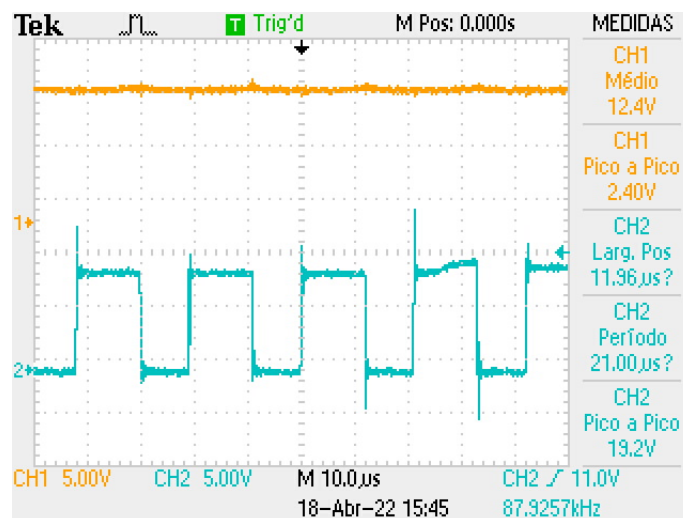
Figura 28 - PWM e saída do conversor com carga de 1,5A



Fonte: Autoria própria (2022)

Com o aumento da corrente, o ruído continua aumentando e existe um pequeno acréscimo no ciclo de trabalho do PWM. A Figura 29 apresenta o teste para uma corrente de 2A.

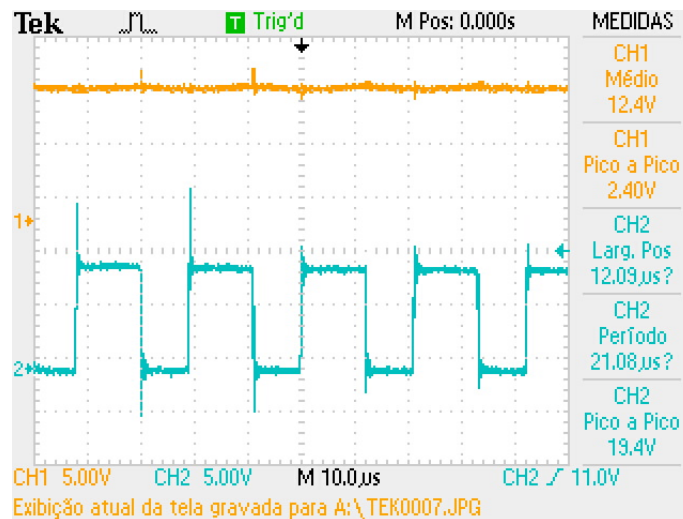
Figura 29 - PWM e saída do conversor com carga de 2A



Fonte: Autoria própria (2022)

Com uma corrente de 2A o valor do ruído se tornou ainda maior no valor de 2,4V, e houve uma leve variação na largura positiva do PWM. A Figura 30 ilustra o momento do teste para uma corrente de 2,5A.

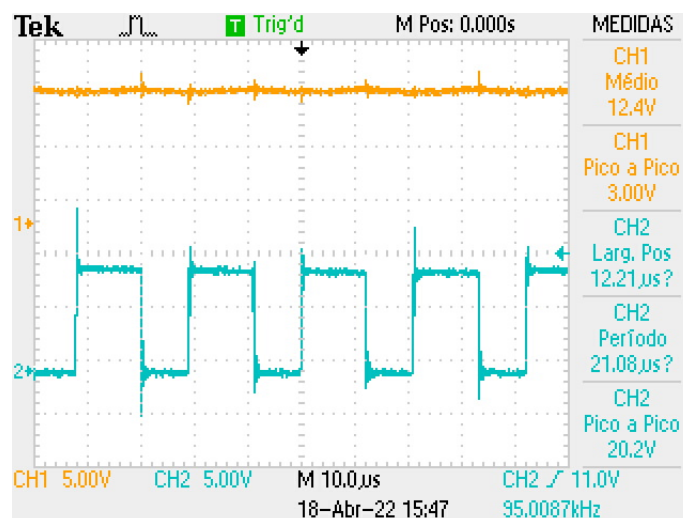
Figura 30 - PWM e saída do conversor com carga de 2,5A



Fonte: Autoria própria (2022)

Para a corrente de 2,5A a tensão de saída do conversor continua estável, com o valor de 12,4V, porém com pequeno ajuste no valor da largura positiva do ciclo de trabalho, 12,09µs. Para 3A, a tensão também se manteve constante, porém o ruído aumentou para 3V, juntamente com a largura de pulso positiva, tal qual, é apresentado na Figura 31.

Figura 31 - PWM e saída do conversor com carga de 3A



Fonte: Autoria própria (2022)

Pode-se destacar com base nas imagens das Figuras 24 à 31 que o controlador manteve a estabilidade com uma tensão de entrada fixa e uma corrente variável na saída, com pequenas variações no ciclo de trabalho. O fato que aconteceu foi um aumento no ruído da tensão de saída devido a elevação da corrente de saída. Com base nas Figuras 24 à 31, para melhor compreensão dos resultados, a Tabela 2 reúne as informações dos ensaios, tendo como parâmetros a corrente de saída, I , tensão de saída, V_o , o ruído, largura positiva, período e ciclo de trabalho.

Tabela 2 - Resultado da variação da corrente quanto a PWM, tensão de saída e ruído do conversor *Buck*

$I(A)$	$V_o (V)$	Ruído (V)	Larg. Pos. (μs)	Período (μs)	Ciclo de trab. (%)
0,250	12,5	1	11,43	21,04	54,325
0,500	12,4	1,4	11,55	21,04	54,895
0,750	12,4	1,4	11,80	20,98	56,244
1	12,4	1,6	11,73	21,07	55,672
1,5	12,4	1,8	11,84	21,07	56,194
2	12,4	2,4	11,96	21,00	56,952
2,5	12,4	2,4	12,09	21,08	57,353
3	12,4	3	12,21	21,08	57,922

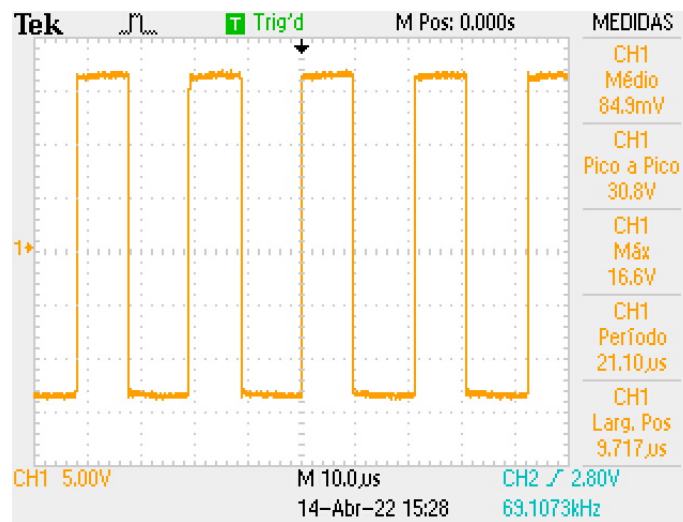
Fonte: Autoria própria (2022)

4.2 Resultados do Indutor

4.2.1 Tensão de entrada variável e corrente fixa de saída

Seguindo o mesmo conjunto de valores para variação de tensão foi gravado o comportamento da forma de onda do indutor, sendo que, assim como o estudo acima, o valor da corrente na carga foi preestabelecido em $500mA$. A primeira configuração do sistema se deu com uma tensão de entrada de $30V$ e a forma de onda do indutor pode ser visto na Figura 32.

Figura 32 - Forma de onda do indutor com entrada de 30V

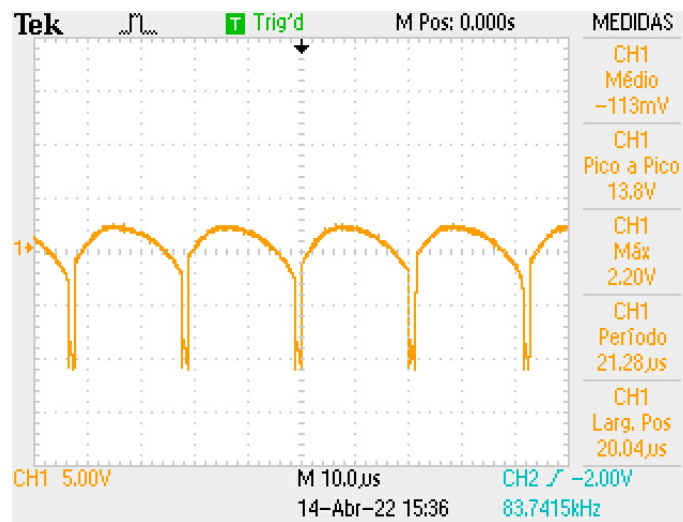


Fonte: Autoria própria (2022)

Para a forma de onda do indutor, pode ser observado o valor da tensão média, V_m , tensão de pico a pico, V_{pp} , tensão máxima, V_{max} , período e largura positiva. A forma de onda obtida com o osciloscópio condiz com a realidade, pois quando o indutor conduz, este apresenta uma largura de pulso positiva e quando ele está cortado apresenta uma largura de pulso negativa.

As formas de onda do indutor são idênticas em todo o ensaio, porém com uma diminuição do valor da tensão de pico a pico, V_{pp} , e o aumento do ciclo de trabalho até o momento em que o controlador SG3524 não é capaz de compensar a diminuição da tensão de entrada, acarreta em um sinal incongruente, porém essa incongruência era esperada. A Figura 33 mostra o sinal do indutor no momento em que a tensão de entrada não é alta o suficiente para a compensação do controle PI.

Figura 33 - Forma de onda do indutor com entrada de 14V



Fonte: Autoria própria (2022)

Sendo assim, a Tabela 3 reúne as informações presente nesse ensaio. Cujas tensão de entrada varia de 30V até 14V, no momento em que o ciclo de trabalho é grande o suficiente para o controlador SG3524 não conseguir suportar. A Tabela contém informações da tensão de entrada, V_{in} , tensão média, V_{med} , tensão de pico a pico, V_{pp} , tensão máxima, V_{max} , período de chaveamento, largura de pulso positiva e o ciclo de trabalho.

Tabela 3 - Análise de tensão no indutor com variação da tensão de entrada e com corrente fixa na carga

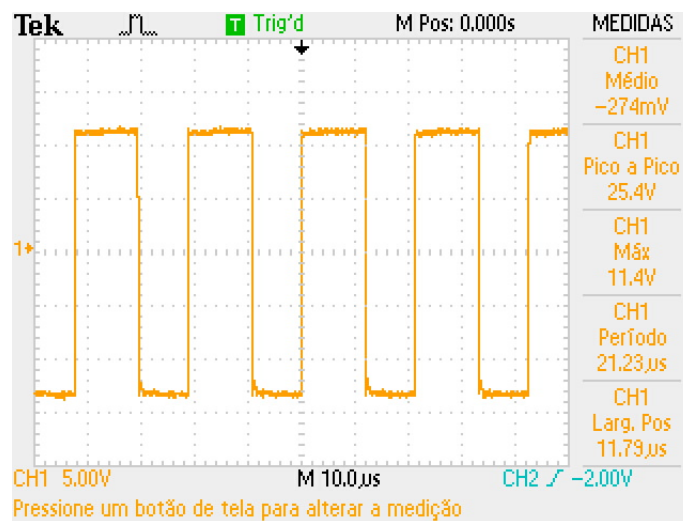
V_{in} (V)	V_{med} (mV)	V_{pp} (V)	V_{max} (V)	Período (μ s)	Larg. Pos. (μ s)	Ciclo de trab. (%)
30	84,9	30,8	16,6	21,1	9,717	46,052
27,5	-111	28	13,8	21,16	10,72	50,662
25	-288	25,6	11,4	21,17	11,89	56,164
22,5	-463	23	8,8	21,16	13,19	62,335
20	-345	20,4	6,2	21,23	14,93	70,325
15	-42,4	14,8	1,2	21,27	20,04	94,217
14	-113	13,8	2,2	21,28	20,04	94,173

Fonte: Autoria própria (2022)

4.2.2 Tensão de entrada fixa e corrente de saída variável

O procedimento para a análise do indutor com a tensão de entrada fixa e corrente variável segue o mesmo parâmetro de todos os testes acima, sendo que a corrente, nesse caso, variou de 250mA a 3A e uma tensão de entrada fixa de 25V . A Figura 34 apresenta o comportamento do indutor quando é submetido a uma carga que produz uma corrente de 250mA .

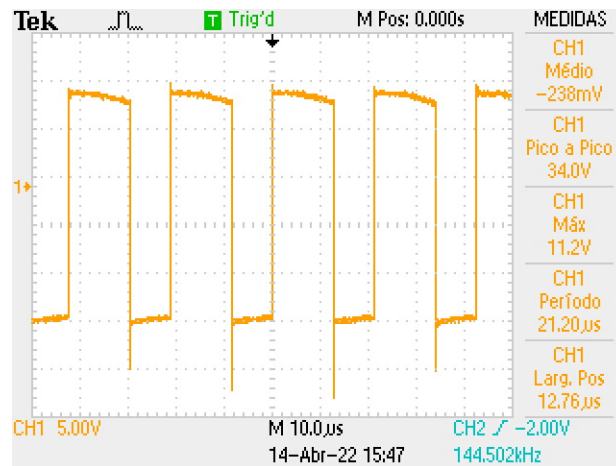
Figura 34 - Forma de onda do indutor com uma corrente de 250mA



Fonte: Autoria própria (2022)

Como é ilustrado na Figura 34, o valor da tensão de pico a pico é próximo ao valor da tensão de entrada. Assim como no ensaio anterior, as formas de onda do indutor são semelhantes, com exceção da pequena variação na largura positiva do PWM. A Figura 35 mostra o ensaio para uma corrente de saída de 3A .

Figura 35 - Forma de onda do indutor com uma corrente de 3A



Fonte: Autoria Própria (2022)

O ruído causado pela variação da corrente é perceptível no momento em que acontece o chaveamento do sistema. A Tabela 4 reúne todas as informações sobre esse estudo, como a corrente de entrada, I , a tensão média, V_{med} , tensão de pico a pico, V_{pp} , tensão máxima, V_{max} , período de chaveamento, largura positiva e ciclo de trabalho.

Tabela 4 - Análise de tensão no indutor com variação da corrente de entrada e com tensão fixa

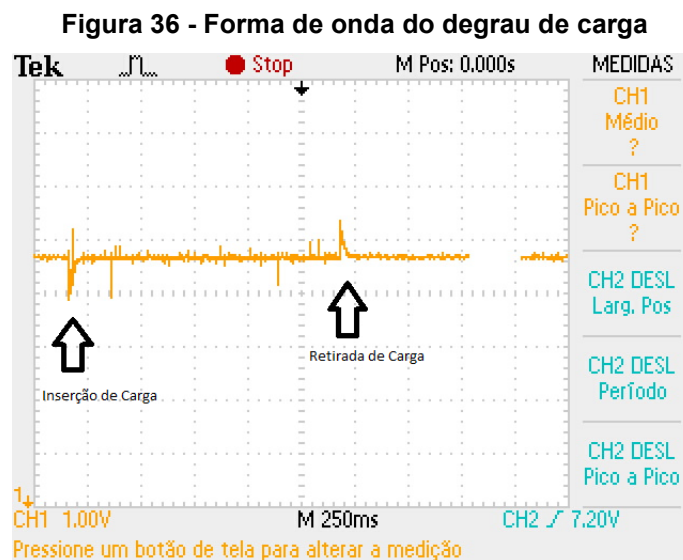
I (A)	V_{med} (mV)	V_{pp} (V)	V_{max} (V)	Período (μ s)	Larg. Pos (μ s)	Ciclo de Trab. (%)
0,250	-274	25,4	11,4	21,23	11,79	55,535
0,500	-280	25,4	11,4	21,25	11,91	56,047
0,750	-279	25,8	11,2	21,28	12,01	56,438
1	-283	25,8	11	21,22	12,05	56,786
1,5	-256	29,8	11,8	21,25	12,24	57,600
2	-264	31,8	11,8	21,20	12,44	58,679
2,5	-231	33,2	11,8	21,22	12,59	59,331
3	-238	34	11,2	21,20	12,76	60,189

Fonte: Autoria própria (2022)

4.3 Degrau de carga e *overshoot* da fonte externa

O estudo do degraú de carga foi elaborado com todo o sistema em equilíbrio, ou seja, quando todos os transitórios já estão completos. Para o estudo do degraú de carga, os circuitos foram montados com o auxílio do reostato.

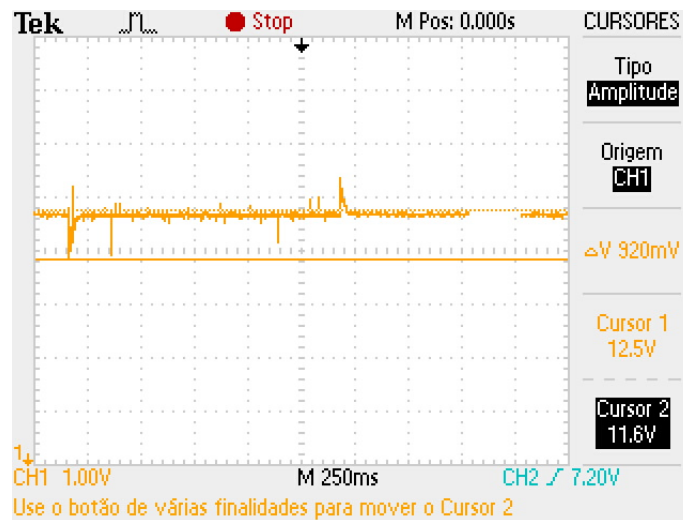
Após o sistema estar completamente carregado, o reostato é ligado ao circuito e logo após o reostato é desligado do circuito elétrico, deixando no conversor *Buck* apenas a carga de pré-load ou inicialização, de 100Ω . Na Figura 36, ilustra-se os momentos onde o reostato é inserido e retirado do circuito elétrico, sendo estes os dois picos na imagem



Fonte: Autoria própria (2022)

Para uma adequada ilustração no osciloscópio, precisou-se diminuir a escala de tensão do equipamento, sendo assim, a Figura 37 representa a medida em tensão do pico do degraú de carga quando o reostato é inserido ao sistema, com a ferramenta de cursor presente no osciloscópio.

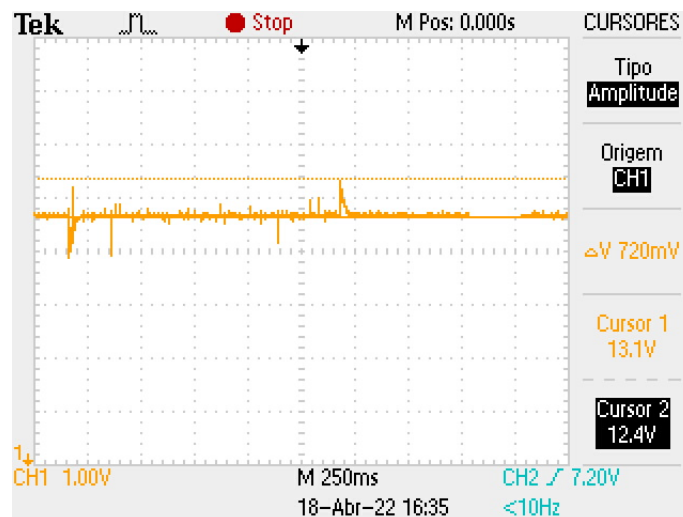
Figura 37 - Forma de onda do degrau de carga, quando o reostato é inserido



Fonte: Autoria própria (2022)

Verificando o valor do sobressinal, pode-se dizer que é numericamente igual a $920mV$, até novamente a estabilização do sistema. A Figura 38 mostra a variação de tensão para quando o reostato é retirado do sistema.

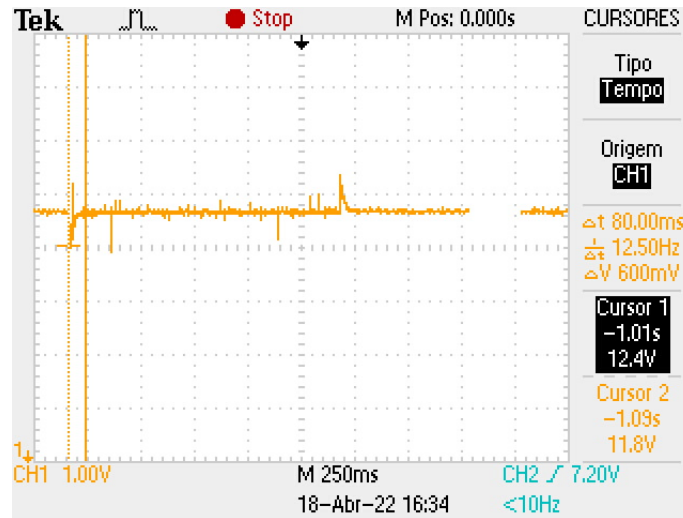
Figura 38 - Forma de onda do degrau de carga, quando o reostato é retirado



Fonte: Autoria própria (2022)

No momento em que o reostato é retirado do sistema, o novo sobressinal aparece, porém com um pico menor, de $720mV$. Outro parâmetro que pode ser discutido é o tempo necessário para o restabelecimento do sistema, tal qual, a Figura 39 mostra o tempo necessário para o sistema estabilizar-se quando a carga é inserida. Para esse parâmetro precisou-se de um período de tempo pequeno, $80ms$.

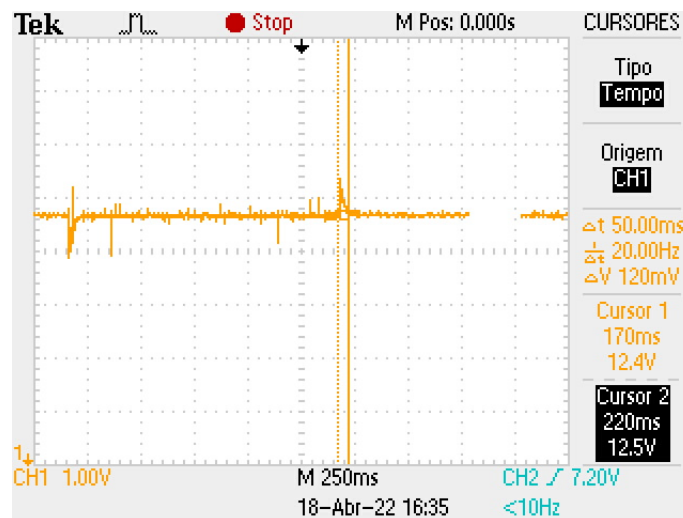
Figura 39 - Forma de onda do degrau de carga, tempo de estabilização quando o reostato é inserido no sistema



Fonte: Autoria própria (2022)

A Figura 40 mostra o tempo necessário para o sistema retornar à estabilidade, sendo este, menor que o anterior, de $50ms$. Tal fato, mostra o poder da ação do controlador PI, visto que o tempo necessário para a estabilidade nos dois estudos são baixos.

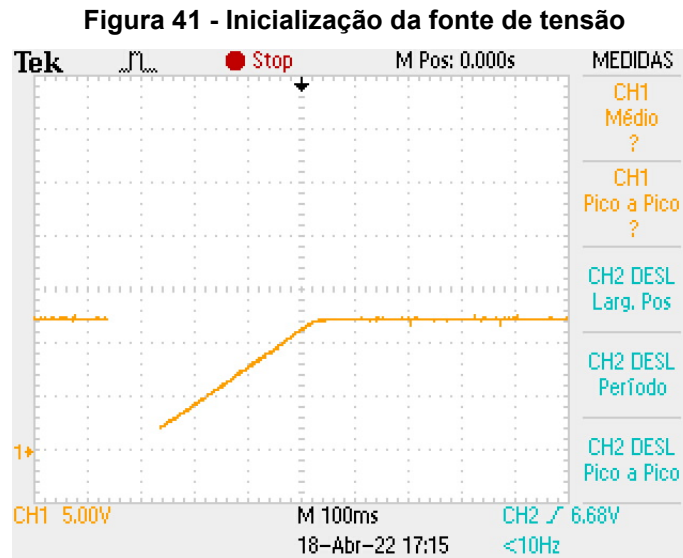
Figura 40 - Forma de onda do degrau de carga, tempo de estabilização quando o reostato é retirado do sistema



Fonte: Autoria própria (2022)

Agora, com a carga externa definitivamente inserida no sistema, verificou-se o comportamento do sistema com um degrau de tensão, proveniente da inicialização da fonte de tensão externa. Por consequência, a robustez do controlador foi testada

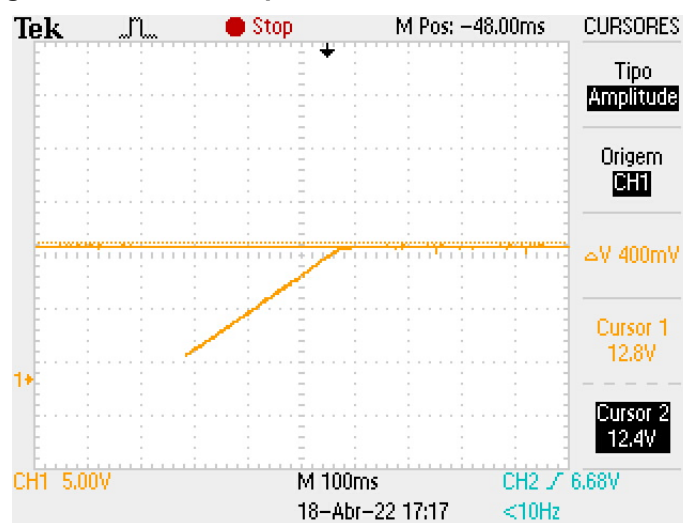
para verificar o *overshoot* da tensão de entrada proveniente da fonte e quanto tempo era necessário para a estabilização. A Figura 41 mostra a inicialização da fonte externa ao circuito e sua ação de degrau.



Fonte: Autoria própria (2022)

A Figura 42, mostra o *overshoot* da inicialização da fonte de tensão externa ao sistema, com seu valor medido através do osciloscópio. Como o valor é pequeno, $400mV$, pode ser observado que o controlador atuou e o sobressinal foi corrigido.

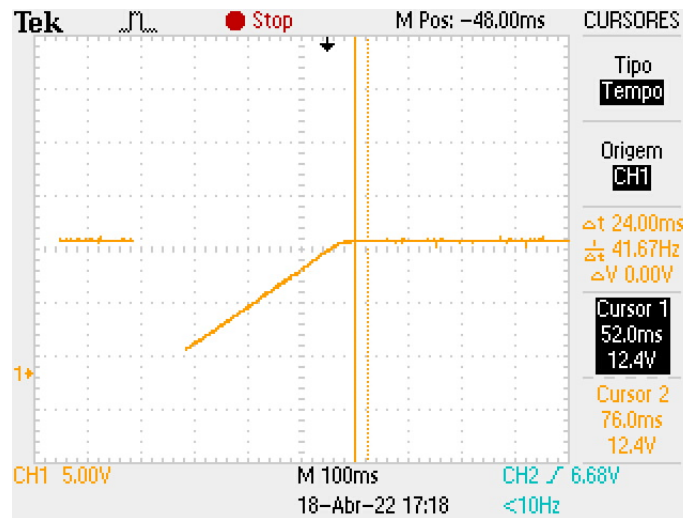
Figura 42 - Overshoot para inicialização da fonte de tensão



Fonte: Autoria própria (2022)

O tempo necessário para a estabilização do sistema também foi mensurado com o auxílio do osciloscópio. A Figura 43 mostra o intervalo de tempo em que se passou até a estabilização do sistema.

Figura 43 - Tempo de estabilização para fonte de tensão



Fonte: Autoria própria (2022)

Assim como o *overshoot* foi aproximadamente nulo, o tempo de estabilização foi pequeno, $24ms$. Tal fato evidencia que os valores dos compensadores da ação PI apresentaram um resultado satisfatório.

5 CONCLUSÃO

Tendo em vista todo o conhecimento adquirido, seja pela confecção dos circuitos, aprimoramentos no projeto, pela diversidade de manipulações de projetos, o manuseio de muitos equipamentos e ao analisar os resultados obtidos no item anterior é possível uma conclusão de todo o estudo realizado.

A combinação entre a área de eletrônica de potência com a área de controle de processos foi adequada. A tensão de saída do conversor foi mantida constante devido a variação do ciclo de trabalho do PWM, pelo CI SG3524. Conforme a tensão de entrada do conversor *Buck* diminuía, o valor do ciclo de trabalho aumentava para compensar a diminuição da tensão de entrada.

De acordo com a Metodologia adotada, é possível dividir a análise em três momentos: análise do comportamento do controlador PI, análise do comportamento do conversor *Buck* e análise do controlador e conversor quando interligados.

O controlador PI, utilizou-se de um resistor de $10k\Omega$ e outro de $15k\Omega$ para a confecção da ação proporcional. Para a ação integrativa, fez-se o uso de um capacitor de $27nF$, juntamente do resistor de $15k\Omega$.

Empiricamente, devido a pequena variação de *overshoot* quando o sistema é inicializado, conclui-se que o controlador na ação proporcional está coerente. Como o tempo para a estabilização da fonte foi insignificante, percebe-se que o controlador é satisfatório.

O conversor *Buck* CC-CC, apresentou um bom desempenho, tal qual pôde ser observado com o auxílio das figuras da variação de tensão e fixação de corrente do mesmo. A forma de onda quadrada obtida em todas as fotos faz referência a Figura 3 - item (a).

Conforme a tensão de entrada diminui, o controlador PWM atua para garantir a estabilidade do sistema. Quando o valor da tensão de entrada chega a $15V$ o limite máximo do controlador é alcançado e para valores de tensão ainda menores, os sinais analisados passam a ser ondas completamente incoerentes, porém essa incoerência era esperada.

Com a combinação das teorias, também pôde ser percebido que o conversor *Buck*, extrapolou o limite do limiar de tensão mínimo, visto que ele foi projetado para uma tensão de entrada mínima de $20V$, porém, com o controle PI, chegou-se a uma tensão de entrada mínima de $15V$.

Quando a variável é a corrente de saída, o indutor aparenta uma inércia em seu comportamento, com uma exceção do valor do ciclo de trabalho que foi aumentado, devido ao ruído que passa a interferir no sistema, conforme o valor da corrente é aumentado.

Para a variação de tensão de entrada e com uma corrente fixa de saída, é visto a ação do controlador PI para a correção do sinal de saída. Dado o primeiro momento, onde a tensão de entrada é máxima, o ciclo de trabalho aumenta até o momento em que o controlador não consegue compensar a diminuição do valor da tensão de entrada. Quando tal fato acontece, há uma diminuição no valor da tensão de saída, visto que o controlador não consegue atuar.

Para a variação de corrente de saída nota-se, que o controlador atua precisamente. Porém conforme o valor da corrente na carga externa aumenta, um ruído surge devido ao grande valor da mesma. Nota-se também, que quanto maior o valor da corrente, passando de $250mA$ para $3A$, o ciclo de trabalho sofre um pequeno aumento, justamente devido ao ruído.

O trabalho mostrou ser viável em todo seu processo de construção. Os equipamentos fornecidos pela instituição são de qualidade e contribuíram para o fomento do trabalho e a facilidade de operação dos componentes também pesaram positivamente para a viabilidade do mesmo.

Para melhorias no trabalho, sugere-se que o controlador PI seja implementado de forma digital, por meio de um microcontrolador, seja através de um processador ARM ou de uma ESP32, que apresentam um grande poder de processamento de dados devido as suas especificações. Estima-se que com um dos dois equipamentos, pode-se aumentar ainda mais a eficiência do sistema e o ciclo de trabalho seria capaz de chegar ainda mais próximo ao 100%.

REFERÊNCIAS

AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. Tradução: Bazán Tecnologia e Linguística; Revisão técnica: MARTINHO, João Antonio. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2000. 479p.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos não Isolados**, 2 ed. Florianópolis: Ed. Dos Autores, 2006. 377p.

COSTA, M. V. da. **Uma contribuição à regulamentação das variações de tensão de curta duração**. 2018. Dissertação (Mestrado em Ciências em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2018.

COSTA, C. da. **Prática de Acionamentos Eletrônicos**. Notas de aula. Slide 8. Disponível em: <https://slideplayer.com.br/slide/66481/>. Acesso em: 08 abr. 2019.

HART, D. W. **Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos**. Tradução: ABDO, Romeu; Revisão técnica: PERTENCE JÚNIOR, Antonio. Porto Alegre: AMGH, 2012. 480p.

HERNÁNDEZ-ARROYO, E.; DÍAZ-RODRÍGUES, J. L.; PINZÓN-ARDILA, O. **Estudio del comportamiento de un Control MPC [Control Predictivo Basado en el Modelo] comparado con un Control PID en una Planta de Temperatura**. Facultad de Ingeniería. Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia, Tunja, Colombia, v. 23, n. 37, jul-dic. 2014. p. 45-54.

LATHI, B. P. **Sinais e Sistemas Lineares**. Tradução: PARMA, Gustavo Guimarães; Revisão técnica: PERTENCE JÚNIOR, Antonio. 2 ed. Porto Alegre: Bookman, 2008. 856p.

LEÃO, A. R. **DESENVOLVIMENTO DE KIT'S DIDÁTICOS PARA AULAS PRÁTICAS DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA: Conversores Buck, Boost e Buck/Boost**. 2016. Trabalho de conclusão de curso – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Campo Mourão, 2016.

LUCAS, R. **Análise e implementação de estruturas de controle em dispositivo FPGA aplicadas a um conversor Buck**. 2015. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, 2015.

LUIZ, C. C.; SILVA, A. C.; COELHO, A. A. R.; BRUCIAPAGLIA, Augusto H. Controle adaptativo versus controle *fuzzy*: um estudo de caso em um processo de nível. **SBA Controle & Automação**, Florianópolis, v. 8, n. 2, p. 43-51, fev. 1997.

MAHDAVI, J.; AGAH, A.; EMADI, A.; Choppers In SKVARENINA, Timothy L. **The Power Electronics Handbook**. Boca Raton, Florida: CRC PRESS, 2002.

NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. Tradução e revisão técnica: SILVA, Fernando Ribeiro da. 5 ed. Rio de Janeiro: LTC, 2009. 716p.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Tradução: MAYA, Paulo Alvaro; Revisão técnica: LEONARDI, Fabrizio, et al. 4 ed. São Paulo: Perarson Pretience Hall, 2003. 789p.

OPPENHEIM, A. V; WILLSKY, A. S. **SINAIS E SISTEMAS**. Tradução: VIEIRA, Daniel; BETTONI, Rogério; Revisão técnica: EISENCRAFT, Marcio; MIRANDA, Maria D. 2 ed. São Paulo: Pearson Pretience Hall, 2010. 568p.

PETRY, C. A. **Introdução aos Conversores CC-CC**. Instituto de Eletrônica de Potência. Florianópolis, 2001. 17p.

POMILIO, J. A. **Fontes Chaveadas**. Apostila. Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação. São Paulo: FEEC, 1995.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. Tradução: FAVATO, Carlos Alberto; Revisão Técnica: PERTENCE JÚNIOR. São Paulo: Makron Books 1999.

STMICROELECTRONICS. **SG3524: Regulating pulse width modulators**. 2000. Disponível em: https://www.st.com/content/st_com/en.html. Acesso em: 20 abr. 2022.

TEXAS INSTRUMENTS. **SGx524 Regulating Pulse-Width Modulators**. 1997. Disponível em: <https://www.ti.com/>. Acesso em: 16 abr. 2022.

XU, J.; QIN, M. **Multi-pulse train control technique for Buck converter in discontinuous conduction mode**. Power Electronics, IET, v. 3, n. 3, p. 391-399, 2010.