

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ELIABE OLIVEIRA DA ROCHA

**IMPLEMENTAÇÃO DE MÓDULOS PARA ANÁLISE DAS
CARACTERÍSTICAS DE CONVERSORES ESTÁTICOS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2018

ELIABE OLIVEIRA DA ROCHA

IMPLEMENTAÇÃO DE MÓDULOS PARA ANÁLISE DAS CARACTERÍSTICAS DE CONVERSORES ESTÁTICOS

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico da Elétrica - DAELE - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Câmpus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Diogo Ribeiro Vargas.

PATO BRANCO

2018

TERMO DE APROVAÇÃO

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado **IMPLEMENTAÇÃO DE MÓDULOS PARA ANÁLISE DAS CARACTERÍSTICAS DE CONVERSORES ESTÁTICOS** do acadêmico **Eliabe Oliveira da Rocha** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora **Nº 185** de **2018**.

Fizeram parte da banca examinadora os professores:

Diogo Ribeiro Vargas

Kleitton De Moraes Sousa

Ricardo Bernardi

A Ata da Defesa assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica

*Dedico este trabalho aos meus pais,
que sempre foram meu alicerce, apoio,
exemplos de superação e determinação.*

*"Melhor é serem em dois do que um,
porque há melhor recompensa no trabalho de duas pessoas.
Porquanto, se um cair, o outro levantará seu companheiro.
Mas pobre do que estiver sozinho e cair,
assim não haverá quem o ajude a se reerguer."
(Bíblia Sagrada, Eclesiastes 4, 9;10)*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pela vida, aos meus pais pelo suporte, sempre fazendo o possível e o impossível para que eu concluísse essa etapa da vida.

Agradeço ao professor Dr. Diogo Ribeiro de Vargas, pela orientação, parceria e apoio.

Agradeço aos professores, pela dedicação para contribuir para a formação acadêmica.

Agradeço aos meus colegas, que cada um com sua maneira ou forma em algum momento ajudaram, por meio de explicações de conteúdos, pela parceria em trabalhos e conversas que nos deram ânimo e determinação para continuar.

RESUMO

ROCHA, Eliabe O. da. Implementação de módulos para análise das características de conversores estáticos. 2018. 91 f. Trabalho de Conclusão de Curso - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2018.

Este trabalho apresenta a implementação de módulos para facilitar a análise das características dos conversores estáticos. Apresenta uma revisão das características dos conversores *buck*, *boost*, *buck-boost*. Características do MOSFET e circuito de acionamento utilizando o CI SG3524 o qual é apresentado as características construtivas e de operação. Utilização do sensor hall ACS712, para mensurar as formas de onda de corrente, discutindo as suas características construtivas, de operação e instrumentação. Por fim dimensionamento dos componentes e definição de limites máximos e mínimos de cada circuito. Implementação e testes. Desenvolvimento de um manual para auxiliar o usuário.

Palavras-chave: Conversores. Acionamento de MOSFET. Sensor hall.

ABSTRACT

This work presents the implementation of modules to facilitate the analysis of the characteristics of the static converters. It presents a review of the characteristics of the buck, boost and buck-boost converters. Characteristics of the MOSFET and drive circuit using the SG3524 IC, presenting the constructive and operating characteristics. Use of the ACS712 hall sensor to measure current waveforms, discussing their constructive, operating and instrumentation characteristics. Finally, sizing the components and the definition the maximum and minimum limits of each circuit. Implementation and testing. Development of a manual to assist the user.

Keywords: Converters. MOSFET drive. Hall sensor.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – (a) Circuito Chaveado; (b) Forma de onda da tensão chaveada. . . .	20
Figura 2 – Conversor CC-CC <i>buck</i>	21
Figura 3 – Formas de onda conversor <i>buck</i> : (a) PWM acionamento da chave; (b) Tensão instantânea e média na saída.	22
Figura 4 – Formas de onda conversor <i>buck</i> : (a) Tensão no indutor; (b) Corrente indutor.	23
Figura 5 – Formas de onda conversor <i>buck</i> : (a) Corrente capacitor; (b) Ondula- ção de tensão na saída.	24
Figura 6 – Conversor CC-CC <i>boost</i>	24
Figura 7 – Formas de onda <i>boost</i> : (a) Tensão no indutor; (b) Corrente indutor; (c) Corrente no capacitor.	25
Figura 8 – Conversor CC-CC <i>buck-boost</i>	26
Figura 9 – Formas de ondas <i>buck-boost</i> : (a) Tensão no indutor; (b) Corrente no indutor; (c) Corrente no capacitor.	27
Figura 10 – Símbolo do MOSFET.	28
Figura 11 – Características estáticas de saída do MOSFET.	29
Figura 12 – Características estáticas de saída do MOSFET.	29
Figura 13 – Características estáticas de saída do MOSFET.	30
Figura 14 – Circuito <i>snubber</i> para abertura da chave (RCD) em um conversor <i>buck</i>	32
Figura 15 – Circuito <i>snubber</i> para fechamento da chave (RLD), em um conversor <i>buck</i>	33
Figura 16 – Encapsulamento e pinagem SG3524.	33
Figura 17 – Diagrama interno SG3524.	33
Figura 18 – Frequência do oscilador vs Resistor de temporização.	35
Figura 19 – Tempo morto vs capacitor de temporização.	36
Figura 20 – Ganho amplificador de erro em MA de acordo o valor de R_L conectado entre pino 9 e terra.	36
Figura 21 – Configuração em Malha aberta SG3524.	37
Figura 22 – Efeito Hall.	39
Figura 23 – Pinagem ACS712.	39
Figura 24 – Interface interna ACS712.	40
Figura 25 – Diagrama Interno ACS712.	40
Figura 26 – Ruído versus capacitor filtro.	40
Figura 27 – Tempo de subida versus Capacitância do filtro.	42
Figura 28 – Tempo de subida.	42

Figura 29 – Circuito de comando MOSFET.	
Figura 30 – Placa do ACS712 periférico arduino.	45
Figura 31 – Circuito subtrator.	46
Figura 32 – Circuito amplificador não inversor.	46
Figura 33 – Circuito completo instrumentação ACS712.	47
Figura 34 – Módulo para acionamento do MOSFET implementado.	49
Figura 35 – Módulo MOSFET com circuito <i>snubber</i> RCD implementado.	50
Figura 36 – Módulo MOSFET com circuito <i>snubber</i> RCD implementado.	50
Figura 37 – Módulo conversor <i>buck</i> implementado.	51
Figura 38 – Módulo conversor <i>boost</i> implementado.	52
Figura 39 – Módulo conversor <i>buck-boost</i> implementado.	53
Figura 40 – Módulo para mensurar corrente implementado.	53
Figura 41 – Tensão de saída do circuito de acionamento do MOSFET (2 V/div), frequência de 20 kHz (25 μ s/div) sem a conexão com os terminais do MOSFET.	54
Figura 42 – Resultado acionamento MOSFET com variação do valor de R_G : Ref A (cinza) tensão <i>gate-source</i> (5 V/div) $R_G = 5 \Omega$; CH1 (laranja) $R_G =$ 10 Ω (5 V/div). Frequência igual a 20 kHz (25 μ s/div).	55
Figura 43 – Acionamento MOSFET com variação do valor de R_G : Ref A (cinza) tensão <i>gate-source</i> (5 V/div) $R_G = 10 \Omega$; CH1 (laranja) $R_G = 22 \Omega$ (5 V/div). Frequência igual a 20 kHz (25 μ s/div).	56
Figura 44 – Dinâmica na transição do MOSFET para nível alto de tensão (5 V/div): Ref A (cinza) com $R_G = 10 \Omega$; CH1 (laranja) com $R_G = 22 \Omega$. Frequência de chaveamento igual a 20 kHz (250 ns/div).	57
Figura 45 – Dinâmica na transição do MOSFET para nível baixo de tensão (5 V/div): Ref A (cinza) com $R_G = 10 \Omega$; CH1 (laranja) com $R_G = 22 \Omega$. Frequência de chaveamento igual a 20 kHz (250 ns/div).	58
Figura 46 – Tensão entre <i>gate-source</i> com frequência de chaveamento 20 kHz com: $R_G = 10 \Omega$ (Ref A - cinza) e $R_G = 22 \Omega$ (CH1 - laranja).	58
Figura 47 – Tensão entre <i>gate-source</i> com frequência de chaveamento 60 kHz com: $R_G = 10 \Omega$ (Ref A - cinza) e $R_G = 22 \Omega$ (CH1 - laranja).	58
Figura 48 – Validação instrumentação ASC712, fundo de escala 1 V/A. Corrente resistor <i>shunt</i> (Ref A - cinza - escala vertical 2 A/divisão); Corrente sensor hall (CH1- laranja - escala vertical 1 A/divisão).	60
Figura 49 – Resultados conversor <i>boost</i> (2 V/div): Tensão de entrada (CH2 - azul); saída (CH1 - laranja).	60
Figura 50 – Formas de onda: chaveamento (CH2 - azul - escala vertical 20 V/div); corrente diodo (CH1 - laranja - escala vertical 1 A/div) conversor <i>boost</i>	61

Figura 51 – Formas de onda do conversor <i>boost</i> : chaveamento com frequência de 11 kHz (CH2 - azul - escala vertical 20 V/div); corrente no indutor (CH1 - laranja - escala vertical 1 A/div); corrente diodo (Ref B - cinza - escala vertical 1 A/div).	62
Figura 52 – Formas de onda do conversor <i>boost</i> com carga de 5 Ω : chaveamento (CH2 - azul - 20 V/div); corrente no indutor (CH1 - laranja - 2 A/div); corrente diodo (Ref A - cinza - 2 A/div).	63
Figura 53 – Ruído do sensor hall devido o capacitor de filtro (500 mV/div).	63
Figura 54 – Formas de onda conversor <i>boost</i> com carga de 5 Ω : chaveamento (CH2 - azul - 20 V/div); corrente no capacitor (CH1 - laranja - 2 A/div); corrente diodo (Ref A - cinza - 2 A/div).	64
Figura 55 – Forma de onda conversor <i>boost</i> : Chaveamento (CH2 - azul - 20 V/div); Corrente resistor 15 Ω (CH1 - laranja - 1 A/div).	64
Figura 56 – Formas de onda conversor <i>buck</i> : chaveamento (CH2 - azul - 20 V/div); corrente no indutor (CH1 - laranja - 500 mA/div).	65
Figura 57 – Formas de onda de tensão do conversor <i>buck</i> (2 V/div): tensão de entrada (CH2 - azul); tensão de saída (CH1 - laranja).	66
Figura 58 – Formas de onda conversor <i>buck-boost</i> $\delta < 0.5$: tensão de entrada (CH2 - azul - 10 V/div); tensão de saída (CH1 - laranja - 10 V/div).	67
Figura 59 – Formas de onda conversor <i>buck-boost</i> $\delta < 0.5$: chaveamento (CH2 - azul - 20 V/div); corrente no indutor (CH1 - laranja - 2 A/div).	67
Figura 60 – Formas de onda de tensão conversor <i>buck-boost</i> $\delta > 0.5$ (2 V/div): entrada (CH2 - azul);saída (CH1 - laranja).	68
Figura 61 – Formas de onda conversor <i>buck-boost</i> $\delta > 0.5$: chaveamento (CH2 - azul - 20 V/div); corrente no indutor (CH1 - laranja - 1 A/div).	69
Figura 62 – Circuito de comando MOSFET.	75
Figura 63 – Vista superior circuito acionamento.	76
Figura 64 – Vista superior placas: (a) <i>turn-on</i> ; (b) <i>turn-off</i>	79
Figura 65 – Vista superior placa conversor <i>buck</i>	80
Figura 66 – Vista superior placa conversor <i>boost</i>	81
Figura 67 – Vista superior placa conversor <i>buck-boost</i>	82
Figura 68 – Placa do ACS712 para uso em Arduíno.	83
Figura 69 – Circuito completo instrumentação ACS712.	83
Figura 70 – Vista superior placa aquisição de corrente com ACS712.	84
Figura 71 – Módulo conversor <i>buck</i>	85
Figura 72 – Módulo conversor <i>boost</i>	86
Figura 73 – Módulo conversor <i>buck-boost</i>	86
Figura 74 – Módulo para acionamento do MOSFET.	87
Figura 75 – Módulo MOSFET com circuito <i>snubber</i> RCD.	88

Figura 76 – Módulo MOSFET com circuito <i>snubber</i> RCD.	88
Figura 77 – Módulo para mensurar corrente.	88
Figura 78 – Módulos conectados para mensurar a forma de onda de corrente no diodo do conversor.	89

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tempo de subida de acordo com o valor do capacitor de filtro.	41
Tabela 2 – Especificação ACS712.	41
Tabela 3 – Dados para dimensionamento do circuito de acionamento do IRF640.	43
Tabela 4 – Componentes circuito de acionamento MOSFET.	44
Tabela 5 – Valor dos componentes circuito de instrumentação ACS712	47
Tabela 6 – Limitações das placas para dimensionamento dos componentes dos conversores.	48
Tabela 7 – Valor dos componentes circuito de instrumentação ACS712	59
Tabela 8 – Valor dos componentes conversor <i>buck</i>	65
Tabela 9 – Valor dos componentes conversor <i>buck-boost</i>	66
Tabela 10 – Componentes circuito de acionamento MOSFET.	76
Tabela 11 – Limitações para dimensionamento dos componentes dos conversores.	79
Tabela 12 – Valor dos componentes recomendados para circuito instrumentação.	83

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BJT	Bipolar Junction Transistors
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect transistor
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
PWM	Pulse Width Modulation
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
MA	Malha aberta

LISTA DE SÍMBOLOS

V_E	Tensão de entrada
V_s	Tensão de saída
T	Período
f	Frequência
t_{on}	Tempo em que MOSFET está ligado
t_{off}	Tempo em que MOSFET está desligado
δ	Razão cíclica ou taxa de trabalho
i_L	Corrente no indutor
i_C	Corrente no capacitor
Δi_L	Varição da corrente no indutor
ΔV_S	Varição de tensão de saída
W_E	Energia
V_{GS}	Tensão entre <i>gate</i> e <i>source</i>
V_{DS}	Tensão entre <i>dreno</i> e <i>source</i>
t_r	Intervalo de tempo da resposta à uma excitação
t_f	Intervalo de tempo de resposta à desenergização

SUMÁRIO

	Sumário	15
1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Objetivos	18
1.1.1	Objetivos Específicos	18
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	19
2.1	Conversor <i>Buck</i>	21
2.2	Conversor <i>Boost</i>	23
2.3	Conversor <i>Buck-boost</i>	26
2.4	MOSFET	28
2.4.1	Circuito <i>Snubber</i>	31
2.5	Circuito Integrado 3524 - Modulação por largura de pulso	33
2.6	Sensor de Corrente	38
3	METODOLOGIA	43
3.1	Circuito de acionamento MOSFET - IRF640	43
3.2	Instrumentação sensor Hall - ACS712	45
3.3	Dimensionamento e confecção das placas	47
4	RESULTADO EXPERIMENTAIS	49
4.1	Módulos implementados	49
4.1.1	Módulo Acionamento	49
4.1.2	Módulo MOSFET com circuito <i>snubber</i>	49
4.1.3	Módulos Conversores	51
4.1.3.1	Conversor <i>Buck</i>	51
4.1.3.2	Conversor <i>Boost</i>	52
4.1.3.3	Conversor <i>Buck-Boost</i>	52
4.1.4	Módulo de mensuração de corrente	53
4.2	Funcionamento dos módulos	54
4.2.1	Circuito de acionamento do MOSFET	54
4.2.2	Circuito de instrumentação ACS712	59
4.2.2.1	Formas de onda de corrente conversor <i>boost</i>	59
4.2.2.2	Formas de onda conversor Buck	65
4.2.2.3	Formas de onda do conversor <i>buck-boost</i>	66
5	CONCLUSÃO	71

REFERÊNCIAS	72
-----------------------	----

APÊNDICES	74
------------------	-----------

APÊNDICE A – MANUAL DE IMPLEMENTAÇÃO E MANUTENÇÃO DOS MÓDULOS.	75
---	-----------

A.1	Circuito de chaveamento	75
A.2	Placa do MOSFET com circuito <i>snubber</i>	77
A.3	Placas Conversores CC	78
A.3.1	<i>Buck</i>	79
A.3.2	<i>Boost</i>	81
A.3.3	<i>Buck-boost</i>	82
A.4	Instrumentação ACS712	83
A.5	Módulos implementados	84
A.5.1	Conversores	84
A.5.2	Chaveamento	87
A.5.3	Mensurar corrente	88
A.5.4	Exemplo de ligação dos módulos	89

APÊNDICE B – DESENHOS DAS PLACAS PARA CONFECÇÃO .	90
--	-----------

1 INTRODUÇÃO

Em 1948, John Bardeen, Walter Brattain e Willian Schockley desenvolveram o transistor de silício da *Bell Telephone Laboratories*. Em 1956, no mesmo laboratório desenvolveram um transistor disparável, definido como tiristor. Em 1958, a *General Eletric Company* desenvolveu o tiristor comercial. Até 1970, os tiristores eram usados para o controle de potência em aplicações industriais. No entanto, a partir de 1970 dispositivos semicondutores de potência foram desenvolvidos e comercializados, classificados como: diodos de potência, tiristores, transistores de junção bipolares (*bipolar junction transistor* - BJT), transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor (*metal-oxide-semiconductor field-effect transistor* - MOSFET) de potência, transistores bipolares de porta isolada (*insulated-gate bipolar transistor* - IGBT) e transistores de indução estática (*static induction transistor* - SIT) (RASHID, 1999). Com a crescente aplicação dos semicondutores, o termo eletrônica de potência vem sendo utilizado e é uma das áreas da engenharia elétrica estudada nos cursos de formação (AHMED, 2000).

A eletrônica de potência é multidisciplinar, o qual envolve conceitos de controle, estudo de semicondutores, análise de circuitos, sistema de potência, máquinas elétricas, eletromagnetismo e transferência de calor (MCSHANE; TRIVEDI; SHENAI, 2001), o estudo dela se torna complexa e trabalhosa, no entanto pode-se estudar e analisar as aplicações de cada área disciplinar.

As aplicações da eletrônica de potência, tem exigido que engenheiros da área tenham conhecimento teórico e prático, assim como compreender dispositivos semicondutores para que possa produzir um *design* eficiente, confiável e econômico de um conversor (MCSHANE; TRIVEDI; SHENAI, 2001). Dessa forma a aprendizagem prática desempenha um papel central no currículo de ciência e tecnologia. As dificuldades do estudante, enquanto se compreende o assunto abstrato das aulas teóricas, podem ser resolvidas pela aprendizagem prática, pois ela conecta teoria com o mundo real (HAQUE; NAYNA; AHMED, 2016).

As aulas práticas é para o estudante aplicar os conhecimentos obtidos nas aulas teóricas. Dessa forma, fica da responsabilidade do mesmo a projetar, simular e implementar. No entanto, as aulas práticas oferecidas tem curto espaço de tempo, dificultando o máximo desempenho do estudante. Para auxiliar os estudantes geralmente é disponibilizado um roteiro para auxiliar na prática, esse tipo de laboratório é denominado laboratório tradicional ou convencional, em que o estudante por meio da manipulação de equipamentos desenvolve dispositivos experimentais com o auxílio de um texto-guia (PINHO ALVES, 2000).

Mesmo com um roteiro, devido a multidisciplinaridade da eletrônica de potência as práticas além de demoradas tornam-se complexas, inviabilizando as vezes a experiência prática. De certa forma, este trabalho visará facilitar e diminuir esse tempo e a complexabilidade da implementação.

1.1 OBJETIVOS

Projetar e implementar placas de circuito impresso, uma para cada topologia de conversor CC básico, de maneira que facilite a conexão de instrumentos para obtenção dos dados (tensão e corrente) e permita ao usuário alterar componentes (indutor, capacitor e carga) e parâmetros (frequência de chaveamento e razão cíclica) de acordo com suas necessidades.

1.1.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Projetar circuito de acionamento das chaves com opção de alterar frequência e razão cíclica;
2. projetar circuito de aquisição de dados de corrente que permita a conexão com os conversores e com o osciloscópio;
3. implementar os conversores, placa de aquisição de corrente e circuito de chaveamento;
4. gerar um manual do usuário dos módulos desenvolvidos;
5. definir os limites máximos e mínimos para os principais parâmetros das plataformas (corrente máxima das trilhas; tensão máxima de isolamento; valor máximo de tensão e corrente medidos do sensor; resolução mínima do sensor de corrente).

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Um dos conteúdos estudados na eletrônica de potência são os conversores CC-CC básicos, neste trabalho será explorado a forma de chaveamento, características físicas dos semicondutores, circuitos de instrumentação e circuitos integrados para análise das características de cada conversor.

Os dispositivos semicondutores podem ser utilizados como chaves eletrônicas. Uma chave pode ter dois estados: ligada (fechada) ou desligada (aberta), sendo idealmente um curto-circuito ou circuito aberto respectivamente. Essa característica de funcionamento é utilizada na eletrônica de potência, em que circuitos eletrônicos de potência convertem uma forma de potência elétrica em outra, controlando ou modificando valores de tensão ou de corrente. A conversão de potência não fica restrita apenas para conversão de corrente alternada (CA) para corrente contínua (CC), ou vice-versa. Também é possível utilizar um circuito eletrônico para conversão de uma tensão CC para diferentes níveis de tensão CC ou um circuito eletrônico pode ser utilizado para mudar o nível ou frequência de um sinal CA (HART, 2012).

Dessa forma criou-se a necessidade de interruptores que apresentassem rendimentos elevados, compactos e rápidos, dando origem à interruptores eletrônicos a estado sólido (BARBI, 2006). O princípio de conversão de potência com a aplicação de interruptores é mostrado na Figura 1.

A Figura 1(a) representa um circuito de conversão de potência, no qual a fonte V_E fornece potência para uma carga (R). A chave semicondutora S é responsável pelo controle da potência a ser fornecida para a carga. Analisando a Figura 1(b), têm-se que durante o período de t_{on} a chave fica fechada, dessa forma a tensão instantânea no resistor é o valor de V_E , durante o período t_{off} em que a chave está aberta a tensão instantânea é zero. Para obter uma tensão CC constante, calcula-se a média utilizando (2.1).

$$V_S = \frac{1}{T} \int_0^T v_S(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_E dt + \frac{1}{T} \int_{t_{on}}^T 0 dt = \frac{t_{on} V_E}{T}. \quad (2.1)$$

A potência instantânea é calculada pela tensão aplicada e a corrente que circula pelo dispositivo, expressa em (2.2). Na Figura 1b têm-se que a tensão ($v_s(t)$) é uma função periódica, da mesma forma será a corrente ($i(t)$). Funções periódicas de tensão e corrente produzem uma função periódica de potência instantânea ($p(t)$). Considerando

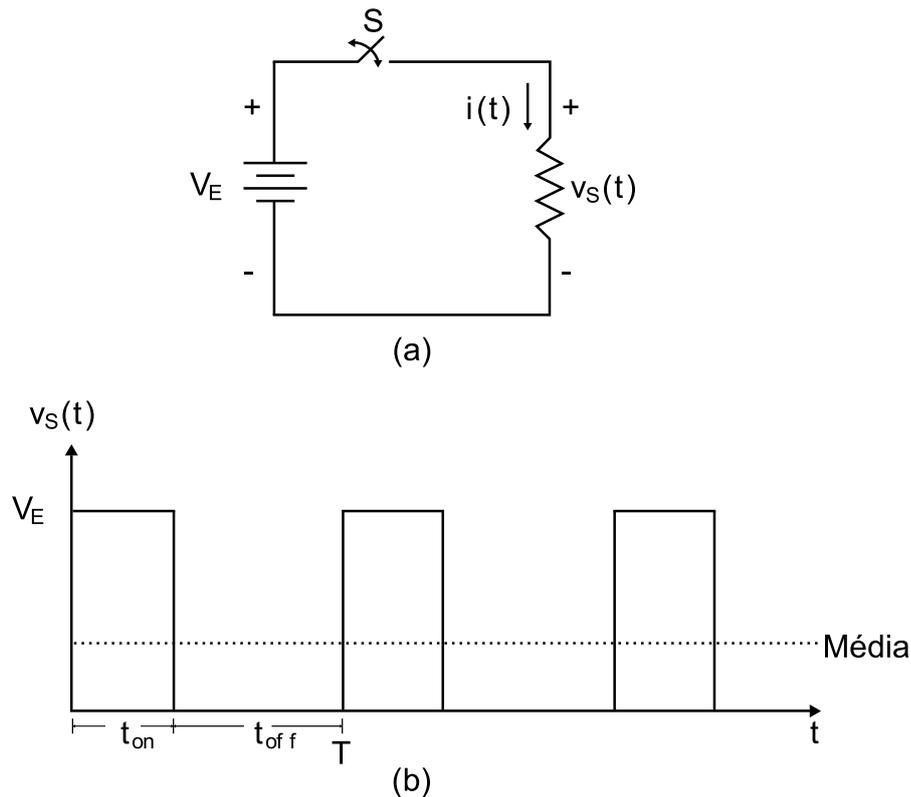


Figura 1 – (a) Circuito Chaveado; (b) Forma de onda da tensão chaveada.

Fonte: Adaptado de Hart (2012).

a chave ideal, sem perdas a potência média (P) na carga é calculada em (2.3).

$$p(t) = v(t)i(t), \quad (2.2)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_S(t)i(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} v_S(t)i(t)dt + \frac{1}{T} \int_{t_{on}}^T v_S(t)i(t)dt. \quad (2.3)$$

O princípio de conversão mostrado anteriormente é denominado conversor CC-CC, que a partir de uma fonte de tensão CC constante obtém-se uma tensão média CC variável de acordo o funcionamento da chave, de forma que a tensão na carga é proporcional ao tempo em que a chave está fechada (AHMED, 2000).

O período de tempo em que a chave permanece fechada (t_{on}) somado com o período de tempo que permanece aberta (t_{off}) é igual a T , sendo T o período de chaveamento.

A constante percentual δ é denominado taxa de trabalho ou razão cíclica, sendo definida em (2.4). Assim, a componente média da tensão (V_S) é dada em (A.6) (HART,

2012).

$$\delta = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} = t_{on}f, \quad (2.4)$$

$$V_S = \delta V_E, \quad (2.5)$$

como $\delta \leq 1$, a tensão de saída será menor ou igual a tensão de entrada, o qual é a característica de um conversor abaixador, conhecido como conversor *buck*.

2.1 CONVERSOR *BUCK*

Na topologia do circuito da [Figura 1\(a\)](#), a saída é uma tensão pulsada. Mas o objetivo é produzir uma tensão o mais próximo do CC puro, ou seja com uma pequena ondulação. O que define a magnitude dessa ondulação é a aplicação. Para diminuir a ondulação ou variação de tensão, adiciona-se um filtro passa-baixa (capacitor) em paralelo com a carga. Como o capacitor com valor de capacitância C tem comportamento de uma fonte de tensão instantânea é necessário associar um indutor em série. O indutor com indutância L por sua vez tem característica de uma fonte de corrente, dessa forma a abertura instântanea não é permitida, utiliza-se um diodo (D) anti-paralelo com a fonte ([BARBI; MARTINS, 2006](#)). Dessa maneira o conversor *buck* alimenta uma carga com característica de fonte de corrente a partir de uma fonte de tensão. A topologia do conversor abaixador ou conversor *buck* é mostrado na [Figura 2](#).

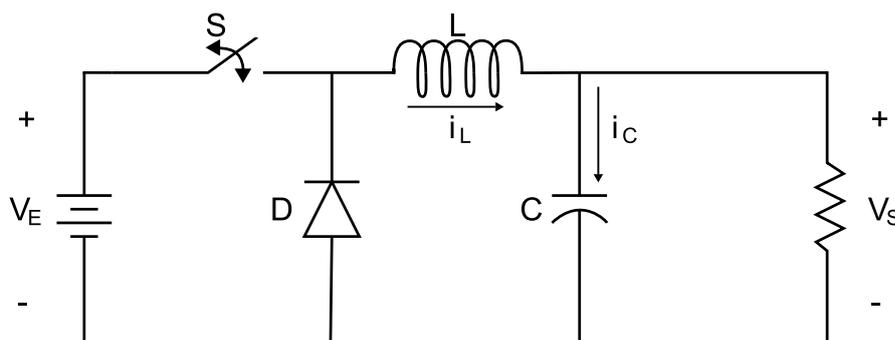


Figura 2 – Conversor CC-CC *buck*.

Fonte: Adaptado de [Hart \(2012\)](#).

Para análise dos conversores CC-CC em regime permanente utiliza-se as seguintes propriedades:

1. periodicidade da corrente do indutor;
2. no indutor a tensão média é zero;
3. no capacitor a corrente média é zero;

4. quando os componentes são ideais a potência de entrada é igual a potência de saída. Para componentes não ideais, a potência de entrada é igual a soma da potência de saída com a potência dissipada nos componentes (perdas) (HART, 2012).

As equações (2.6), (2.7) e (2.8) são obtidas na análise do conversor *buck* para o modo de contínuo de corrente (HART, 2012).

$$L = \frac{V_S(1 - \delta)}{\Delta i_L f}, \quad (2.6)$$

$$C = \frac{1 - \delta}{8L\Delta V_S f^2 / V_S}, \quad (2.7)$$

$$\Delta V_S = \frac{\Delta i_L}{8fC}, \quad (2.8)$$

sendo Δi_L a variação de corrente no indutor L e ΔV_S a variação de tensão na saída do *buck* como indicado na Figura 4 e na Figura 5.

A forma de onda da Figura 3(a) é um PWM (*pulse-width-modulation*), que por meio da variação da largura do pulso com a frequência fixa (f) controla o período de tempo em que a chave fecha ou abre e conseqüentemente o valor médio na saída (V_S), como mostrado na Figura 3(b).

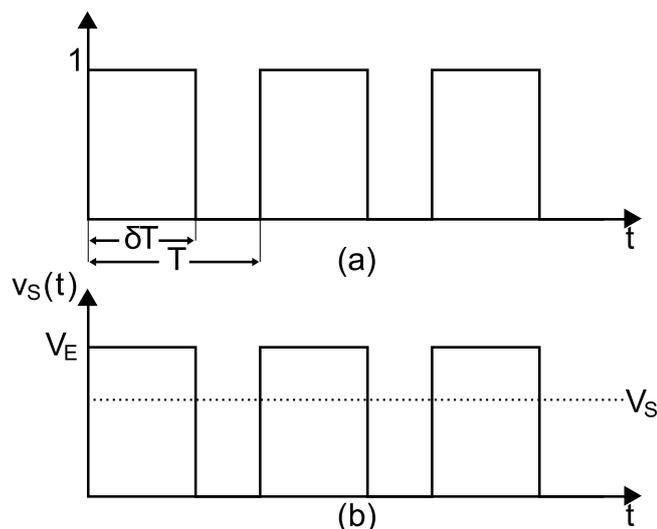


Figura 3 – Formas de onda conversor *buck*: (a) PWM acionamento da chave; (b) Tensão instantânea e média na saída.

Fonte: Adaptado de Hart (2012).

As formas de onda de tensão e corrente no indutor e no capacitor do conversor *buck* em modo de condução contínua de corrente, estão demonstradas em [Figura 4](#) e [Figura 5](#).

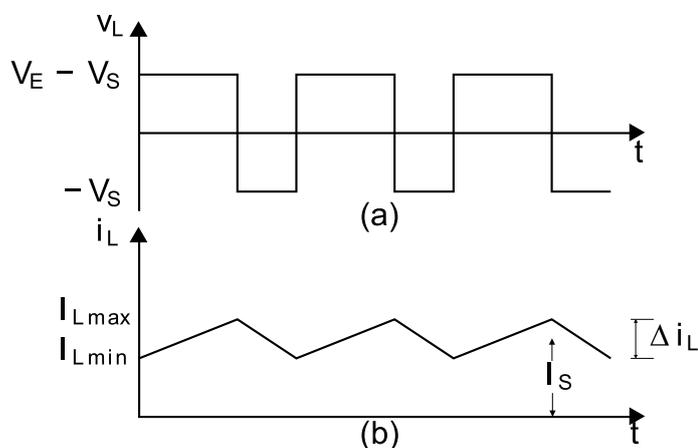


Figura 4 – Formas de onda conversor *buck*: (a) Tensão no indutor; (b) Corrente indutor.

Fonte: Adaptado de [Hart \(2012\)](#).

No período de tempo em que a chave está fechada, o diodo é polarizado reversamente assim a tensão no indutor é $V_E - V_S$, como a derivada da corrente é uma constante positiva, pois V_E é maior que V_S , a corrente aumenta linearmente. Quando a chave abre, o diodo é polarizado diretamente, dessa forma o valor da tensão no indutor é $-V_S$, como é uma constante negativa a corrente diminui linearmente. O comportamento descrito pode ser observado na [Figura 4](#).

A [Figura 5](#) mostra o comportamento da corrente no capacitor (i_C) e a tensão de saída. Sendo a corrente do capacitor a diferença da corrente do indutor e da carga, e a variação calculada por (2.8).

2.2 CONVERSOR BOOST

Dentre os conversores CC-CC estáticos básicos não isolados, tem o conversor *boost* também denominado conversor elevador, pois a tensão média de saída é maior que a tensão de entrada. A quantidade dos componentes utilizados na topologia do conversor *boost* é basicamente a mesma do conversor *buck*, mas rearranjados de maneira diferente como mostrado na [Figura 6](#). O indutor nessa topologia está em série com a fonte de tensão, dessa forma a alimentação tem característica de fonte de corrente, portanto a carga deve-se ter característica como uma fonte de tensão ([BARBI; MARTINS, 2006](#)).

A análise do *boost*, é realizada de maneira análoga à do conversor *buck* dividida em duas partes: chave aberta e chave fechada. Assim como para o *buck* a equação

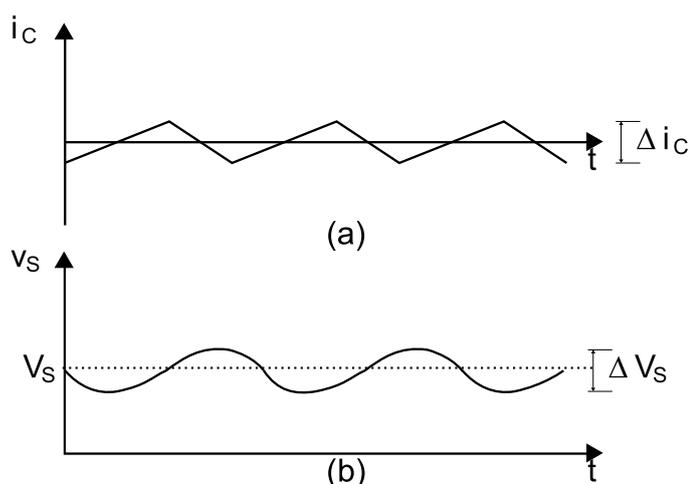


Figura 5 – Formas de onda conversor *buck*: (a) Corrente capacitor; (b) Ondulação de tensão na saída.

Fonte: Adaptado de Hart (2012).

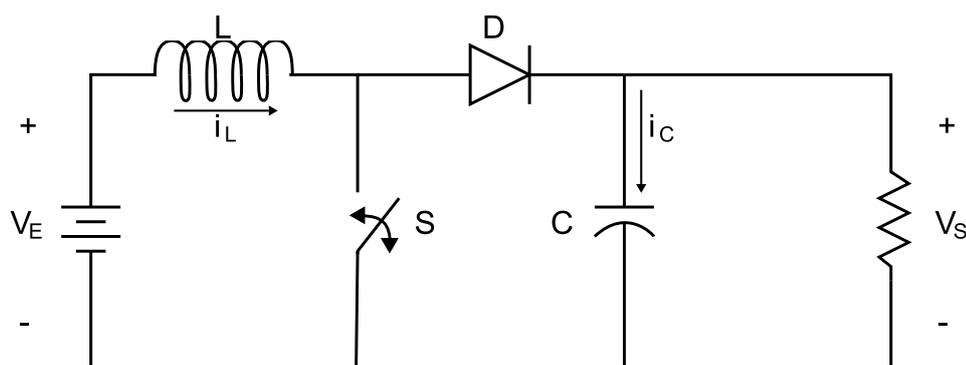


Figura 6 – Conversor CC-CC *boost*.

Fonte: Adaptado de Hart (2012).

(2.4) também é válida para o conversor *boost*. Quando a chave está fechada a tensão no indutor passará instantaneamente para o valor da fonte de entrada (V_E), no entanto a corrente irá aumentar de maneira linear respeitando a característica do indutor, como pode ser observado na Figura 7(a) e (b). A energia armazenada no campo magnético passa ser transferida para o capacitor no instante em que a chave abre por meio do diodo. A tensão no indutor se somará com a tensão de entrada, dessa forma aumentando o valor da tensão no capacitor (V_S). A energia armazenada no indutor fluirá para a carga. Quando a chave fechar o diodo ficará polarizado reversamente e o capacitor fornecerá a tensão na carga e quando a chave abrir novamente o capacitor será carregado, como mostrado na Figura 7(c) (AHMED, 2000). A Figura 7 mostra as formas de onda do conversor *boost* em modo de condição contínua.

A energia (W_E) fornecida pela fonte é expressa em (2.9). De maneira análoga pode-se expressar a energia recebida na carga no período em que a chave está aberta

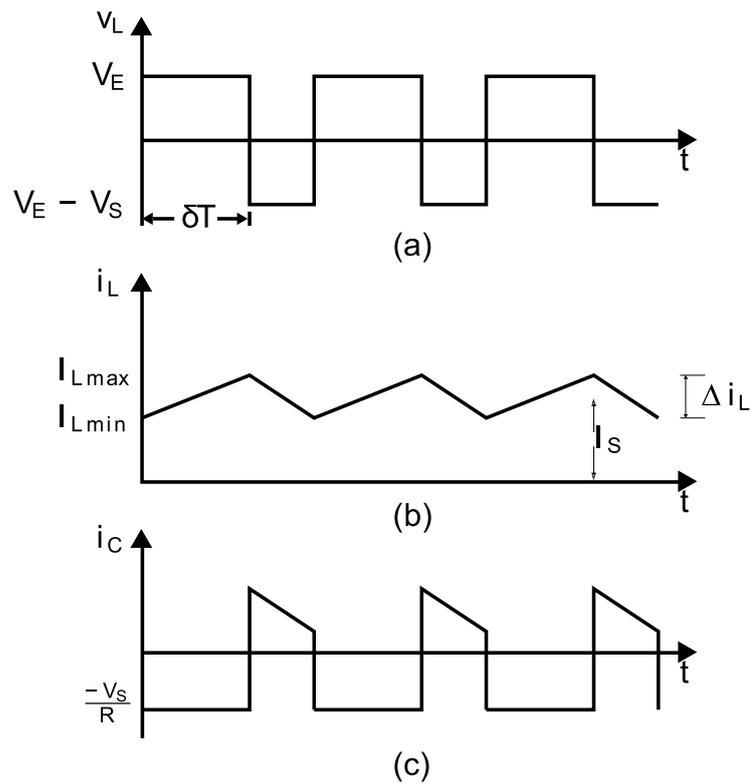


Figura 7 – Formas de onda *boost*: (a) Tensão no indutor; (b) Corrente indutor; (c) Corrente no capacitor.
Fonte: Adaptado de Hart (2012).

(t_{off}) (BARBI; MARTINS, 2006).

$$W_E = V_E I_L T. \tag{2.9}$$

Considerando um sistema ideal, têm-se:

$$V_E I_L T = V_S I_L T \left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right), \tag{2.10}$$

$$V_S = \frac{V_E}{1 - \delta}. \tag{2.11}$$

Como $0 \leq \delta < 1$, (2.11) mostra a característica do conversor *boost*.

As equações para o cálculo do indutor, do capacitor e da tensão de ondulação para o modo de contínuo de corrente são (HART, 2012):

$$L = \frac{\delta V_S}{\Delta i_L f}, \tag{2.12}$$

$$C = \frac{\delta}{R \Delta V_S f / V_S}, \tag{2.13}$$

$$\Delta V_S = \frac{\delta V_S}{RCf}. \quad (2.14)$$

2.3 CONVERSOR *BUCK-BOOST*

Nos conversores apresentados (*buck* e *boost*), a potência é transferida da entrada do conversor para a saída diretamente. Dessa forma, o conversor *buck* a partir de uma fonte de tensão alimenta uma carga com característica de uma fonte de corrente. O conversor *boost* a partir de uma fonte de corrente alimenta uma carga com característica de fonte de tensão (BARBI; MARTINS, 2006).

Quando deseja-se controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão e uma carga de mesma natureza utiliza-se a topologia mostrada na Figura 8, conhecido como conversor *buck-boost* ou conversor à acumulação de energia (BARBI; MARTINS, 2006).

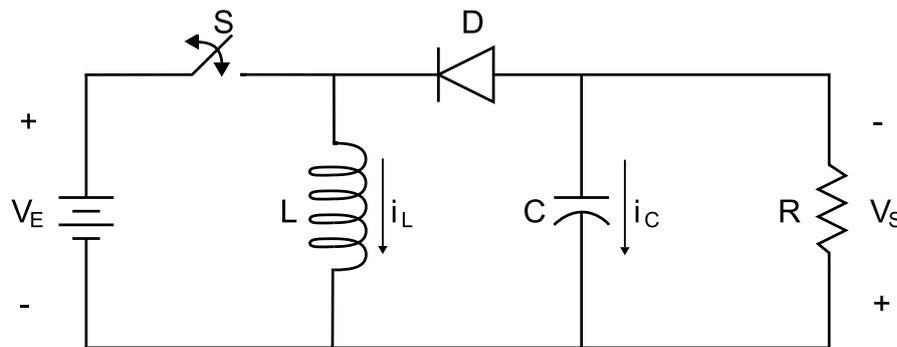


Figura 8 – Conversor CC-CC *buck-boost*.

Fonte: Adaptado de Hart (2012).

Como a denominação do conversor sugere, o conversor *buck-boost* combina os conceitos dos conversores *buck* e *boost*. Dessa forma a tensão na saída pode ser menor, igual ou maior que a tensão de entrada e com polaridade invertida na saída (HART, 2012).

Quando a chave está fechada, a energia cedida pela fonte de entrada (V_E) é acumulada no indutor, pois o diodo encontra-se bloqueado. Quando a chave abre em t_{on} (δT), inverte-se a polaridade do indutor que polariza diretamente o diodo e a energia acumulada no indutor é transferida para saída e carrega o capacitor, como mostrado na Figura 9 (BARBI; MARTINS, 2006). As formas de onda de tensão e corrente em modo de condução contínua, são mostradas na Figura 9.

Como o fluxo magnético no indutor em regime permanente se mantém constante, têm-se a relação em (2.15) (BARBI; MARTINS, 2006).

$$\int_0^{t_{on}} v_L dt = \int_{t_{on}}^T v_L dt, \quad (2.15)$$

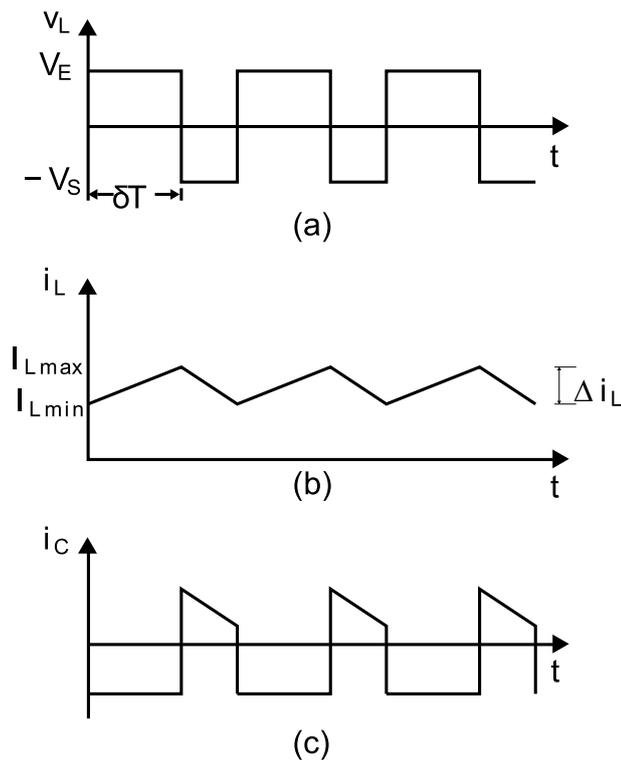


Figura 9 – Formas de ondas *buck-boost*: (a) Tensão no indutor; (b) Corrente no indutor; (c) Corrente no capacitor.

Fonte: Adaptado de Hart (2012).

portanto,

$$V_E t_{on} = V_S t_{off}. \tag{2.16}$$

Como (2.4) também é válida para o *buck-boost*, rearranjando (2.16) têm-se:

$$V_S = V_E \frac{\delta}{1 - \delta}. \tag{2.17}$$

Analisando (2.17) têm-se: quando $\delta > 0,5$, a tensão V_S em magnitude é maior que V_E ; quando $\delta < 0,5$ a tensão V_S em magnitude é menor que V_E (HART, 2012).

As Equações para cálculo do indutor e do capacitor ou tensão de ondulação para o modo contínuo de corrente são (HART, 2012):

$$L = \frac{(1 - \delta)V_S}{\Delta i_L f}, \tag{2.18}$$

$$C = \frac{\delta V_S}{R f \Delta V_S}. \tag{2.19}$$

2.4 MOSFET

Para as topologias de conversores até aqui apresentado, o chaveamento é realizado com a utilização de dispositivos semicondutores como interruptores, sendo eles transistores BJT e MOSFET. No entanto o MOSFET tem algumas vantagens em relação ao transistor bipolar:

1. operam em frequências mais elevadas, pois os tempos de comutação são extremamente curtos;
2. possui impedância alta entre porta (*gate* - G) e fonte (*source* - S). Desse modo a potência consumida são menores;
3. mais fácil de ser associado em paralelo, pois a resistência em estado de condução tem coeficiente positivo de temperatura (BARBI, 2001).

O MOSFET se divide em duas classificação: MOSFET tipo depleção e o MOSFET tipo intensificação. A diferença básica entre eles é que no tipo intensificação canal n, o controle de corrente é realizado por uma tensão positiva porta-fonte, já no tipo depleção canal n é realizado por tensões negativas (BOYLESTAD; NASHELSKY, 1999).

O MOSFET tipo depleção é normalmente fechado quando a tensão porta-fonte é zero, e o tipo intensificação é normalmente aberto. O MOSFET tipo intensificação é o utilizado como chave, devido a sua tensão limiar ($V_{GS(th)}$), pois quando a tensão da porta-fonte é maior que a tensão de limiar o dispositivo conduz, caso contrário a corrente é zero (MALVINO, 1995).

A Figura 10 mostra a simbologia de um MOSFET tipo intensificação canal n. O diodo D_i é intrínseco pode ser utilizado ou não, dependendo do circuito em que está inserido. O acionamento do MOSFET é realizado com circuitos de comando PWM entre porta (G) e fonte (S). O controle por PWM pode ser implementado analogicamente de maneira discreta ou por meio de um circuito integrado (BARBI, 2001).

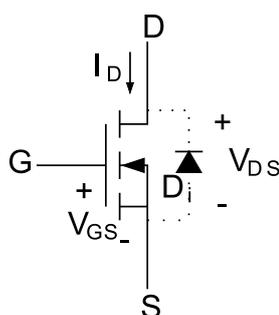


Figura 10 – Símbolo do MOSFET.
Fonte: Adaptado de Barbi (2001).

A Figura 11 representa as características estáticas do MOSFET, sendo: região de resistência constante (A) e região de corrente (B) constante, ou seja ele pode operar como um resistor ou fonte de corrente (BARBI, 2001).

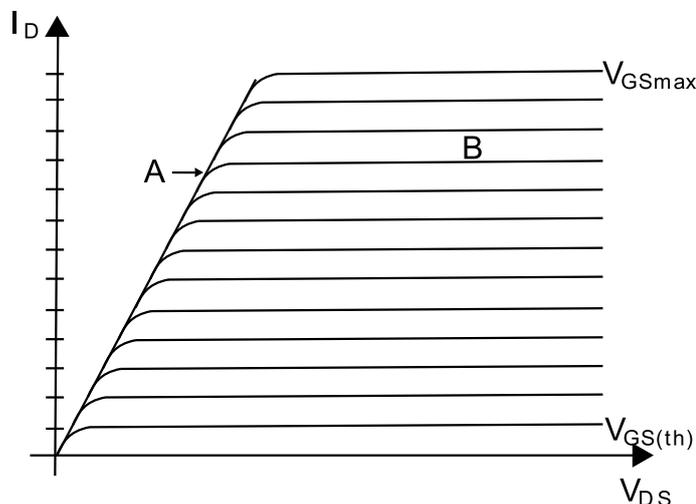


Figura 11 – Características estáticas de saída do MOSFET.
Fonte: Adaptado de Barbi (2001).

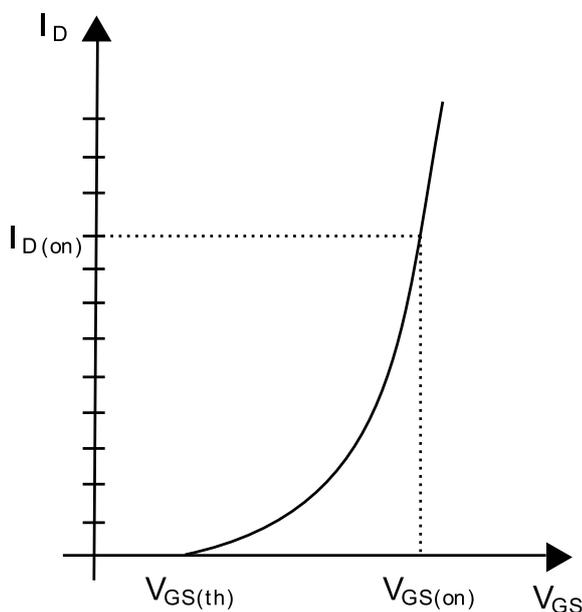


Figura 12 – Características estáticas de saída do MOSFET.
Fonte: Adaptado de Malvino (1995).

A Figura 12 mostra a curva típica de transcondutância. Nota-se que o o ponto de início é em $V_{GS(th)}$ e a equação da curva é dada por:

$$I_D = k(V_{GS} - V_{GS(th)})^2, \tag{2.20}$$

sendo k um constante do componente. O valor de k pode ser calculado por:

$$I_D = kI_{D(on)}, \tag{2.21}$$

recebe uma tensão positiva assim ligando o MOSFET. Quando a entrada recebe sinal baixo, Q_1 corta e Q_2 conduz e o diodo D conduz, assim descarregando a capacitância de entrada rapidamente desligando o MOSFET. O resistor R_2 é um resistor de *pull-down* para evitar oscilações na porta do MOSFET quando desligado. O diodo zener (D_z) é uma proteção contra sobre tensão entre *gate-source* que pode ser ocasionado por ruído, quando a corrente no *gate* é alta, que é desejável para diminuir as perdas do MOSFET. No entanto se o valor de sobre tensão no transitório for maior que a tensão máxima do componente, assim danificando a chave (FAIRCHILD, 2016).

Os tempos de comutação podem ser aproximados pela equação:

$$t_f = t_r = 2.2R_G C_{ISS}. \quad (2.23)$$

Dessa maneira, escolhendo o valor do tempo de comutação o valor de R_G é calculado (BARBI, 2001).

Para a geração do PWM (V_i) é mais prático utilizar circuitos integrados, que com alguns componente externos é possível gerar uma onda quadrada. O CI 3524 é um dos componentes produzidos que tem integrado a ele essa finalidade.

2.4.1 CIRCUITO *SNUBBER*

Na transição de estado de uma chave semicondutora, a dissipação de potência é relativamente maior do que quando a chave está ligada ou desligada, pois na transição ocorre valores de tensão e corrente altas simultaneamente. Os valores de tensão e corrente na transição pode danificar o semicondutor, dessa maneira faz-se necessário controlar ou limitar esses valores, para que fiquem na área de operação segura (SOA) do componente (KASSAKIAN; SCHLECHT; VERGHESE, 1991).

O circuito utilizado para limitar os valores de tensão e corrente na transição, e por consequência diminui a perda de potência é denominado *snubber*, o qual consiste em um circuito conectado em torno do componente semicondutor.

Para impedir a variação rápida da tensão quando a chave abre em um conversor ocasionado pela indutância conecta um capacitor (C_{snub}) em paralelo ao semicondutor, no entanto quando a chave é fechada a energia armazenada no capacitor é dissipada através do semicondutor e ocasionado um *overshoot* de corrente. Para evitar que a energia armazenada no capacitor dissipe na chave, adiciona-se um resistor (R_{snub}) em série com o capacitor para dissipar a energia (KREIN, 1998), o valor do resistor deve ser pequeno para garantir a descarga do capacitor durante o menor tempo, mas grande o suficiente para evitar que a corrente de descarga não danifique a chave. O diodo é inserido para desviar a corrente de carga do capacitor pelo resistor. A Figura 14 mostra o circuito *snubber* de abertura da chave.

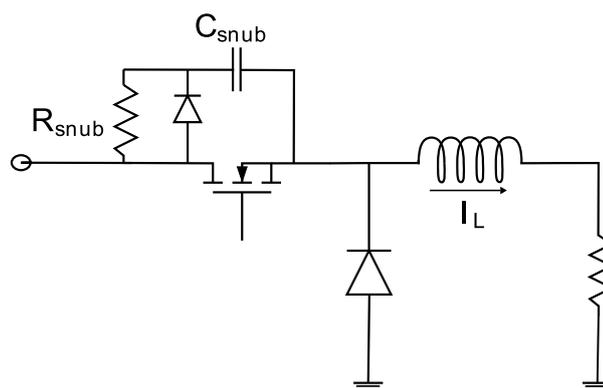


Figura 14 – Circuito *snubber* para abertura da chave (RCD) em um conversor *buck*.

Fonte: Adaptado de Krein (1998).

Os valores dos componentes são calculados pelas seguintes equações (KREIN, 1998):

$$C_{snub} = \frac{I_L t_f}{\sqrt{12} V_{ch}}, \quad (2.24)$$

$$R_{snub} < \frac{\delta T}{2C_{snub}}, \quad (2.25)$$

sendo: t_f o tempo que a chave leva para desligar e V_{ch} o valor da tensão na chave quando ela está aberta.

No instante em que a chave fecha, de maneira dual à abertura da chave, insere um indutor (L_{snub}) *snubber* em série com a chave que armazena a energia quando a chave está fechada e limita a taxa de subida da corrente da chave durante a transição. O indutor L_{snub} também necessita de componentes adicionais, pois no instante em que a chave abre iria ocorrer um *overshoot* de tensão, devido a corrente no indutor mudar em um tempo muito curto. Dessa maneira, insere-se um resistor em paralelo com L_{snub} que desvia corrente do indutor quando a chave é aberta. Um diodo é inserido em série com o resistor, para impedir que no fechamento da chave, passe corrente no resistor. O valor do resistor deve ser pequeno o suficiente para descarregar L_{snub} e grande o suficiente para minimizar o estresse na chave (KASSAKIAN; SCHLECHT; VERGHESE, 1991). A Figura 15 mostra o circuito *snubber* para o fechamento da chave.

Os valores dos componentes para quando a chave fecha é calculado pelas seguintes equações (KREIN, 1998):

$$L_{snub} = \frac{V_{ch} t_r}{\sqrt{12} I_L}, \quad (2.26)$$

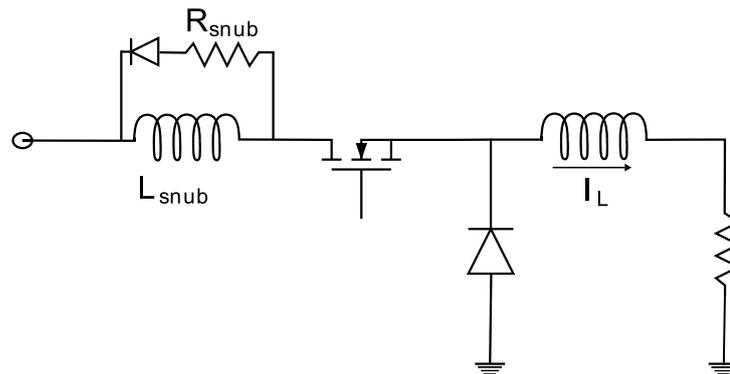


Figura 15 – Circuito *snubber* para fechamento da chave (RLD), em um conversor *buck*.

Fonte: Adaptado de [Krein \(1998\)](#).

$$R > \frac{2L}{(1 - \delta)T}, \tag{2.27}$$

sendo t_r o tempo em que a chave leva para ligar.

2.5 CIRCUITO INTEGRADO 3524 - MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

Com o desenvolvimento rápido de fontes chaveadas, criou-se a necessidade de produzirem circuitos integrados com múltiplas funções, para realizar comandos, controle e proteção das fontes. Um dos componentes desenvolvido é o circuito integrado (CI) 3524 o qual é produzido por vários fabricantes ([BARBI, 2001](#)).

O encapsulamento e a identificação dos pinos é mostrado na [Figura 16](#).

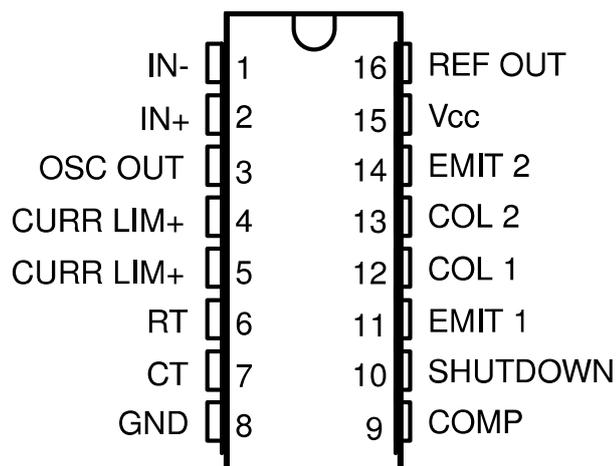


Figura 16 – Encapsulamento e pinagem SG3524.

Fonte: [TEXAS](#).

O SG3524 é um circuito regulador de tensão com modulação por largura de pulso (PWM) de frequência fixa. O que dita o valor da frequência é o resistor R_t conectado

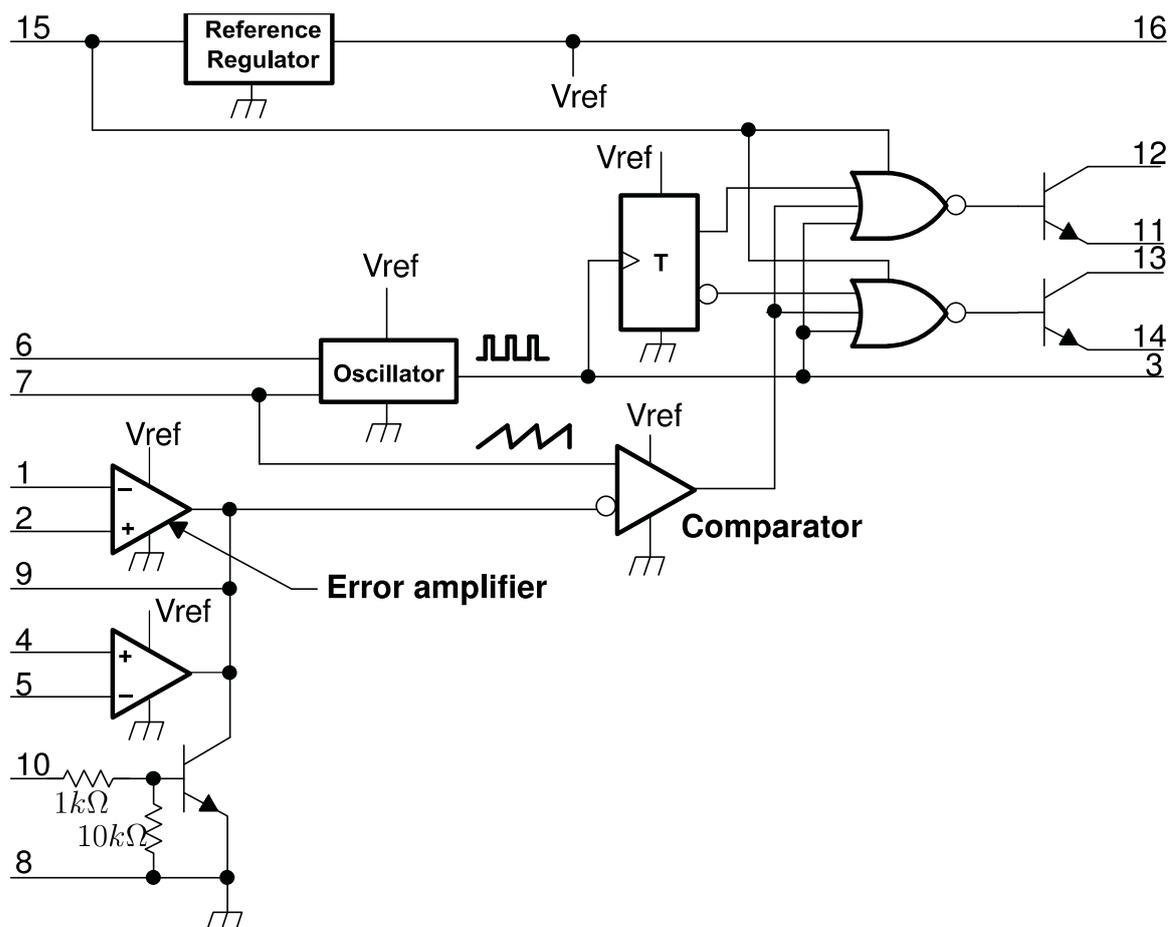


Figura 17 – Diagrama interno SG3524.

Fonte: **TEXAS**.

entre os pinos 6 e 8, e o capacitor C_t conectado nos pinos 7 e 8, de acordo a equação,

$$f = \frac{1.30}{C_t R_t} \tag{2.28}$$

O resistor R_t impõe uma constante de carga para o capacitor R_t que carregará de maneira linear, assim gerando uma onda dente de serra. Essa onda é comparada com o sinal de erro resultante entre os pinos 1 e 2 amplificado. O impulso modulado resultante do comparador é direcionado para o transistor apropriado direcionado pelo *flip-flop*, o qual é sincronizado pelo saída do oscilador, como pode ser observado na Figura 17 (TEXAS, 2015).

A maneira em que é conectado o R_t e o C_t com o oscilador é devido que a corrente ser maior do que uma conexão RC série. A corrente de carga deve ser mantida entre $30 \mu\text{A}$ e 2mA . Como a corrente é igual a $3,6/R_t$, dessa maneira o valor do resistor R_t fica limitado entre $1,8 \text{k}\Omega$ e $100 \text{k}\Omega$. A Figura 18 mostra a relação entre os valores da frequência, do capacitor e resistor (PHILIPS, 1994).

Os valores dos capacitores também tem limites, pois o tempo de descarga determina a largura de pulso da saída do oscilador e influência no valor de tempo

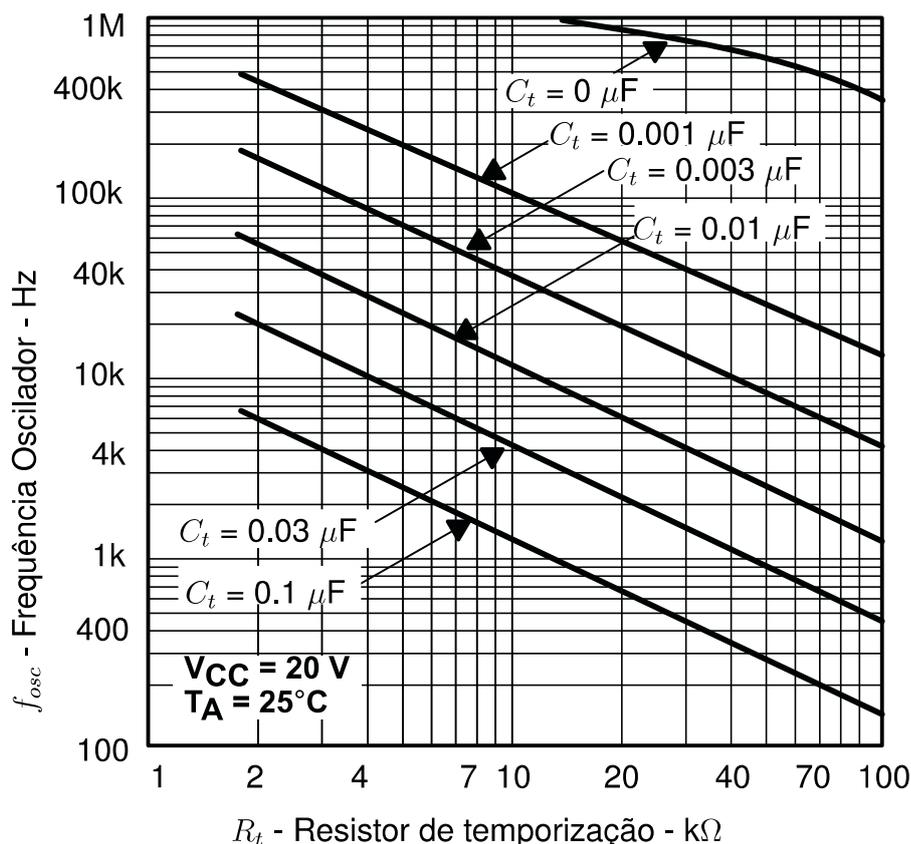


Figura 18 – Frequência do oscilador vs Resistor de temporização.

Fonte: **TEXAS**.

morto como mostrado na [Figura 19](#) (PHILIPS, 1994). O tempo morto é definido como o tempo entre a mudança de estado entre duas chaves (BJT) em série evitando que as duas sejam acionadas ao mesmo tempo, ocasionando a queima das chaves. No SG3524, isso ocorre se utilizar as duas chaves internas (pinos 11,12 e 13,14) em na configuração *push-pull*, nessa configuração o ciclo de trabalho de cada saída varia de 0 a 45% e o valor da frequência do chaveamento é a metade do valor da frequência do oscilador interno do CI, frequência fixada por R_t e C_t (TEXAS, 2015). Para obter a mesma frequência ditada por R_t e C_t e o ciclo de trabalho variar de 0 a 90%, configura os transistores de maneira paralela, curto-circuitando os pinos 12 e 13, 11 e 14.

O amplificador de erro (pinos 1 e 2), é um amplificador de transcondutância entrada diferencial, e sua saída é compartilhada internamente com o pino 9. O pino 9 é utilizado para adicionar componentes para fazer a compensação, controle do ganho do amplificador ou inibir o que o sinal do amplificador que vai para o comparador, assim desativando o chaveamento. O pino 9 possui uma alta impedância ($R_L = 5M\Omega$) e o ganho do compensador poderá ser reduzido do valor nominal de 10000 por um resistor conectado externamente entre os pinos 9 e 8. O gráfico da [Figura 20](#) mostra a relação entre a frequência do oscilador e o ganho de malha aberta (MA) do amplificador de erro, conforme o valor do resistor conectado entre o pino 9 e o terra (TEXAS, 2015).

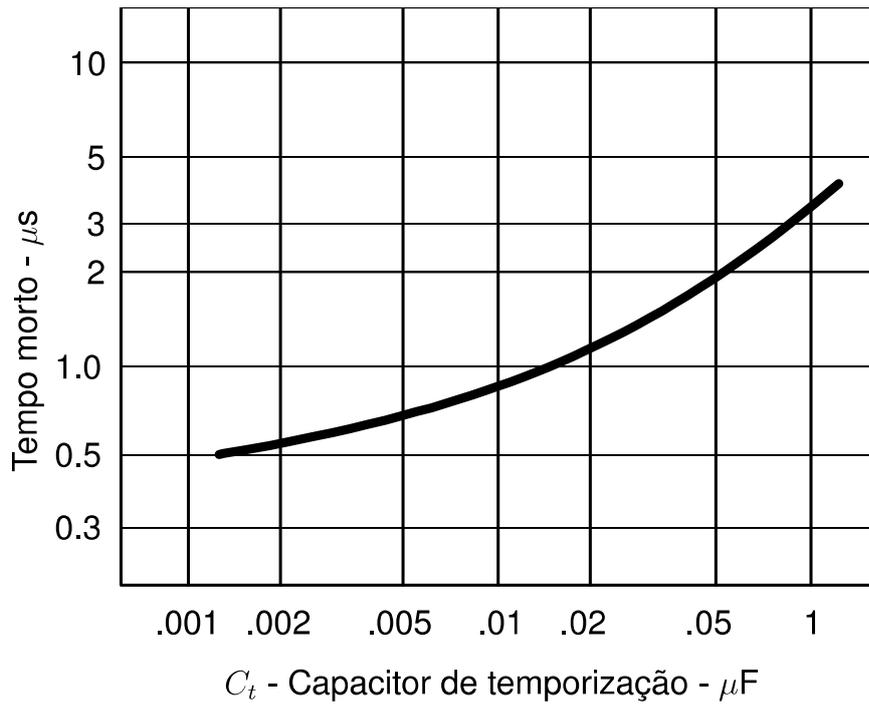


Figura 19 – Tempo morto vs capacitor de temporização.

Fonte: [TEXAS](#).

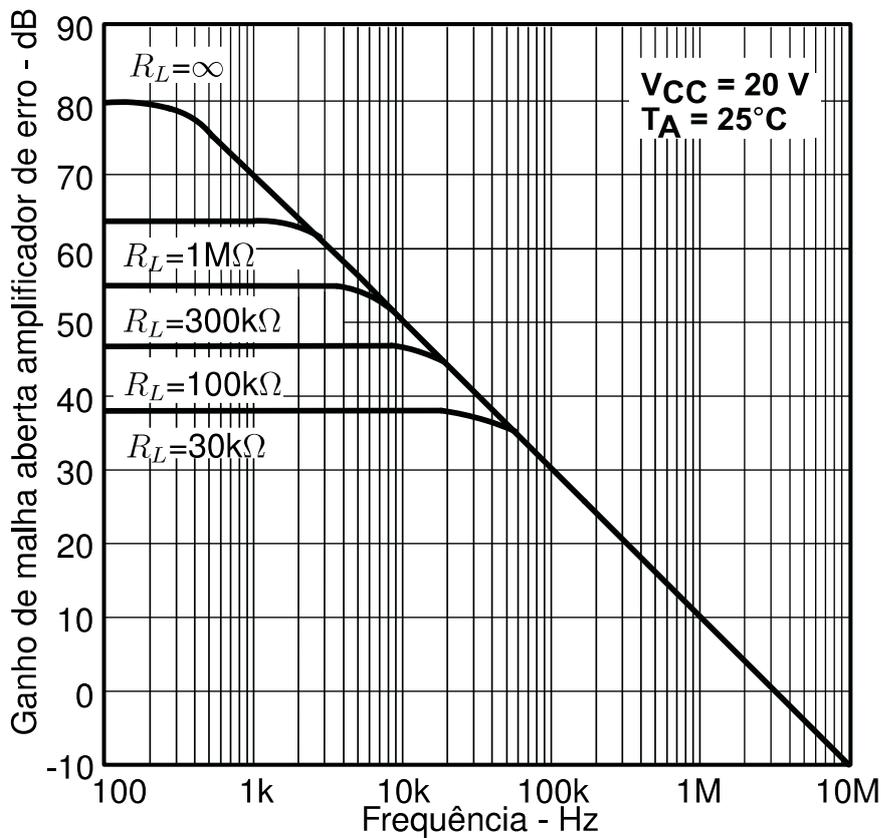


Figura 20 – Ganho amplificador de erro em MA de acordo o valor de R_L conectado entre pino 9 e terra.

Fonte: [TEXAS](#).

Os pinos 4 e 5, é um amplificador de leitura limitador de corrente. Respeitando suas limitações, é possível utilizar ele como sensor de corrente, e quando a corrente exceder o valor estabelecido o mesmo aterrará o nó, que é a saída do amplificador de erro, assim desabilitando o chaveamento. Outra configuração que pode ser utilizada, é aterrar o pino 5 e utilizar o pino 4 como um terminal de desligamento adicional. Dessa maneira quando o pino 4 estiver aberto o chaveamento será desativado, quando estiver aterrado estará ativado. O pino 10 também tem a função de desativar o chaveamento, quando o ele recebe um nível alto ele polariza o transistor que aterra a saída do amplificador de erro (PHILIPS, 1994).

O pino de alimentação do CI é o 15, e a faixa de valores de tensão aceitável é entre 8V e 40V. Quando o CI é alimentado, conectado internamente ao pino 15, tem um regulador de referência que é utilizado para ativar o circuito de controle interno do CI. Também é possível utilizar essa referência que possui o valor de 5V por meio do pino 16 (TEXAS, 2015).

O CI SG3524 pode ser utilizado em malha aberta ou malha fechada. A Figura 21 é um esquema para ser utilizado em malha aberta.

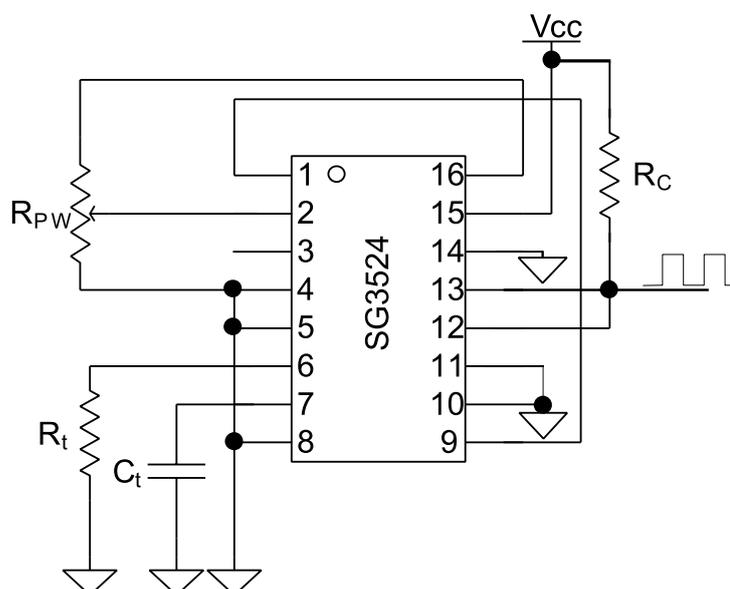


Figura 21 – Configuração em Malha aberta SG3524.

Fonte: Autoria própria.

Na configuração da Figura 21, as chaves internas estão ligadas em paralelo, assim a frequência do chaveamento será igual ao estabelecido pelos valores de R_t e C_t , e o ciclo de trabalho será de 0 à 90%. Os pinos 4,5 e 10 estão foram aterrados, dessa maneira eles não apresentarão interferência e nem será possível utilizá-los para desativar o chaveamento. Foi curto-circuitado o pino 9 com o pino 1, dessa maneira o amplificador de erro será um *buffer*, nos *datasheet* é feito para o teste do CI, o que é uma configuração em malha aberta. É utilizado a tensão de referência interna, para o

ajuste da largura do pulso (PWM), conforme é ajustado no potenciômetro R_{PW} . O pino 3 é utilizado para mensurar o sinal gerado no oscilador.

2.6 SENSOR DE CORRENTE

Os conversores apresentado nesse trabalho, quando implementados para complementar a teoria trabalhada na aula teórica é preciso mensurar os valores de tensão e corrente em componentes em diferentes lugares do circuito, para demonstrar o comportamento de cada conversor.

Quando os valores a ser mensurado é de tensão, a instituição têm equipamentos com essa finalidade, no entanto quando a grandeza a ser mensurado é corrente a instituição não têm ponteiros de osciloscópio para essa finalidade, assim dificultando analisar as formas de onda das correntes em cada componente do conversor.

Uma das soluções simples encontradas e que são utilizadas por muitos em aulas experimentais ou em projetos, é o resistor *shunt*. O resistor *shunt* é de valor baixo, e é inserido em série com o circuito, ou no ramo do qual precisa mensurar o valor de corrente. Dessa maneira, a corrente que flui no circuito ou ramo, ocasiona uma queda de tensão no resistor. Essa queda de tensão é mensurada, e pela relação da lei de Ohm o valor da corrente é calculada. Pode-se utilizar de instrumentação com amplificadores operacionais para para melhorar e tratar o sinal mensurado, no entanto para a aula prática impactará em maior tempo e conhecimentos de outras disciplinas para implementar uma instrumentação adequada para isso. Dessa maneira é mensurado a forma de onda de tensão no resistor com as ponteiros de tensão de um osciloscópio e como o resistor é linear a forma de onda da corrente será da mesma maneira com o valor de amplitude dada pela relação da lei de Ohm. No entanto, o resistor *shunt* tem suas limitações: efeito de carga; dissipação de potência; não isolado eletricamente; quando o valor do resistor menor será a queda de tensão, assim com menor resolução, mas se utilizar um resistor de maior valor ele interferirá mais no circuito.

Outra forma para mensurar valores de corrente é utilizar sensor de efeito hall. O efeito hall ocorre quando um condutor no qual flui uma corrente, é submetido à um campo magnético perpendicular ao condutor (THOMAZINI; ALBUQUERQUE, 2005). Devido a força de Lorentz, os elétrons são repelidos para um dos lados do condutor. Essa concentração de elétrons gera um campo elétrico transversal ao condutor e ao campo magnético, o qual gera uma diferença de potencial entre as duas bordas da placa. Essa diferença de potencial é denominado tensão Hall (V_H), Figura 22. Os sensores de efeito hall tipicamente utilizam semicondutores devido a alta mobilidade de elétrons, assim a tensão hall é maior facilitando a sua leitura e instrumentação (BALBINOT; BALBINOT, 2007).

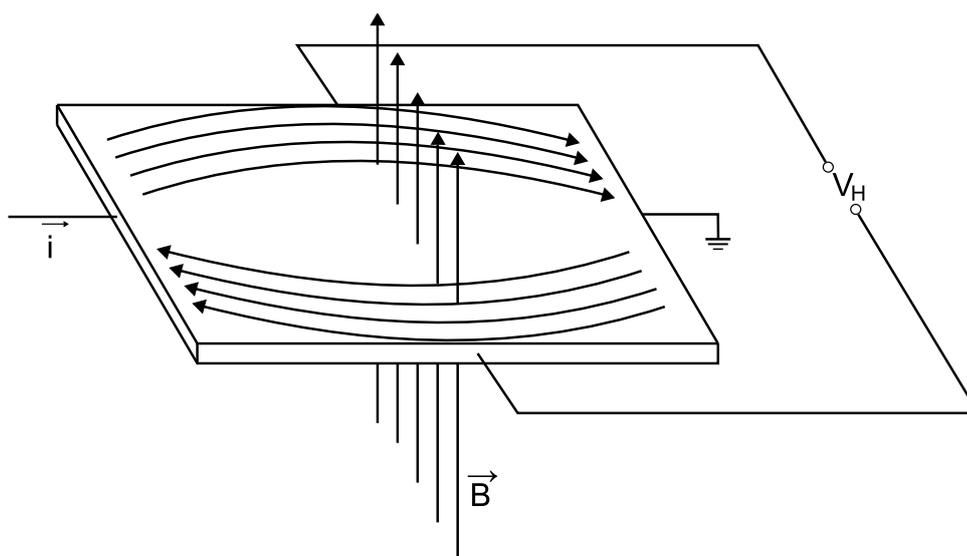


Figura 22 – Efeito Hall.

Fonte: [Thomazini e Albuquerque \(2005\)](#).

Um sensor hall fabricado é o ACS712. O diagrama com a pinagem é mostrado na [Figura 23](#).

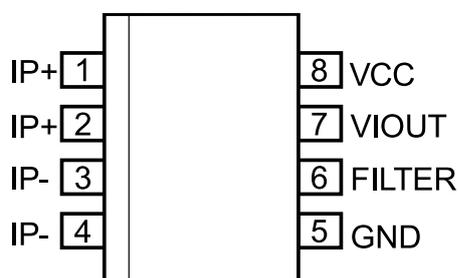


Figura 23 – Pinagem ACS712.

Fonte: [Allegro \(2012\)](#).

Os pinos de 1 a 4 estão conectados internamente com cobre com resistência típica de $1,2 \text{ m}\Omega$, [Figura 24](#). Quando aplicado uma corrente nesses pinos, cria-se um campo magnético o qual incide em um transdutor hall que induz uma tensão proporcional (pino 7). Os pino 8 e 5, são responsáveis pela polarização do semicondutor interno, no qual o campo magnético irá incidir perpendicularmente. O pino 6 é para conectar capacitor externo, o qual irá definir a largura de banda ([ALLEGRO, 2012](#)).

A [Figura 25](#) é o digrama de blocos do funcionamento do CI. Os blocos anteriores ao pino 6 e após o transdutor hall tem como objetivo ajustar parâmetros para diminuir ruídos. No nó do pino 6, no qual conecta um capacitor externo, tem um amplificador o qual é responsável pela eliminação da atenuação que ocorreria caso o filtro fosse conectado diretamente com o circuito de medição ou aquisição dos dados, devido a divisão resistiva que iria ocorrer entre o resistor do filtro (R_F) e a resistência do circuito ([ALLEGRO, 2012](#)).

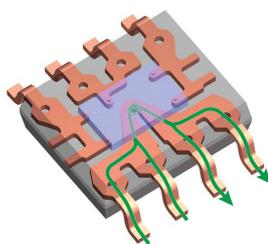


Figura 24 – Interface interna ACS712.
Fonte: Cummings, Doogue e Friedrich (2013).

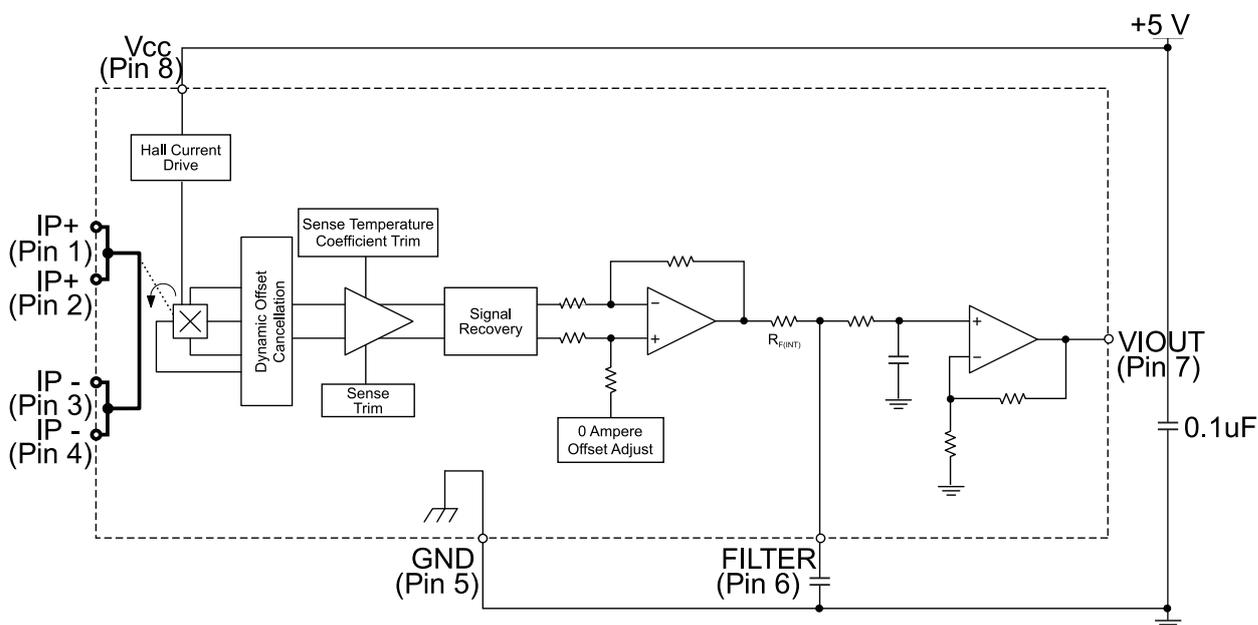


Figura 25 – Diagrama Interno ACS712.
Fonte: Allegro (2012).

A dinâmica da resposta do filtro $R_F C_F$ é mostrado na Figura 27, sendo que R_F é um parâmetro fixo interno do CI e o capacitor é um componente externo o qual pode ser mudado. No entanto o valor de capacitor influencia no valor de t_r , o qual é o intervalo de tempo de subida entre: quando o dispositivo atinge 10% do valor total de fundo de escala e quando o mesmo atinge 90% da escala, Figura 28. E t_r influencia na largura de banda do CI, calculada por:

$$f(-3dB) = \frac{0,35}{t_r}. \tag{2.29}$$

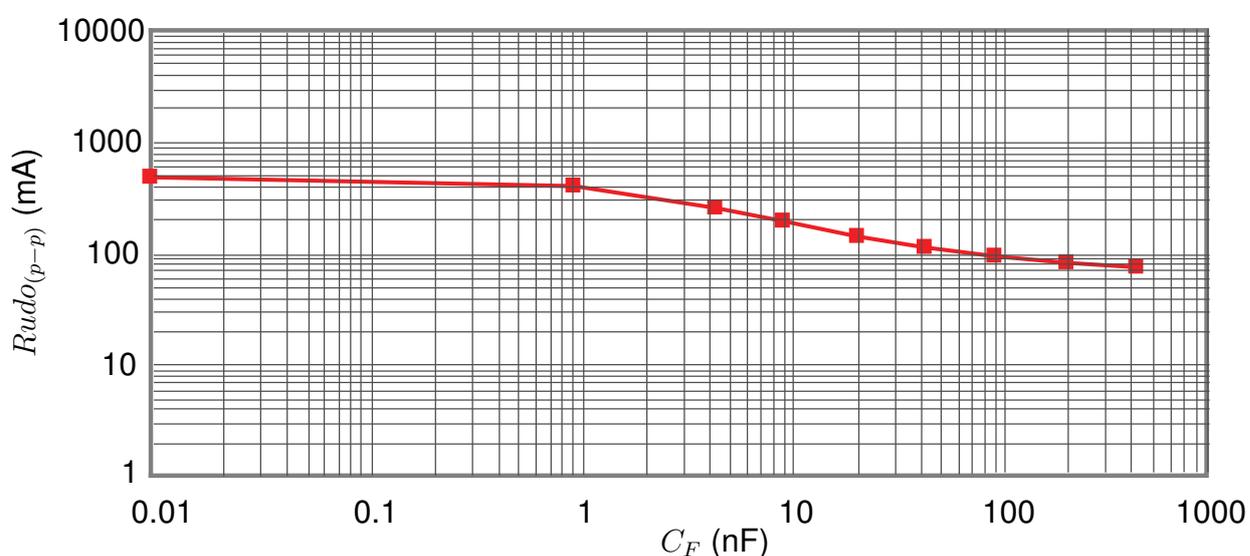
O valor do t_r conforme o valor do capacitor podem ser identificado na Figura 27 ou pela tabela 1, que é um compilado de alguns valores do gráfico.

O valor do capacitor também influencia o valor de ruído na saída do sensor. A Figura 26 mostra a relação do valor do capacitor com o valor de pico a pico do ruído.

Para correntes até ± 30 A, o CI utilizado possui o encapsulamento SOIC8, no

Tabela 1 – Tempo de subida de acordo com o valor do capacitor de filtro.

Capacitor de filtro (C_F)	Tempo de subida (t_r)
Open	3,5 μ s
1 nF	5,8 μ s
4,7 nF	17,5 μ s
22 nF	73,5 μ s
47 nF	88,2 μ s
100 nF	291,3 μ s
220 nF	623 μ s
470 nF	1120 μ s

**Figura 26 – Ruído versus capacitor filtro.**

Fonte: [Allegro \(2012\)](#).

qual não precisa de um concentrador de fluxo, dessa maneira o tamanho pode ser reduzido ([CUMMINGS; DOOGUE; FRIEDRICH, 2013](#)). Os CI's disponibilizados nessa faixa de corrente são: ACS712ELCTR-05B-T; ACS712ELCTR-20A-T; ACS712ELCTR-30A-T. O que difere eles é o valor da corrente no condutor de cobre e a sensibilidade típica de cada um, como mostrado na tabela 2 ([ALLEGRO, 2012](#)).

Tabela 2 – Especificação ACS712.

Modelo	Fundo de escala I_p (A)	Sensibilidade (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	± 5	185
ACS712ELCTR-20A-T	± 20	100
ACS712ELCTR-30A-T	± 30	66

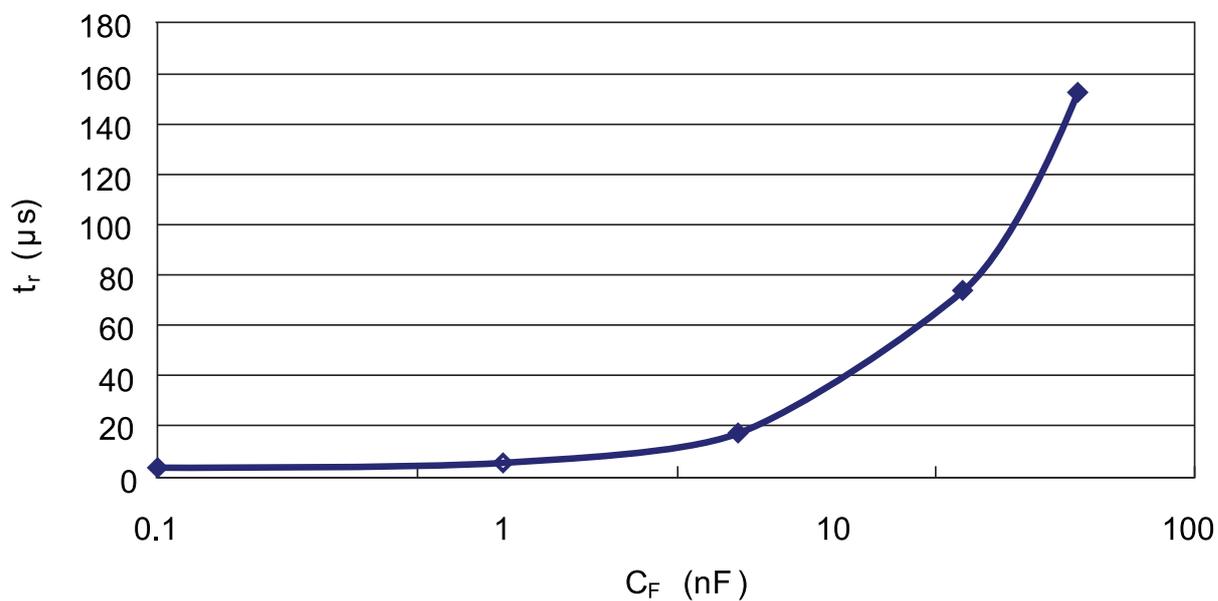


Figura 27 – Tempo de subida versus Capacitância do filtro.

Fonte: Allegro (2012).

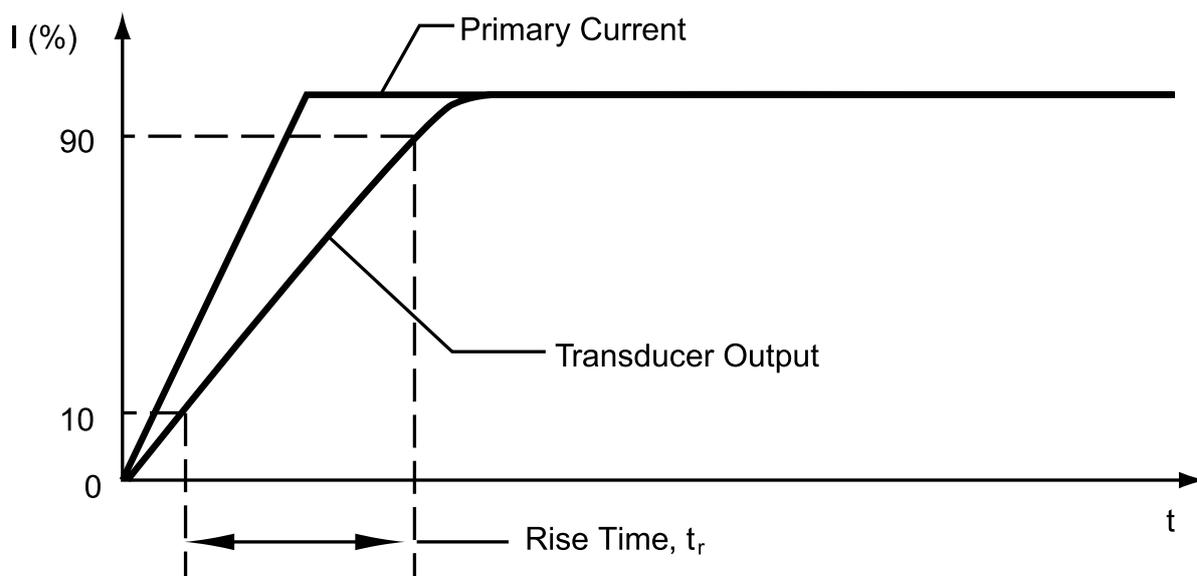


Figura 28 – Tempo de subida.

Fonte: Allegro (2012).

3 METODOLOGIA

3.1 CIRCUITO DE ACIONAMENTO MOSFET - IRF640

O circuito para geração de PWM, utilizando o CI SG3524, mostrado na [Figura 21](#), foi projetado de maneira com que o usuário possa mudar os valores de frequência e o ciclo de trabalho.

Para mudar o ciclo de trabalho do PWM, foi escolhido um potenciômetro de ajuste fino no valor de $10\text{ k}\Omega$. Para ajuste de frequência do PWM, foi inserido um resistor de $2\text{ k}\Omega$ em série com um potenciômetro de ajuste fino de $100\text{ k}\Omega$. O resistor de $2\text{ k}\Omega$ é próximo do valor mínimo do resistor a ser utilizado, como informado no *datasheet* do componente. O valor do capacitor fica para ser escolhido através da curva da [Figura 18](#). O resistor R_C escolhido é $2\text{ k}\Omega$, de acordo o circuito utilizado para teste do CI, informado no *datasheet*.

Para dimensionar os componentes do circuito da [Figura 13](#), coleta-se alguns dados do *datasheet* do MOSFET, sendo eles apresentado na tabela 3.

Tabela 3 – Dados para dimensionamento do circuito de acionamento do IRF640.

Parâmetro	Valor	Unidade
Capacitância de entrada (C_{iss})	1300	pF
Capacitância de saída (C_{oss})	430	pF
Tempo de subida (t_r)	51	ns
Tempo de descida (t_f)	45	ns

Para o cálculo de R_G , rearranja a equação (2.23) e utiliza-se o valor de tempo da carga da capacitância do MOSFET, pois na descarga da capacitância o resistor será curto-circuitado devido ao diodo conduzir. Assim:

$$R_G = \frac{t_r}{2,2C_{iss}} = \frac{51n}{2,2 * 1300p} = 17,83\Omega. \quad (3.1)$$

O diodo (D) em paralelo com R_G foi escolhido o 1N4148. A sua função é desativar R_G para descarregar a capacitância de entrada C_{iss} mais rápido, assim diminuindo o tempo de descida, quando ocorre a transição de nível alto para nível baixo.

O diodo zener (D_z) é escolhido com um valor próximo à tensão V_{GS} de ativação do MOSFET. Como o IRF640 geralmente é ativado utilizando $V_{GS} = 10\text{ V}$, nesse circuito vai ser utilizado um diodo zener de 12 V , sendo ele o 1N4742a. Como a corrente máxima do diodo zener em condição é 76 mA é preciso limitar a corrente que o *push-pull* fornece.

Há duas maneiras de limitar a corrente, limitando o valor de corrente fornecido por Q_1 ajustando o valor de R_1 ou utilizar o resistor R_2 para drenar a corrente que excede da corrente no zener. Também é possível e mais vantajoso conciliar as duas, respeitando a potência do resistor R_2 , o qual tem valor igual a $1\text{ k}\Omega$ e limitando a corrente do emissor de Q_1 . Para facilitar, utilizou-se o *software* LTspice, no qual é possível inserir os modelos mais próximos dos reais utilizados na prática para simulação. O *software* também fornece na simulação a potência em cada componente do circuito. Dessa maneira, os valores escolhidos foram: $R_1=10\text{ k}\Omega$ e $R_2=1,2\text{ k}\Omega$.

O circuito mostrado na [Figura 29](#) é o circuito de acionamento do MOSFET.

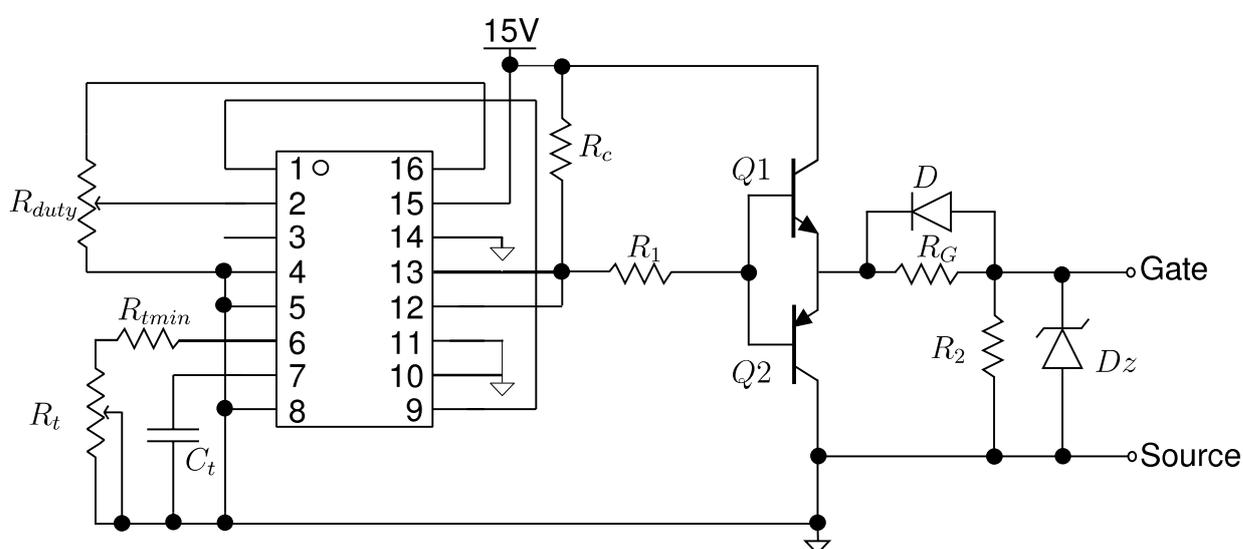


Figura 29 – Circuito de comando MOSFET.

Fonte: Autoria própria.

Os valores dos componentes para implementação são mostrados na tabela 4.

Tabela 4 – Componentes circuito de acionamento MOSFET.

Componente	Valor	Unidade
R_{duty}	10	$\text{k}\Omega$
R_{tmin}	2	$\text{k}\Omega$
R_t	100	$\text{k}\Omega$
C_t	1 - 100	nF
R_c	2	$\text{k}\Omega$
R_1	10	$\text{k}\Omega$
Q_1	BC547	
Q_2	BC557	
D	1N4148	
R_G	10	Ω
R_2	1,2	$\text{k}\Omega$
D_z	1N4742a	

3.2 INSTRUMENTAÇÃO SENSOR HALL - ACS712

O CI ACS, tem algumas limitações de banda de frequência, como mostrado na seção 2.6 o qual depende do valor do capacitor conectado no pino 6. É possível encontrar o valor da largura de banda pela equação (2.29) com o auxílio do gráfico da Figura 27.

Há disponível no mercado um circuito pré configurado para uso em plataforma ARDUINO, Figura 30. Nesse circuito, já está implementado o filtro capacitivo, o filtro de *bypass*, junto com um Led que indica se o circuito está ou não alimentado. O valor do capacitor é 1 nF, assim a largura de banda desse circuito é 60 kHz.



Figura 30 – Placa do ACS712 periférico arduíno.

Fonte: Internet.

Quando o circuito está alimentado e não há uma corrente circulando nos pinos 1 e 2, 3 e 4, o valor de na saída do sensor é igual a metade do valor da tensão de sua alimentação.

Como o incremento de tensão por corrente é pequena 2, para obter a forma de onda e amplificá-la para deixar na proporção 1 V para 1 A, faz-se necessário subtrair o nível CC. Dessa maneira foi implementado um circuito de instrumentação utilizando amplificadores operacionais. Para isso faz-se necessário um subtrator e um amplificador.

O circuito subtrator é mostrado na Figura 31 e a equação que o descreve é dado por:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1). \quad (3.2)$$

Como mostrado na equação (3.2), é possível multiplicar um ganho, sendo esse a relação de $\frac{R_2}{R_1}$. No entanto, como o circuito servirá para conectar qualquer um dos ACS712, têm-se que a relação para o ganho do amplificador mudará, dessa maneira teria que ter dois potenciômetros para o ajuste e teria que garantir um ajuste de alta precisão. Dessa maneira, optou-se por que o circuito subtrator de ganho unitário e amplificar a sua saída com um amplificador não inversor, Figura 32. O ganho do amplificador não inversor é dado por:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_i. \quad (3.3)$$

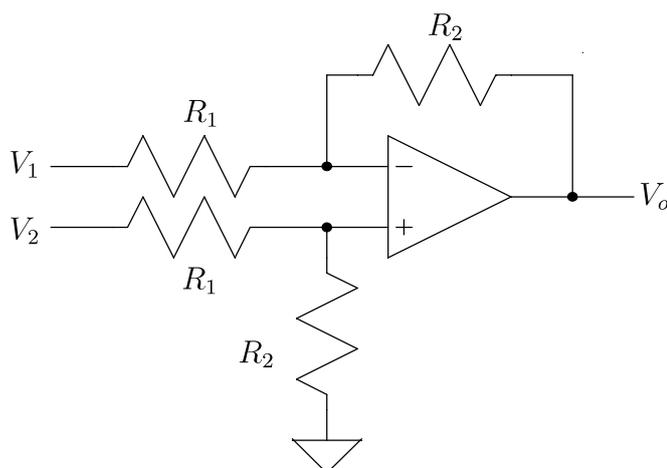


Figura 31 – Circuito subtrator.

Fonte: Autoria própria.

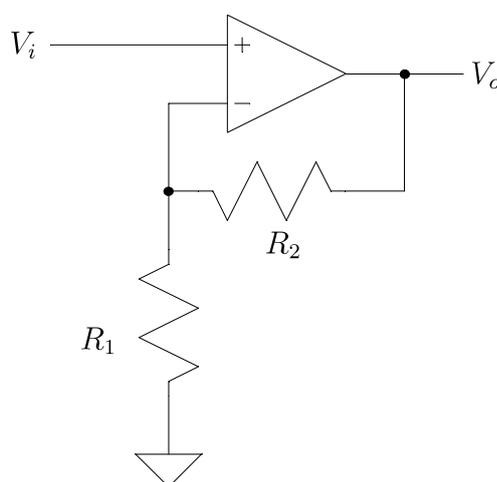


Figura 32 – Circuito amplificador não inversor.

Fonte: Autoria própria.

A alimentação do amplificador operacional será simétrica ± 15 V. A alimentação do amplificador operacional não será *single supply*, pois o circuito será utilizado para mensurar formas de corrente em componentes dos conversores estáticos, sendo que no capacitor em um determinado intervalo de tempo a corrente é negativa. Dessa maneira há necessidade que o amplificador tenha uma alimentação negativa.

A alimentação do sensor hall é 5 V e optou-se utilizar a fonte secundária das fontes simétricas, com valor de 5 V. Como o valor da tensão de *offset* na saída do sensor é a metade da tensão de alimentação, faz-se um divisor resistivo e o valor é a entrada do *buffer*, e a saída do *buffer* é a entrada do subtrator. Optou-se por utilizar um potenciômetro para permitir que quando o sensor estiver sem circulação de corrente, possa ajustar o valor de saída da instrumentação para zero. O circuito completo é mostrado na [Figura 33](#).

Os valores dos componentes da [Figura 33](#), são apresentados na tabela 5. Esses

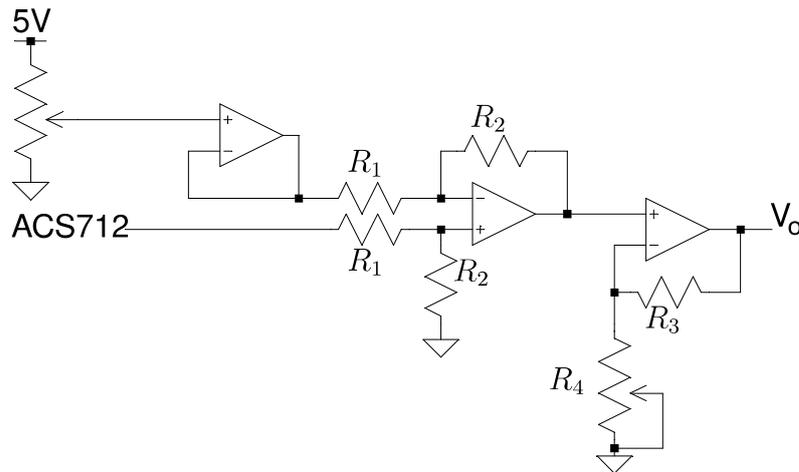


Figura 33 – Circuito completo instrumentação ACS712.

Fonte: Autoria própria.

valores foram encontrados considerando que: o subtrator possui ganho unitário e o amplificador não inversor possui o ganho calculado pela equação (3.4).

$$R_4 = \frac{R_3}{\frac{1}{Sens} - 1}, \quad (3.4)$$

sendo: *Sens* o valor da sensibilidade do sensor hall.

Tabela 5 – Valor dos componentes circuito de instrumentação ACS712

Componente	Valor	Unidade
R_1	11	$k\Omega$
R_2	11	$k\Omega$
R_3	4,7	$k\Omega$
R_4	10	$k\Omega$

3.3 DIMENSIONAMENTO E CONFECÇÃO DAS PLACAS

Na instituição é disponibilizada fontes de tensão para práticas com um valor limitado de tensão igual à 30 V e corrente igual a 3 A. Dessa maneira optou-se projetar as placas dos conversores com uma corrente de no máximo 5 A.

Como o conversor *buck-boost* tem como uma das funções elevar o valor de tensão, assim como o *boost*, optou-se utilizar um isolamento entre trilhas no valor de 150 V.

Dessa maneira as limitações para o projeto dos conversores são apresentado na tabela 6.

Como o objetivo desse trabalho é confeccionar módulos de fácil utilização, as placas dos conversores foram projetadas para facilitar a conexão do circuito de aquisição

Tabela 6 – Limitações das placas para dimensionamento dos componentes dos conversores.

Parâmetro	Valor	Unidade
Corrente de pico no indutor máxima (i_{Lmax})	5	A
Corrente média máxima (i_{rms})	$5 - \frac{\Delta i_L}{2}$	A
Isolamento das trilhas	150	V

de corrente, pois o mesmo deve ser ligado em série. Dessa maneira utilizou-se terminais que quando seus contatos estão curto-circuitado pode ser utilizado como um ponto para mensurar a tensão. Quando for mensurar a corrente em algum ponto do circuito, desconecta os terminais e conecta em série o sensor de corrente.

Optou-se também a confeccionar placas separadas para o MOSFET com a opção de dois circuitos *snubber*, como apresentado neste trabalho as duas opções: RCD e RLD.

O layout das placas, para a confecção e a vista frontal em anexos.

4 RESULTADO EXPERIMENTAIS

4.1 MÓDULOS IMPLEMENTADOS

4.1.1 MÓDULO ACIONAMENTO

A placa de circuito impresso implementado é mostrado na [Figura 34](#). O módulo implementado possibilita o ajuste da frequência de chaveamento e a razão cíclica (δ). Os componentes implementados são os apresentados na [tabela 4](#).

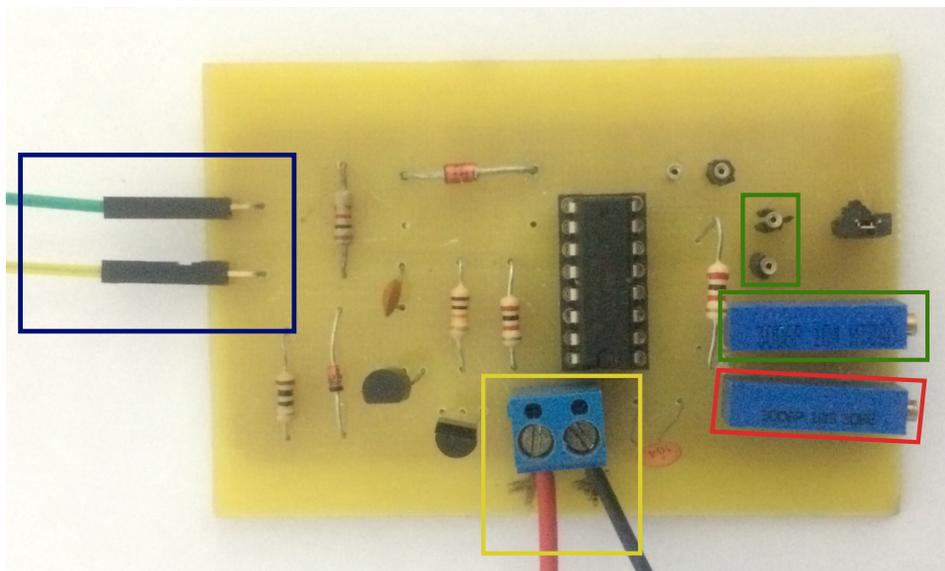


Figura 34 – Módulo para acionamento do MOSFET implementado.
Fonte: Autoria própria.

A alimentação do circuito é ligada no terminal em que está destacado em amarelo, sendo o fio vermelho a terminal positivo e o fio preto o terminal negativo (GND) da fonte de alimentação.

Para o ajuste da razão cíclica (δ) utiliza o *trimpot* destacado em vermelho. O *trimpot* destacado em verde é utilizado para o ajuste da frequência junto com o a conexão de um capacitor nos terminais também destacado em verde. A relação do valor do capacitor, resistência do *trimpot* e a frequência é apresentado pela equação (2.28) e a [Figura 18](#).

Os terminais de saída do módulo são destacados em azul. O fio amarelo deve ser conectado no terminal *gate* e o fio verde no terminal *source* do módulo do MOSFET.

4.1.2 MÓDULO MOSFET COM CIRCUITO *SNUBBER*

Como apresentado na [subseção 2.4.1](#), há duas topologias de circuito de amortecimento. Dessa maneira confeccionou-se dois módulos.

A Figura 35 é o módulo do MOSFET com o circuito *snubber* RCD. Esse módulo poderá ser utilizado sem a inserção dos componentes do circuito *snubber*, pois o circuito é ligado em paralelo com o MOSFET.

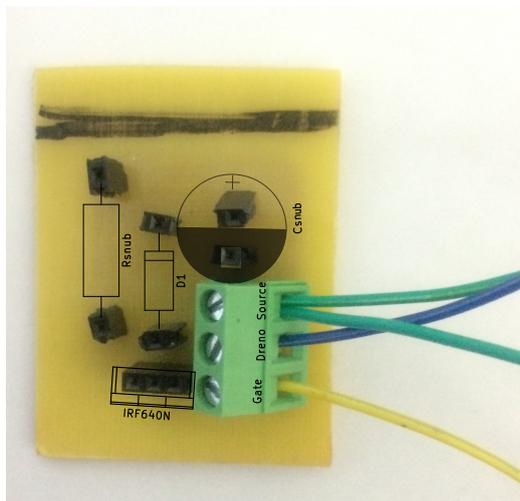


Figura 35 – Módulo MOSFET com circuito *snubber* RCD implementado.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 36 é o módulo para o MOSFET com o circuito *snubber* RLD. Esse módulo funcionará apenas se os componentes do circuito *snubber* estiverem inserido, devido o indutor estar em série com o MOSFET, ou se for curto circuitado os terminais onde seria conectado o indutor como mostrado na figura.

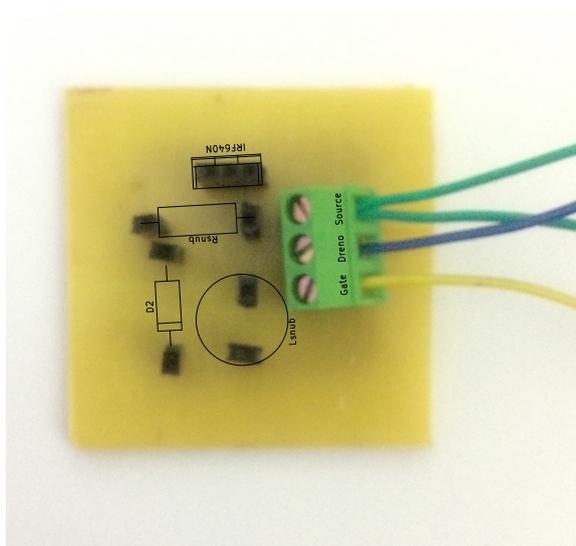


Figura 36 – Módulo MOSFET com circuito *snubber* RLD implementado.

Fonte: Autoria própria.

Ambos os módulos permitem que o usuário insira os componentes projetados do circuito *snubber* de acordo as especificações requeridas.

1. corrente no diodo;
2. corrente no indutor;
3. corrente no capacitor;
4. corrente na carga.

O terminal em que estão conectados os fios da cor azul e verde, são respectivamente os terminais *dreno* e *source* que são conectados no módulo do MOSFET.

O terminal em que está conectado o fio vermelho e o fio cinza, é a entrada do conversor, sendo respectivamente terminal positivo e negativo.

Foi confeccionado um manual para a implementação e manuseio dos módulos, [Apêndice A](#). Consultar no manual qual os terminais de acordo a polaridade dos componentes.

4.1.3.2 CONVERSOR *BOOST*

A [Figura 38](#) mostra o módulo do conversor *boost*. Estão destacados e identificado os terminais igual o da [Figura 37](#).

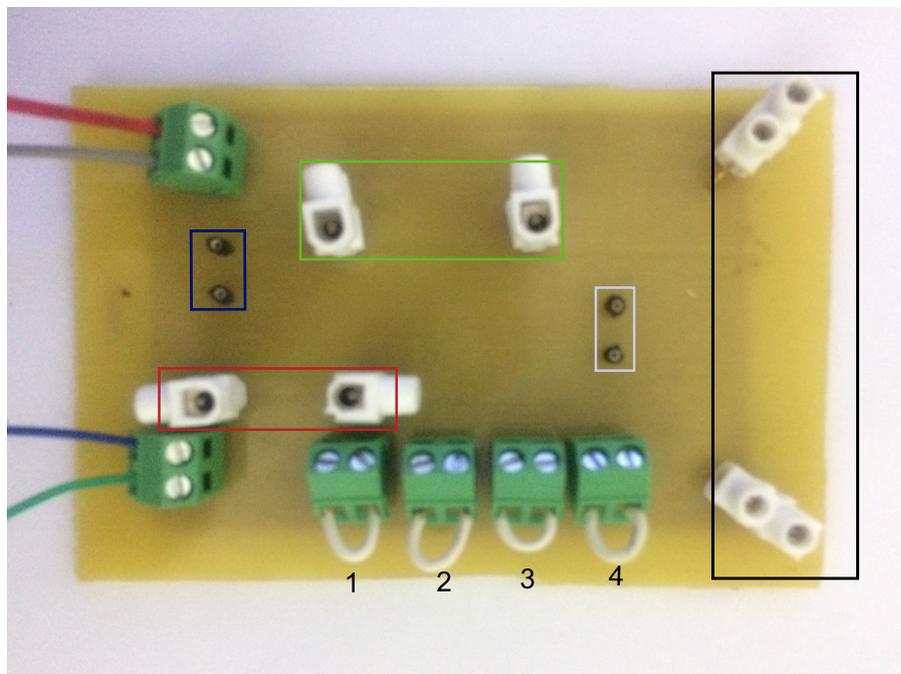


Figura 38 – Módulo conversor *boost* implementado.
Fonte: Autoria própria.

4.1.3.3 CONVERSOR *BUCK-BOOST*

A [Figura 39](#) é o módulo do conversor *buck-boost*. De mesma maneira os terminais estão destacados e classificados como o da [Figura 37](#).

em azul. O potenciômetro destacado em verde é para ajustar a saída em 0 V, quando não há passagem de corrente nos terminais do sensor (módulo desconectado).

O terminal destacado na cor roxa, é para conexão com a ponteira do osciloscópio, sendo o fio de cor roxa o sinal e o fio marrom a referência.

4.2 FUNCIONAMENTO DOS MÓDULOS

4.2.1 CIRCUITO DE ACIONAMENTO DO MOSFET

Foi implementado o circuito de acionamento da chave da Figura 29, para o controle em malha aberta da razão cíclica e a opção de variar a frequência de chaveamento.

A forma de onda da saída do circuito de acionamento sem a conexão do MOSFET é mostrada na Figura 41.

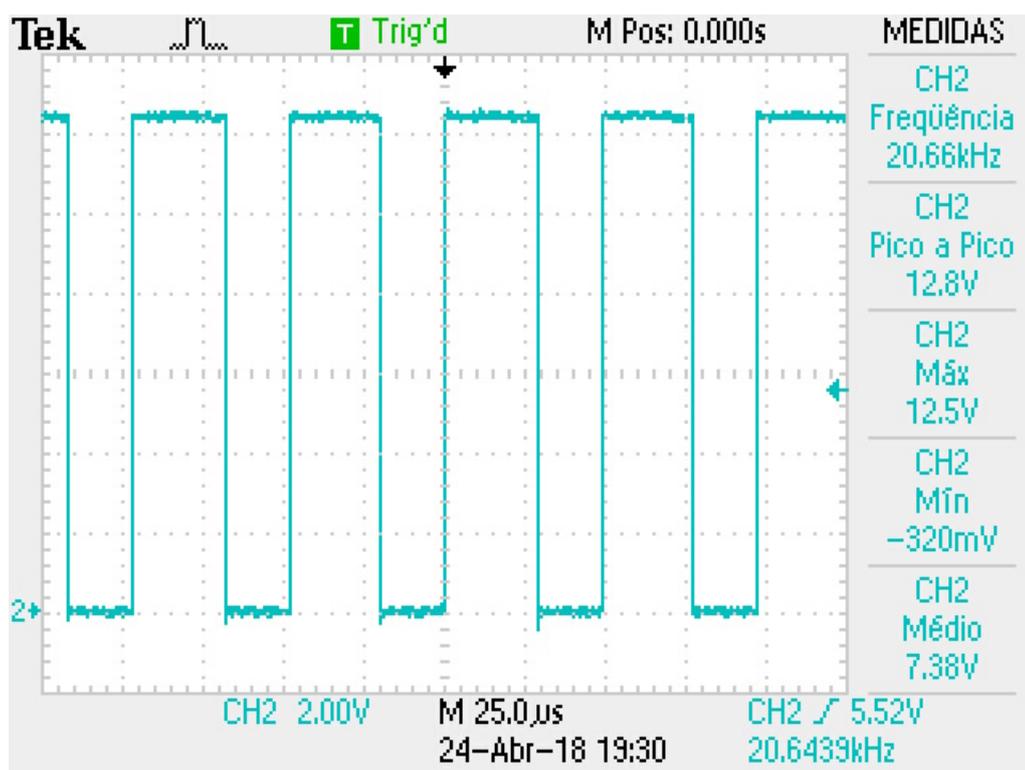


Figura 41 – Tensão de saída do circuito de acionamento do MOSFET (2 V/div), frequência de 20 kHz (25 µs/div) sem a conexão com os terminais do MOSFET.

Fonte: Autoria própria.

Quando faz-se a conexão da saída do circuito de acionamento com os terminais do MOSFET, devido as características de indutância e capacitância da chave, a forma de onda sofre algumas alterações, sendo elas: picos de tensão nos transitórios, diminuição do tempo de subida e descida; tensão entre *gate-source* quando a chave está desativada.

O resistor de *gate* (R_G) influencia nessas alterações. O seu valor calculado em (3.1) foi de $17,93 \Omega$, no entanto para os testes e implementação os valores disponíveis são resistores dos valores de 10Ω e 22Ω . Os valores de R_G testados foram 5Ω (paralelo de dois resistores de 10Ω), 10Ω e 22Ω .

A Figura 42 é a forma de onda entre *gate-source* quando o valor de R_G é igual a 5Ω (Ref A) e a forma de onda com R_G igual a 10Ω (CH1). Nota-se que não há diferença entre as formas de onda do chaveamento do MOSFET, quando o valor do resistor é 10Ω ou 5Ω .

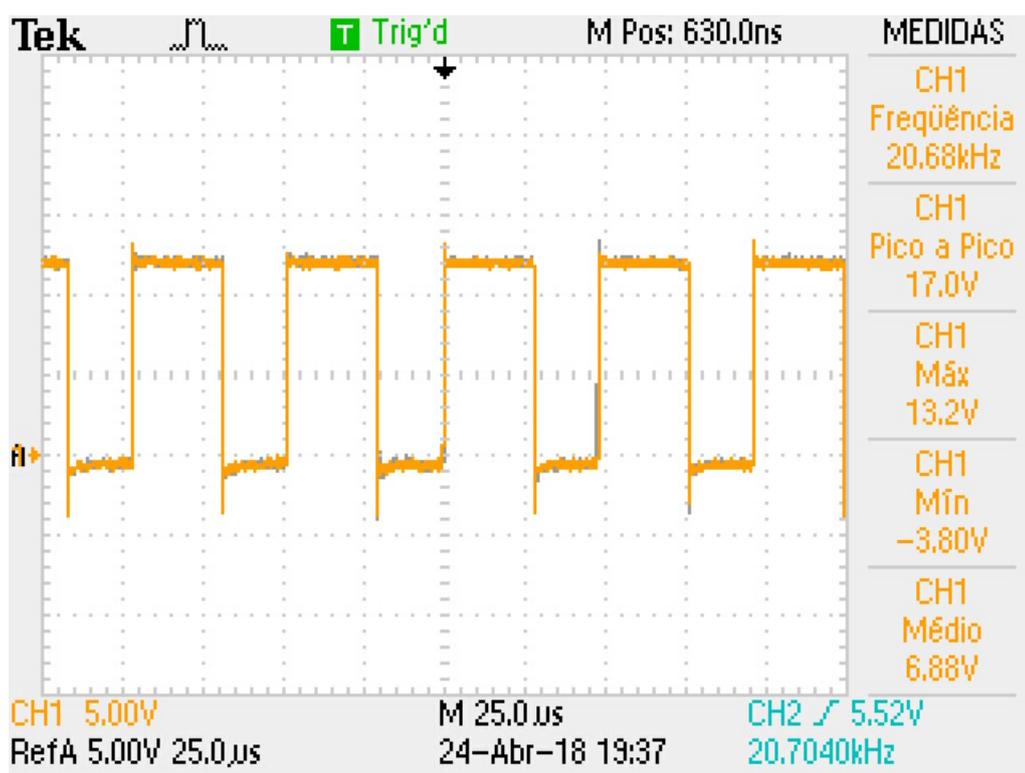


Figura 42 – Resultado acionamento MOSFET com variação do valor de R_G : Ref A (cinza) tensão *gate-source* (5 V/div) $R_G = 5 \Omega$; CH1 (laranja) $R_G = 10 \Omega$ (5 V/div). Frequência igual a 20 kHz (25 μ s/div).

Fonte: Autoria própria.

A Figura 43, mostra a comparação da forma de onda do chaveamento do MOSFET, quando o valor de R_G é igual a 22Ω com o valor de 10Ω . Observa-se que o valor de tensão entre *gate-source* quando a chave está desligada é maior quando $R_G = 22 \Omega$, pois a resistência equivalente será maior, aumentando assim o valor do tempo de descarga da capacitância de entrada do MOSFET. Se o tempo de descarga for maior que o período do chaveamento, a capacitância não será descarregada por completo, assim a tensão *gate-source* será diferente de 0 V.

O valor da tensão *gate-source* quando da chave está desativada deve ser o mais próximo de zero, caso contrário se ocorrer alguma perturbação que faça com que a

tensão ultrapasse o valor da tensão de limiar da chave (V_{th}) que é igual a 4 V, a chave será ativada em momentos no qual deviria estar desativada.

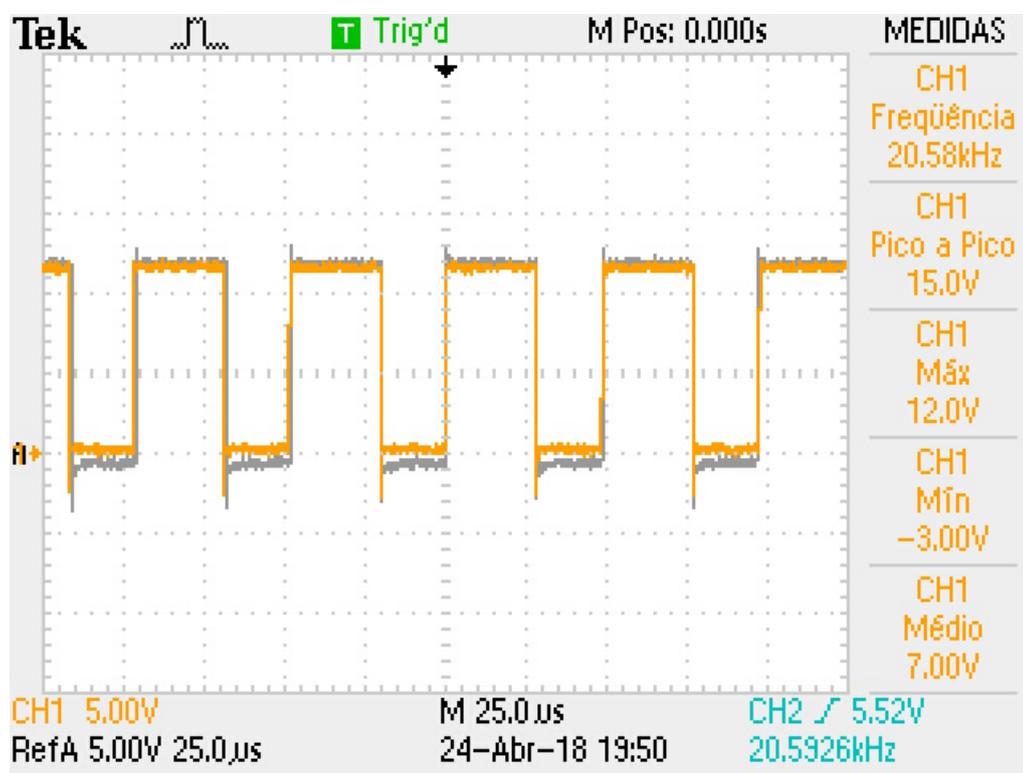


Figura 43 – Acionamento MOSFET com variação do valor de R_G : Ref A (cinza) tensão *gate-source* (5 V/div) $R_G = 10 \Omega$; CH1 (laranja) $R_G = 22 \Omega$ (5 V/div). Frequência igual a 20 kHz (25 $\mu\text{s}/\text{div}$).

Fonte: Autoria própria.

A Figura 44, mostra a comparação da variação da tensão no momento da transição da chave e o tempo de subida, quando $R_G = 10 \Omega$ (REF A) e $R_G = 22 \Omega$ (CH1). Quando o valor de R_G é menor, a taxa de variação da tensão é maior, ou seja o tempo de subida diminui, mas em contra-partida o valor de ultrapassagem da tensão V_{GS} no transitório é maior. Nesse caso, se a chave estiver sendo acionada com um valor de tensão V_{GS} próximo ao valor máximo do componente esse pico de transitório poderá danificar a chave.

Na Figura 44 é possível notar o instante em que a tensão aplicada nos terminais *gate-source* ultrapassa o valor de tensão limiar do MOSFET. Esse instante pode ser identificado na terceira divisão de tempo da figura, no qual a uma pequena variação no padrão de subida da curva. É possível identificar o valor dessa tensão limiar, sabendo que cada divisão equivale a 5V. Analisando a curva Ref A (cinza), nota-se que o valor da tensão está próxima dos 4 V, como informado no *datasheet* do IRF640.

A Figura 45, mostra a comparação entre os valores de R_G do tempo de descida e sua dinâmica. Também é possível observar o tempo e a taxa de recuperação do diodo

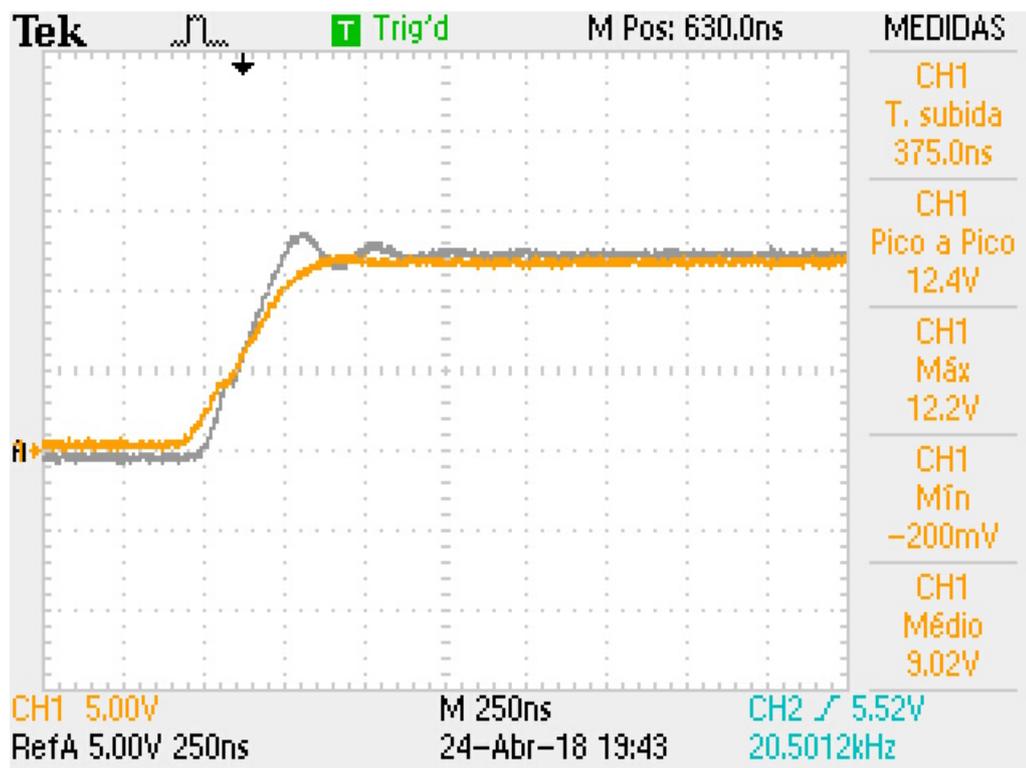


Figura 44 – Dinâmica na transiç&#oacute;o do MOSFET para nível alto de tens&#oacute;o (5 V/div): Ref A (cinza) com $R_G = 10 \Omega$; CH1 (laranja) com $R_G = 22 \Omega$. Frequência de chaveamento igual a 20 kHz (250 ns/div).

Fonte:Autoria pr&#oacute;pria.

retificador e o valor de tens&#oacute;o *gate-source*.

Quando a frequência do PWM aumentada, o valor de tens&#oacute;o entre *gate-source* quando a chave está desligada, aumenta. A Figura 46 e a Figura 47, mostram o valor da tens&#oacute;o máxima sendo 880 mV e 1,60 V, para $R_G = 22 \Omega$.

No circuito foi implementado um resistor de *pull-down*, que tem como funç&#oacute;o evitar com que perturbaç&#oacute;es façam com que a chave oscile e comute de maneira err&#oacute;nea. No entanto, o resistor R_G com seu valor adequado tem mais impacto para que a tens&#oacute;o seja a menor possível.

Para os picos de tens&#oacute;o no transit&#oacute;rio, ocasionado pela taxa de variaç&#oacute;o de tens&#oacute;o elevada, utilizado um diodo zener, que diminui a dinâmica da oscilaç&#oacute;o e grampea o valor de tens&#oacute;o entre *gate-source*.

O valor da frequência ensaiada foi no máximo de 60kHz, pois neste trabalho o foco para utilizaç&#oacute;o do sensor hall e ele tem a limitaç&#oacute;o de largura de banda igual a 60 kHz. No entanto possível com esse circuito, realizar um chaveamento com frequências maiores.

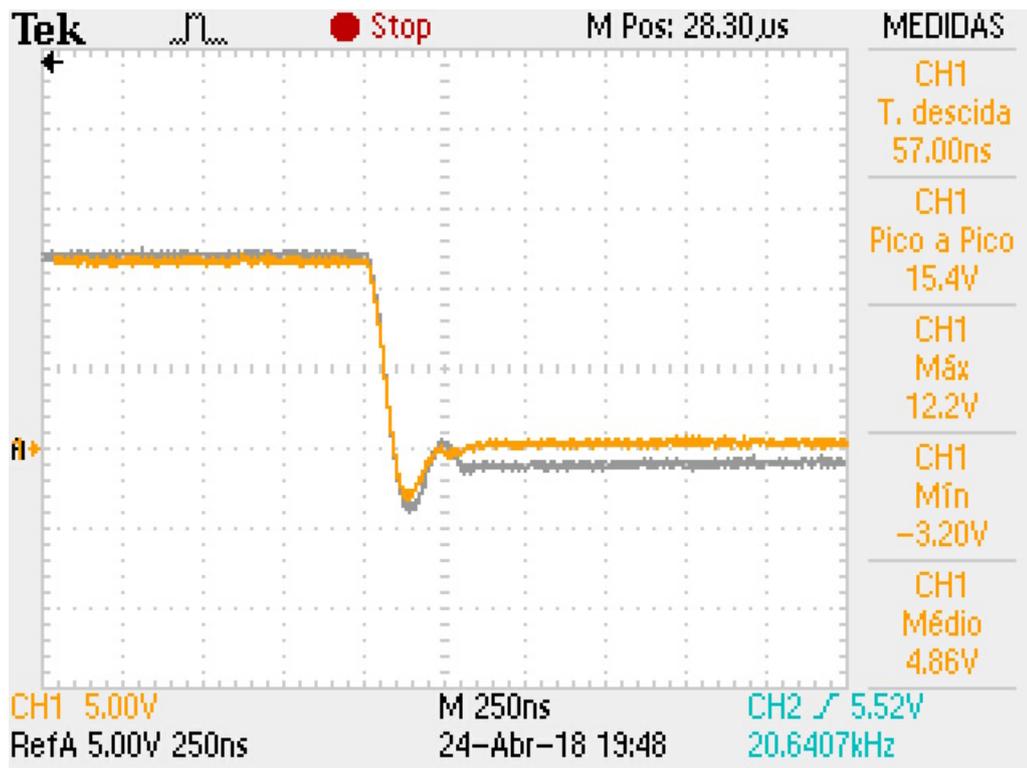


Figura 45 – Dinâmica na transição do MOSFET para nível baixo de tensão (5 V/div): Ref A (cinza) com $R_G = 10 \Omega$; CH1 (laranja) com $R_G = 22 \Omega$. Frequência de chaveamento igual a 20 kHz (250 ns/div).

Fonte:Autoria própria.

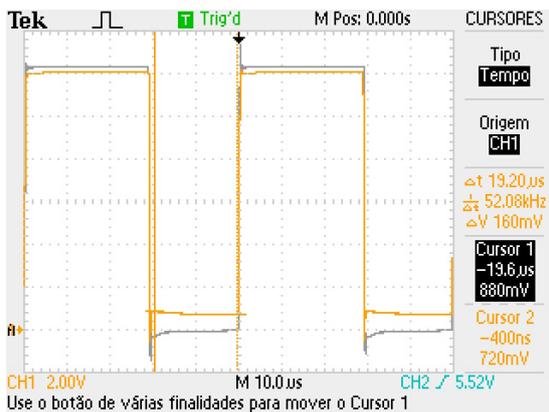


Figura 46 – Tensão entre *gate-source* com frequência de chaveamento 20 kHz com: $R_G = 10 \Omega$ (Ref A - cinza) e $R_G = 22 \Omega$ (CH1 - laranja).

Fonte: Autoria própria.

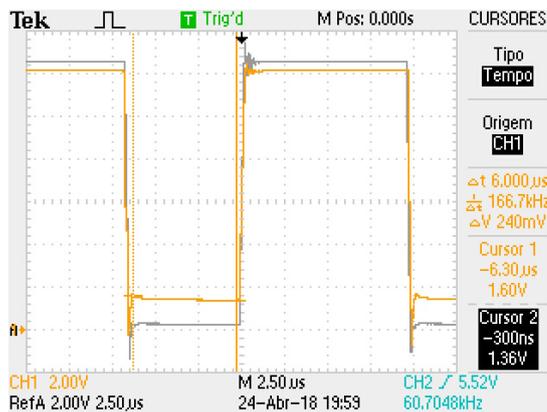


Figura 47 – Tensão entre *gate-source* com frequência de chaveamento 60 kHz com: $R_G = 10 \Omega$ (Ref A - cinza) e $R_G = 22 \Omega$ (CH1 - laranja).

Fonte: Autoria própria.

4.2.2 CIRCUITO DE INSTRUMENTAÇÃO ACS712

O circuito da [Figura 33](#) foi implementado, e para o teste de bancada foi utilizado o sensor ACS712-20A, com sensibilidade de 100 mV/A. Dessa maneira o valor a ser ajustado do potenciômetro R_4 é igual a 552 Ω .

Primeiramente foi feito a análise no conversor *boost*, pois a referência do conversor, circuito de comando e medição é a mesma, facilitando a comparação entre os valores.

4.2.2.1 FORMAS DE ONDA DE CORRENTE CONVERSOR BOOST

Os componentes utilizado no conversor *boost* foram:

Tabela 7 – Valor dos componentes circuito de instrumentação ACS712

Componente	Descrição	Valor	Unidade
C_{in}	Filtro de entrada	100	μF
C_{out}	Filtro de saída	100	μF
L	Indutor	5,242	mH
R	Carga	15	Ω

Para validação da instrumentação utilizou-se um resistor *shunt* de valor nominal igual a 1,2 Ω em série com a entrada do conversor, e em série como circuito de instrumentação. Dessa maneira a corrente que passará pelo resistor será a mesma que passará pelo sensor hall.

Com o osciloscópio foi mesurado a forma de onda de tensão no resistor. A forma de onda no resistor é mostrado na [Figura 48](#) e foi salvo na referência A (cor cinza) do osciloscópio. O valor de tensão no resistor *shunt* variou entre 2 V e 3,1 V, o valor médio ficou perto dos 2,5 V. O valor do resistor medido era de 1,38 Ω . Pela lei de Ohm, têm-se que a corrente média é de 1,82 A.

Sem mexer nos parâmetros do circuito, mudou-se a ponteira do osciloscópio para a saída circuito de instrumentação do sensor hall, assim foi mensurado a forma de onda CH1, mostrado na [Figura 48](#).

A forma de onda CH1 da [Figura 48](#) possui ruídos, ocasionado pelo chaveamento, e ruídos provenientes do próprio sensor hall. No entanto o valor médio da forma de onda, é de 1,79 A, valor bem próximo estimado pela tensão no resistor *shunt*.

Após a validação da instrumentação, foi escolhido um ponto de operação para mensurar as formas de onda em cada componente.

A [Figura 49](#), mostra o valor de tensão na entrada (CH2) e na saída (CH1) do conversor, chaveado com uma frequência de 11 kHz e razão cíclica próxima 0,55.

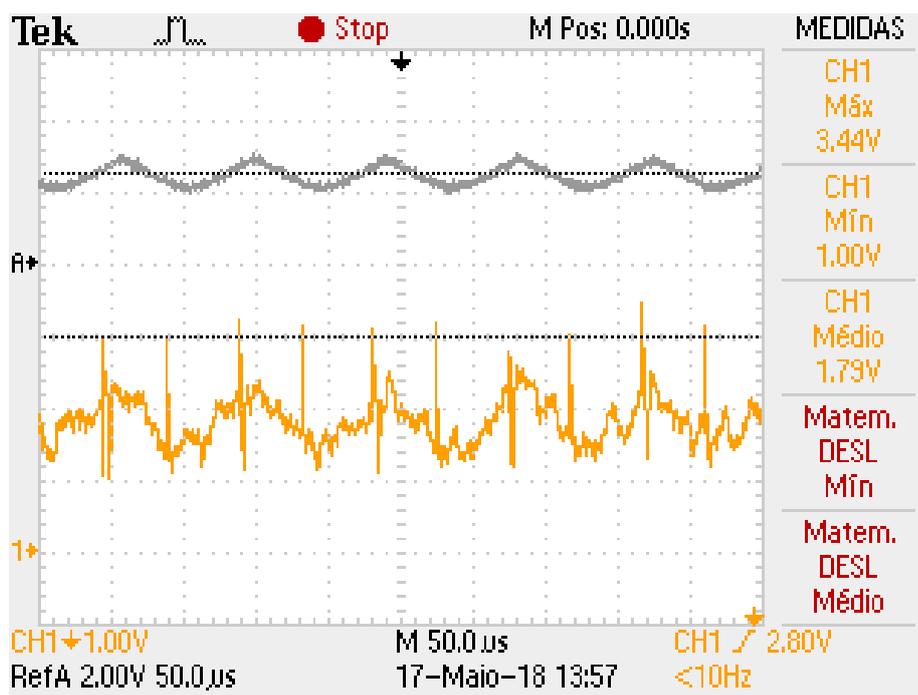


Figura 48 – Validação instrumentação ASC712, fundo de escala 1 V/A. Corrente resistor *shunt* (Ref A - cinza - escala vertical 2 A/divisão); Corrente sensor hall (CH1- laranja - escala vertical 1 A/divisão).

Fonte: Autoria própria.

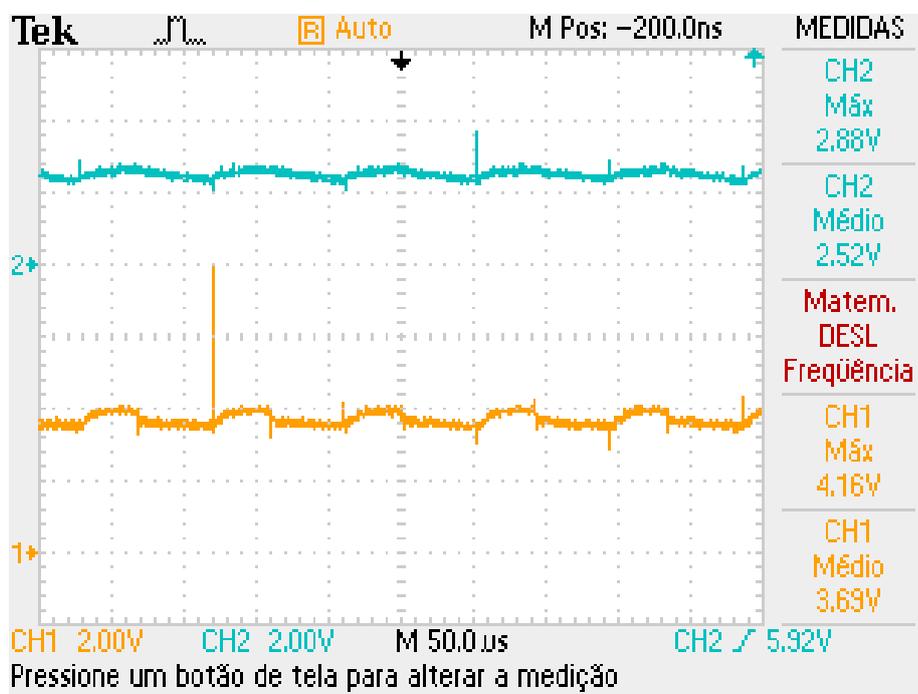


Figura 49 – Resultados conversor *boost* (2 V/div): Tensão de entrada (CH2 - azul); saída (CH1 - laranja).

Fonte: Autoria própria.

Utilizando a equação (2.11), com o valor de $\delta = 0,55$, a tensão de saída do conversor deveria ser 5,6 V. No entanto, o foco deste trabalho não é o projeto em si dos conversores visando melhor rendimento. Dessa maneira foi implementado o conversor com componentes e carga disponíveis.

A corrente no diodo do conversor *boost* é zero quando a chave está ligada e no período de tempo em que a chave está desligada é igual a corrente de descarga do indutor. Dessa maneira o valor da corrente média do diodo (I_{Drms}) pode ser calculado por:

$$I_{Drms} = I_{Lrms} * (1 - \delta), \quad (4.1)$$

sendo I_{Lrms} a corrente média do indutor.

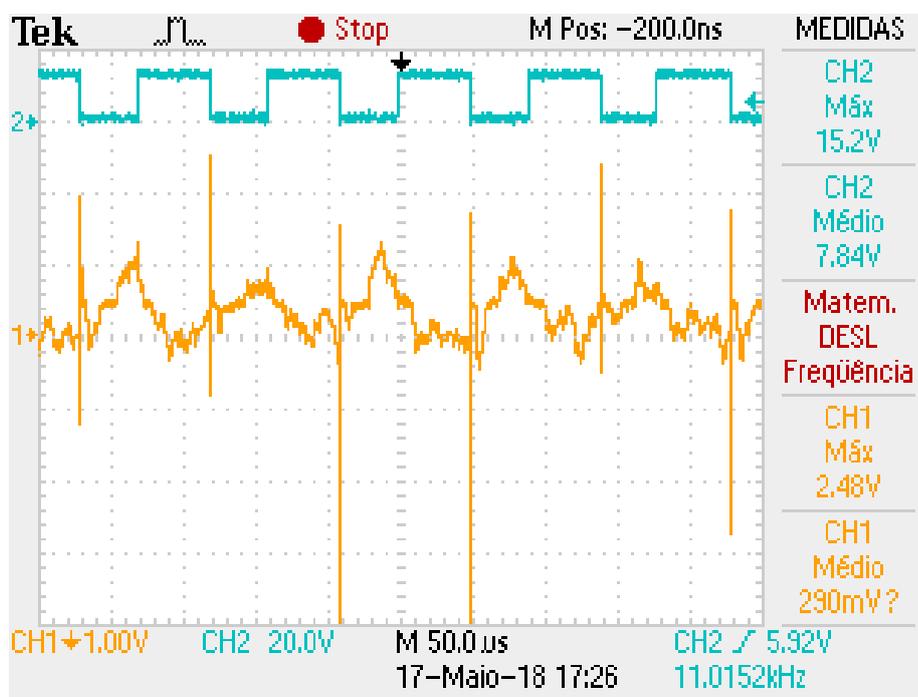


Figura 50 – Formas de onda: chaveamento (CH2 - azul - escala vertical 20 V/div); corrente diodo (CH1 - laranja - escala vertical 1 A/div) conversor *boost*.

Fonte: Autoria própria.

A Figura 50 é a forma de onda de corrente do diodo mensurada. Analisando por meio das divisões o valor médio está próximo aos 500 mA. O valor médio da corrente no diodo é igual 734 mA, quando calculado utilizando o valor de δ e o valor médio do indutor mostrado na Figura 51, que é igual a 1,63 A. Os valores médio estão próximo, levando em consideração as perdas e não idealidades dos componentes utilizados, no entanto não é possível identificar a forma de onda do diodo (Ref B - cinza) de acordo a teoria quando comparado com a onda do indutor (CH1-Laranja), Figura 51.

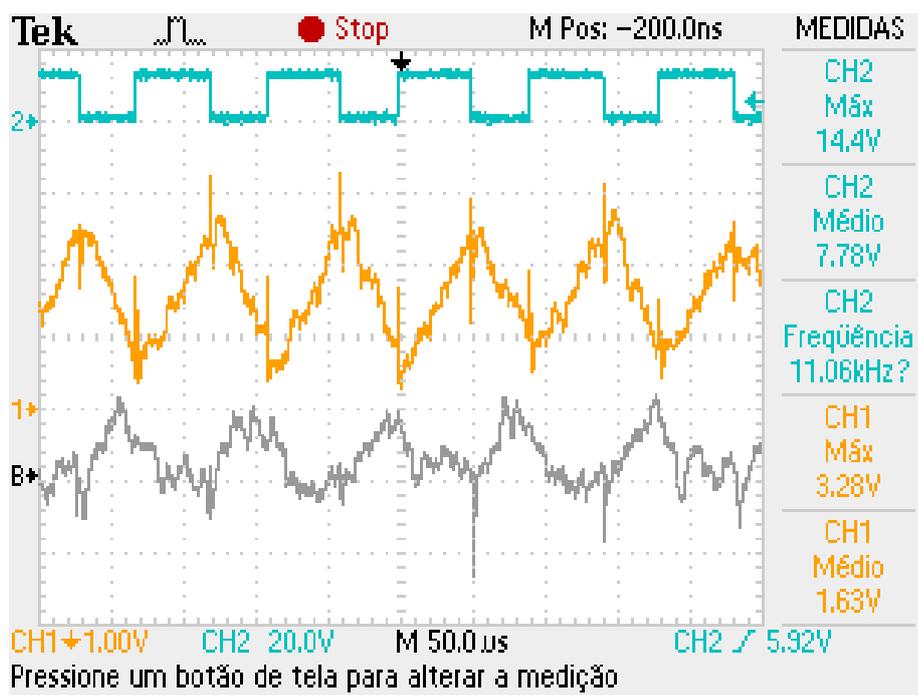


Figura 51 – Formas de onda do conversor *boost*: chaveamento com frequência de 11 kHz (CH2 - azul - escala vertical 20 V/div); corrente no indutor (CH1 - laranja - escala vertical 1 A/div); corrente diodo (Ref B - cinza - escala vertical 1 A/div).

Fonte: Autoria própria.

A [Figura 52](#) mostra a comparação da forma de onda do chaveamento (CH2), corrente no indutor (CH1) e corrente no diodo (Ref A), quando a carga é aumentada. É possível ver que, com um valor de corrente maior as formas de onda das correntes do indutor e diodo se aproximam melhor. Isso ocorre devido ao sensor hall, pois a sua sensibilidade é de 100 mV/A e possui um ruído de 400 mA de pico a pico quando utilizado o capacitor de 1 nF, [Figura 26 \(ALLEGRO, 2012\)](#). Em tensão esse ruído é de 40 mV. Como após tem um amplificador no com um ganho de 10, o valor de tensão do ruído mensurada no osciloscópio é de 400 mV de pico a pico. A [Figura 53](#) mostra o ruído do sensor hall amplificado. Assim para leituras de formas de onda de correntes com valores próximos aos 400 mA, não será possível a visualização da forma de onda no osciloscópio.

A [Figura 54](#), mostra a forma de corrente no capacitor. A característica da forma de corrente do capacitor no conversor *boost* é igual a forma de onda de corrente do diodo, no entanto a sua média é 0 A. Essa característica é possível ver na [Figura 54](#). Devido aos ruídos e as não linearidades dos componentes há uma pequena diferença nas formas de onda, no entanto está condizente com a característica teóricas.

A [Figura 55](#), é a corrente do resistor de 15 Ω . O valor médio da tensão de saída é de 3,69 V. Pela lei de Ohm, a corrente da carga deveria ser 246 mA.

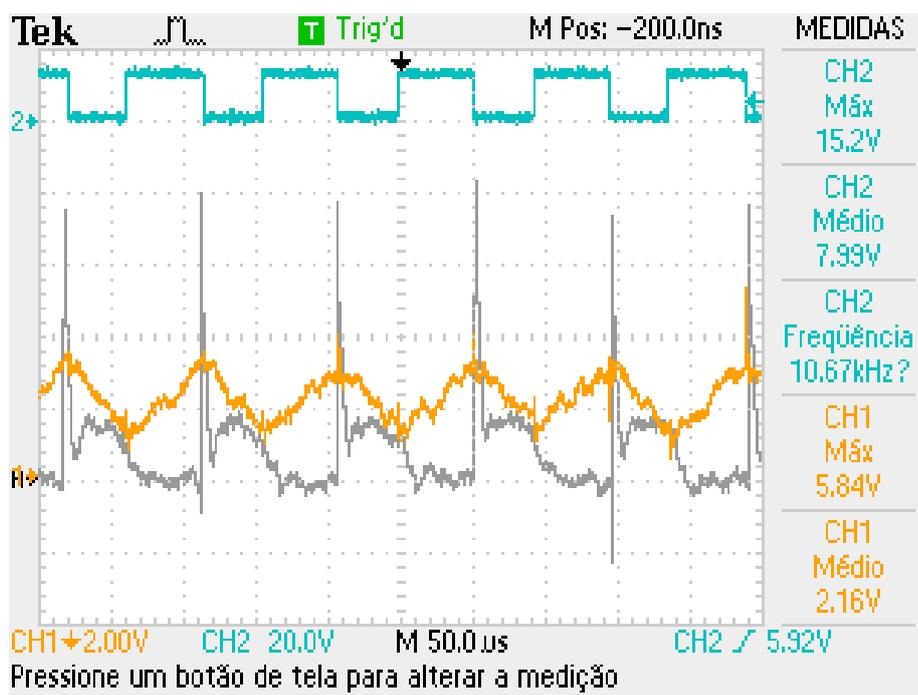


Figura 52 – Formas de onda do conversor *boost* com carga de 5 Ω : chaveamento (CH2 - azul - 20 V/div); corrente no indutor (CH1 - laranja - 2 A/div); corrente diodo (Ref A - cinza - 2 A/div).

Fonte: Autoria própria.

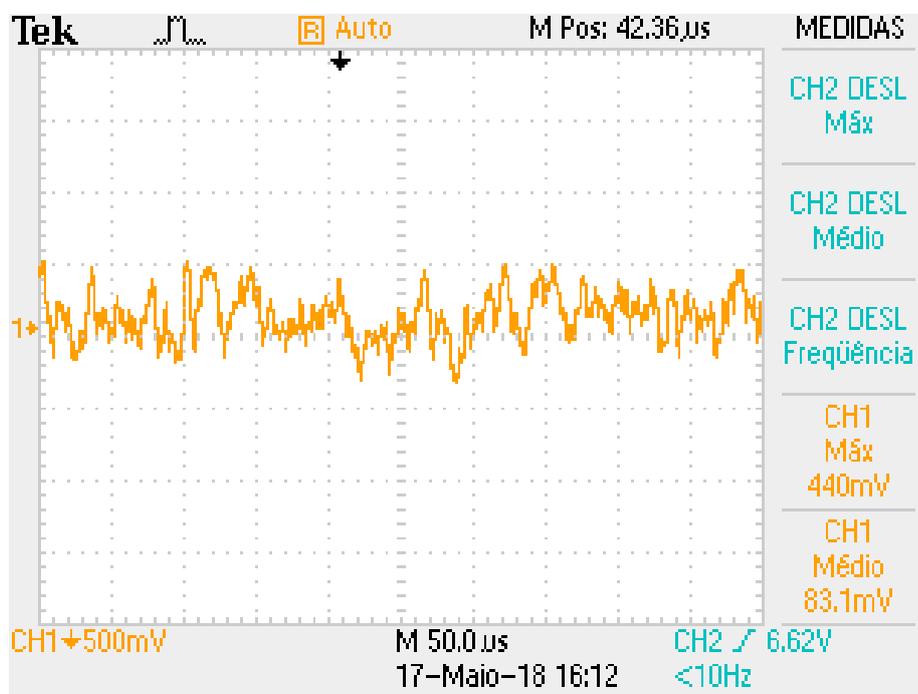


Figura 53 – Ruído do sensor hall devido o capacitor de filtro (500 mV/div).

Fonte: Autoria própria.

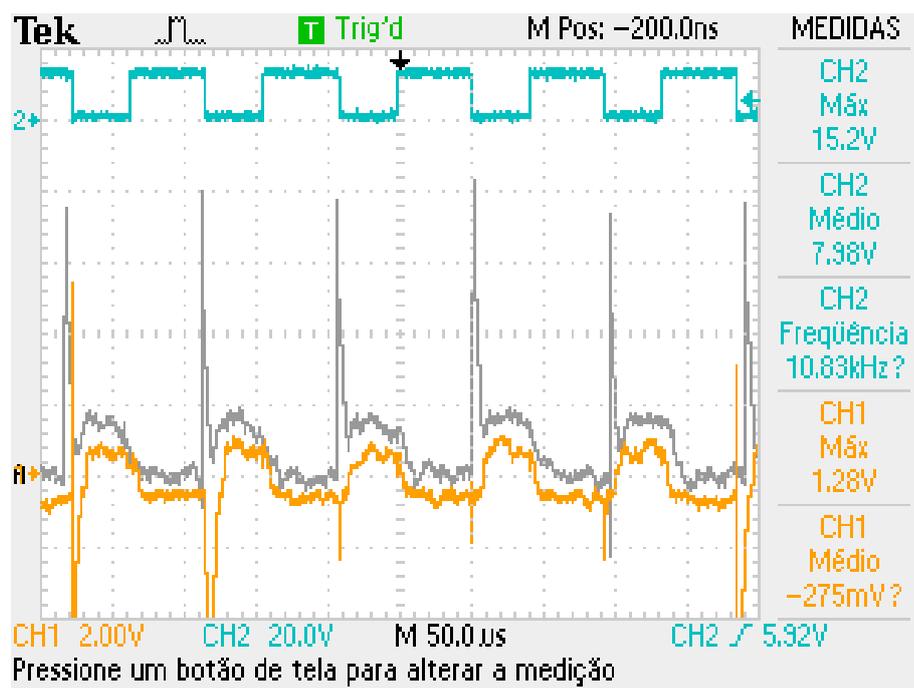


Figura 54 – Formas de onda conversor *boost* com carga de 5Ω : chaveamento (CH2 - azul - 20 V/div); corrente no capacitor (CH1 - laranja - 2 A/div); corrente diodo (Ref A - cinza - 2 A/div).

Fonte: Autoria própria.

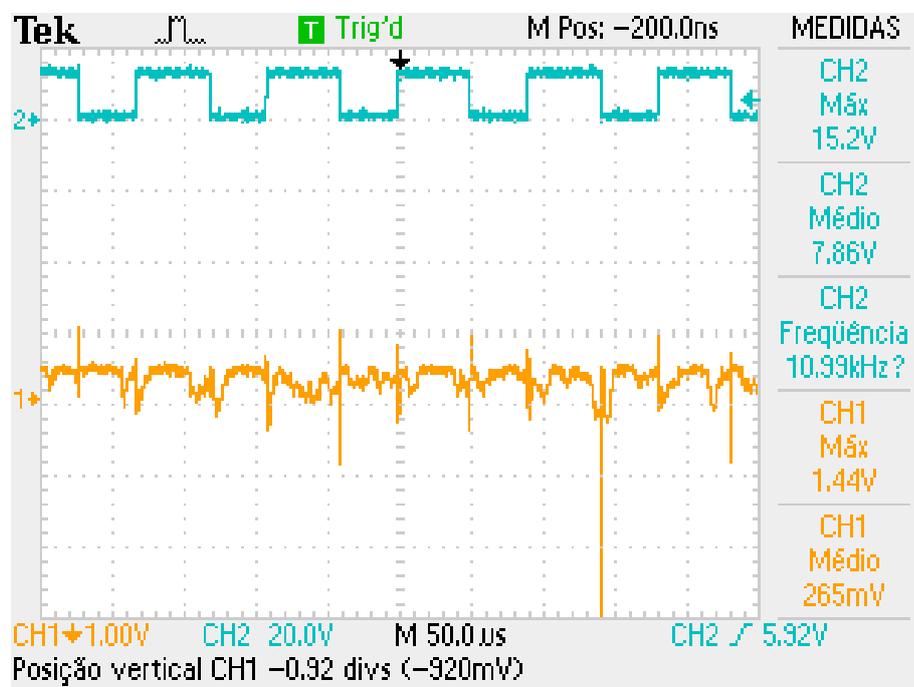


Figura 55 – Forma de onda conversor *boost*: Chaveamento (CH2 - azul - 20 V/div); Corrente resistor 15Ω (CH1 - laranja - 1 A/div).

Fonte: Autoria própria.

4.2.2.2 FORMAS DE ONDA CONVERSOR BUCK

Os componentes utilizados para teste da placa do conversor *buck* foram:

Tabela 8 – Valor dos componentes conversor *buck*

Componente	Descrição	Valor	Unidade
C_{in}	Filtro de entrada	100	μF
C_{out}	Filtro de saída	100	μF
L	Indutor	5,242	mH
Lâmpada 12V	Carga	25	W

A placa do conversor *buck*, assim como o do conversor *boost* foi confeccionada para ter os pontos de conexão do circuito do sensor, para mensurar a corrente. Porém optou-se por apresentar aqui apenas as formas de onda de tensão de entrada e saída, onda de chaveamento e a forma de onda da corrente no indutor. Optou-se apresentar essas formas de onda, pois com elas é possível ver o modo de operação do conversor e frequência de chaveamento.

A [Figura 56](#) mostra a forma de onda no indutor do conversor *buck*. Na onda de CH1 é possível identificar que o conversor está operando em modo contínua de corrente, pois a curva não intercepta o eixo zero.

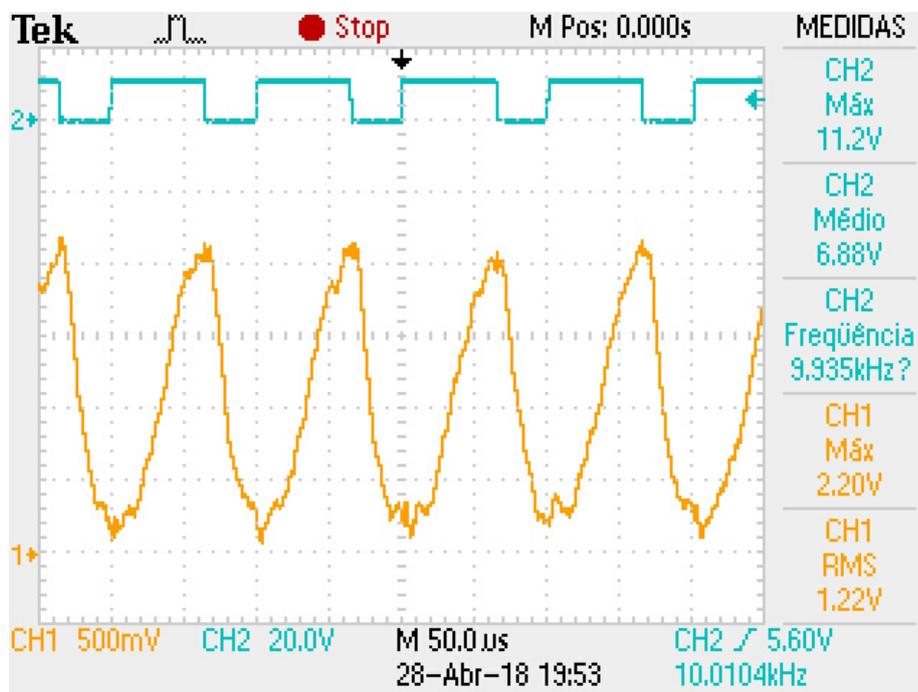


Figura 56 – Formas de onda conversor *buck*: chaveamento (CH2 - azul - 20 V/div); corrente no indutor (CH1 - laranja - 500 mA/div).

Fonte: Autoria própria.

A [Figura 57](#) mostra a tensão de entrada do conversor (CH2) e a tensão de saída

(CH1). É possível notar na [Figura 57](#) que a variação de tensão na saída do conversor é próxima a 2.8 V.

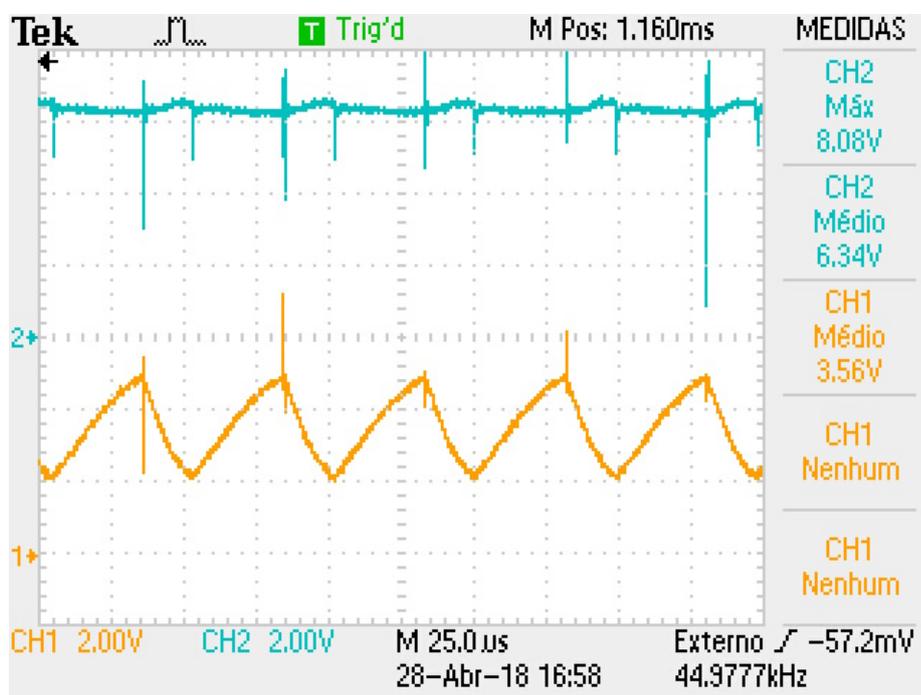


Figura 57 – Formas de onda de tensão do conversor *buck* (2 V/div): tensão de entrada (CH2 - azul); tensão de saída (CH1 - laranja).

Fonte: Autoria própria.

4.2.2.3 FORMAS DE ONDA DO CONVERSOR *BUCK-BOOST*

O conversor *buck-boost* tem como característica dos dois conversores apresentado anteriormente. Ele eleva ou diminui a tensão de entrada, dependendo do valor de δ .

Foi dividido em dois testes, uma carga para a elevação de tensão e uma carga para diminuição da tensão de saída. Os valores dos componentes são: 9

Tabela 9 – Valor dos componentes conversor *buck-boost*

Componente	Descrição	Valor	Unidade
C_{in}	Filtro de entrada	100	μF
C_{out}	Filtro de saída	100	μF
L	Indutor	5,242	mH
Lâmpada 12V	Carga (<i>buck</i>)	25	W
R	Carga (<i>Boost</i>)	15	Ω

Quando $\delta < 0,5$ o conversor se porta como um *buck*. Dessa maneira a [Figura 58](#) mostra as características do conversor, sendo sua saída negativa (CH1).

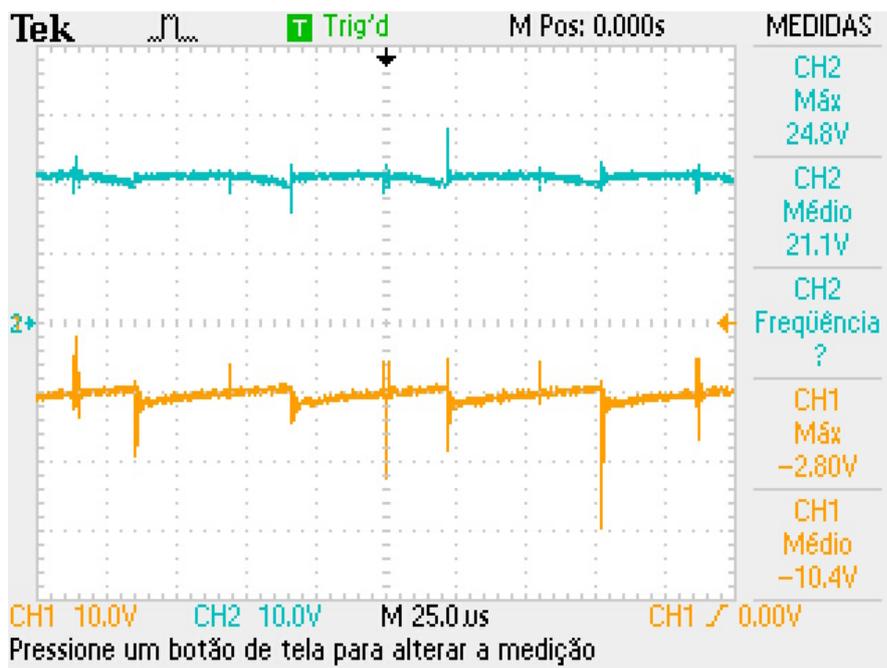


Figura 58 – Formas de onda conversor *buck-boost* $\delta < 0.5$: tensão de entrada (CH2 - azul - 10 V/div); tensão de saída (CH1 - laranja - 10 V/div).

Fonte: Autoria própria.

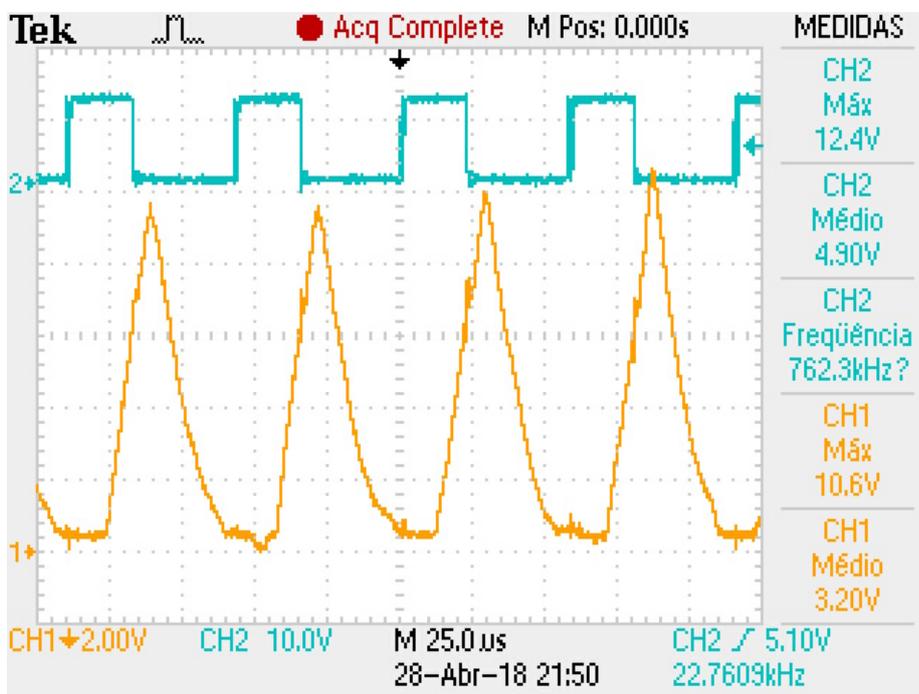


Figura 59 – Formas de onda conversor *buck-boost* $\delta < 0.5$: chaveamento (CH2 - azul - 20 V/div); corrente no indutor (CH1 - laranja - 2 A/div).

Fonte: Autoria própria.

A forma de corrente no indutor é mostrado na [Figura 59](#).

Quando $\delta > 0.5$ o conversor se comporta como um elevador de tensão, no entanto com a saída negativa, como mostrado na [Figura 60](#), sendo CH2 a tensão de entrada e CH1 tensão de saída.

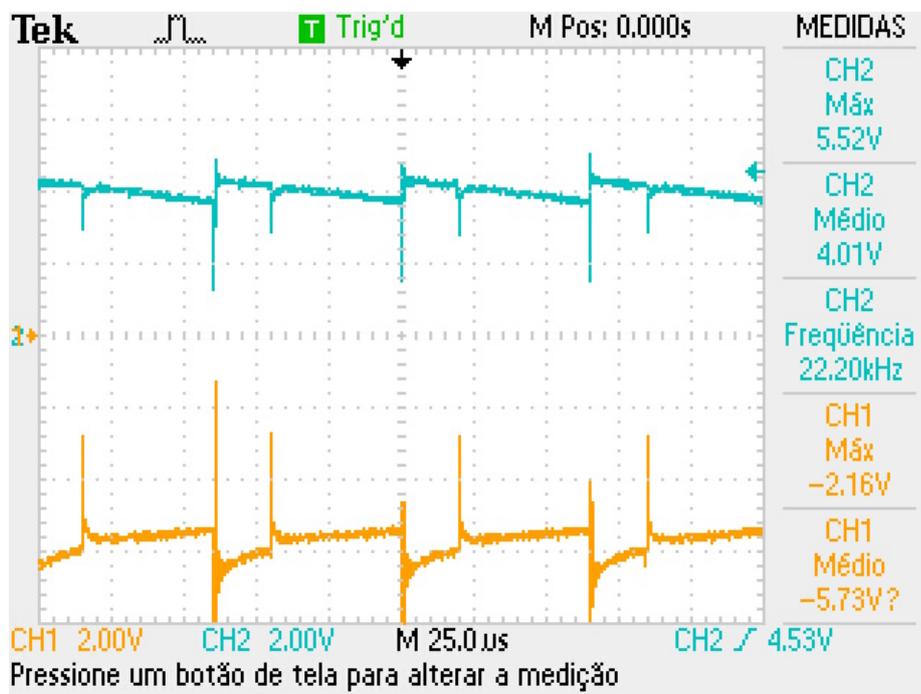


Figura 60 – Formas de onda de tensão conversor *buck-boost* $\delta > 0.5$ (2 V/div): entrada (CH2 - azul);saída (CH1 - laranja).

Fonte: Autoria própria.

Com as formas de onda de tensão de entrada e saída, corrente no indutor mostrada na [Figura 61](#) e o valor da carga, é possível estimar o valor do rendimento do conversor.

Com o valor da tensão de entrada e o valor médio da corrente da fonte, calcula-se a potência fornecida por ela. Sabe-se que a corrente média da fonte é o produto da corrente média do indutor com a razão cíclica, pois a fonte fornece potência quando a chave se encontra fechada.

Os valores de corrente média no indutor e o valor da razão cíclica são obtidos pela forma de onda do indutor. Como na [Figura 61](#) tem a onda de chaveamento calcula o valor de δ igual a 0,598. O valor da corrente média do indutor é de 1,74 A. Portanto a potência de entrada (P_{in}) do conversor é calculado pela equação (4.3).

$$P_{in} = V_{in} * I_{inrms} = V_{in} * I_{Lrms}, \quad (4.2)$$

$$P_{in} = 4,01 * 1,74 * 0,598 = 4,1725W.$$

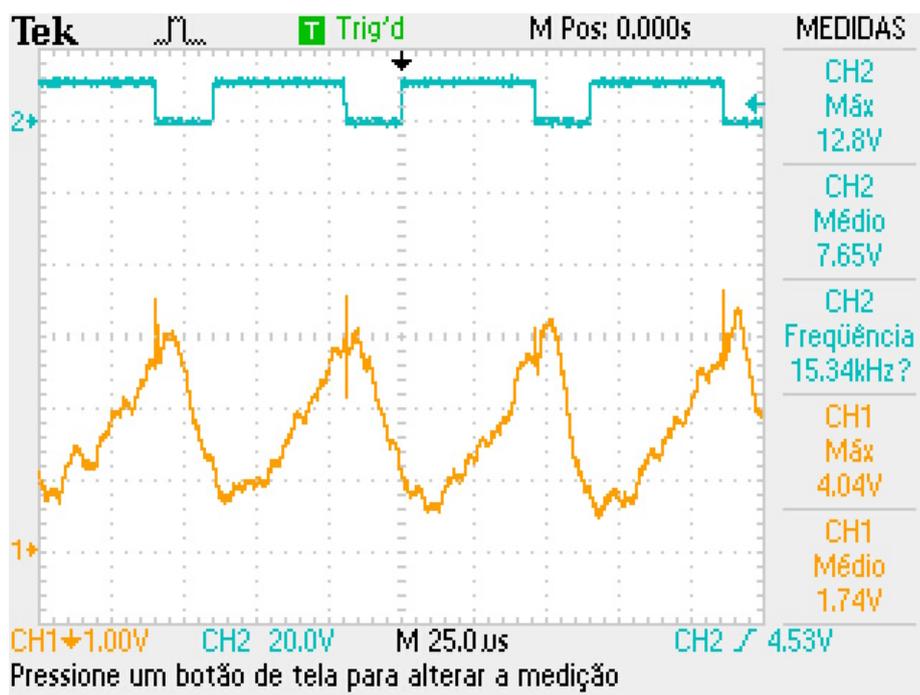


Figura 61 – Formas de onda conversor *buck-boost* $\delta > 0.5$: chaveamento (CH2 - azul - 20 V/div); corrente no indutor (CH1 - laranja - 1 A/div).

Fonte: Autoria própria.

Têm-se que a potência de saída do conversor é calculador por:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} = \frac{(-5,73)^2}{15} = 2,1889W. \quad (4.3)$$

Dessa maneira o valor do rendimento é:

$$n = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{2,1889}{4,1725} = 0,525.$$

Todos os conversores ensaiados não foram projetados buscando-se o melhor rendimento e com dimensionamento correto dos componentes. No entanto, com os testes realizados conclui-se que as placas de circuito impresso projetadas estão corretas, assim como o circuito do sensor hall.

Encontrou-se também um limite para o sensor hall, que limita leitura de uma determinada faixa de corrente, devido a configuração do periférico para o arduíno, o qual já vem com o capacitor de filtro e que geralmente é de 1 nF. O limite de corrente é dado pelo ruído em que há na saída do sensor o qual depende do valor do capacitor de filtro conectado no pino 6. A relação do ruído com o valor do capacitor foi apresentado na [Figura 26](#). No gráfico é possível ver que para cada valor de capacitor há um valor de ruído de corrente, o qual deve ser transformado de acordo a sensibilidade do sensor

para o valor em tensão e caso haja uma etapa de amplificação deve-se multiplicar o valor de tensão pelo ganho do amplificador. Assim encontrará o valor em que não será possível visualizar uma forma de onda.

Para contornar isso é possível trocar o valor do capacitor, mas o ônus disso é que diminui a frequência de banda do sensor, como mostrado e explicado no capítulo 2.

5 CONCLUSÃO

Os módulos implementados são: módulo para chaveamento; módulo MOSFET e circuito *snubber*; módulos para inserção dos componentes para cada topologia de conversor; e módulo para mensuração de corrente.

No módulo de chaveamento, os valores experimentais foram condizentes ao esperado com base na teoria. Foi possível visualizar a variação da forma de onda nos terminais do MOSFET quanto: à dinâmica na transição de estado da chave; valor de tensão entre *gate-source* quando a chave está aberta de acordo com o valor do resistor de *gate*; e a variação da frequência do chaveamento.

No módulo de cada conversor, devido o *layout* das placas serem pensadas para facilitar a conexão com os outros módulos e a conexão com instrumentos de medição, houve o aumento da indutância das trilhas, o qual interfere nos resultados de tensão, corrente e rendimento de cada conversor.

No módulo de mensuração de corrente encontrou-se limitação quanto a leitura quanto o valor da corrente devido ao ruído do próprio sensor hall devido ao valor de capacitor de filtro que é conectado ao pino 6 do sensor o qual é diretamente responsável também ao valor da frequência de corte do sensor. Assim o valor de capacitor interfere quando a largura de banda que o sensor irá mensurar. Como sugestão para trabalhos futuros, estudar e implementar a instrumentação para mensuração de corrente, com outros modelos de sensores de corrente e fazer a comparação.

Os resultados mensurados nos testes dos módulos foram satisfatórios para o objetivo deste trabalho, que é proporcionar ao aluno na prática ver as características dos conversores, quanto ao comportamento de corrente e de tensão em seus componentes.

Os resultados tiveram algumas diferenças do esperado pela teoria. Essas diferenças ocorrem devido a não idealidade dos componentes, *layout* das placas, interferências do ambiente em que se realiza a prática, limitações dos instrumentos e CI's utilizados. Proporcionar a visualização e interpretação disso ao aluno agrega a ele experiência, e na busca de entender e explicar essas diferenças ajuda na compreensão dos conceitos visto em aulas teóricas.

REFERÊNCIAS

AHMED, A. *Eletrônica de Potência*. São Paulo, Brasil: Pearson Prentice Hall, 2000. 479 p. Citado 3 vezes nas páginas 17, 20 e 24.

ALLEGRO, L. M. *ACS712: Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*. [S.l.], 2012. Disponível em: <<https://www.allegromicro.com/~media/files/datasheets/acs712-datasheet.ashx>>. Citado 5 vezes nas páginas 39, 40, 41, 42 e 62.

BALBINOT, A.; BALBINOT, V. J. B. *Instrumentação e Fundamentos de Medidas*, v.2. Rio de Janeiro, Brasil: LTC Editora S.A., 2007. 658 p. Citado na página 38.

BARBI, I. *Eletrônica de Potência: Projeto de fontes chaveadas*. Florianópolis, Brasil: Edição do autor, 2001. 332 p. Citado 5 vezes nas páginas 28, 29, 30, 31 e 33.

BARBI, I. *Eletrônica de Potência*. Florianópolis, Brasil: Edição do autor, 2006. 315 p. Citado na página 19.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. *Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC básicos não isolados*. Florianópolis, Brasil: Edição dos autores, 2006. 377 p. Citado 4 vezes nas páginas 21, 23, 25 e 26.

BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*. 6. ed. Rio de Janeiro, Brasil: Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1999. 649 p. Citado na página 28.

CUMMINGS, J.; DOOGUE, M. C.; FRIEDRICH, A. P. *AN295045: Recent Trends in Hall Effect Current Sensing*. [S.l.], 2013. Disponível em: <<https://www.allegromicro.com/~media/Files/Technical-Documents/AN295045-Recent-Trends-In-Hall-Effect-Current-Sensing.ashx?la=en&hash=7B07C02928153BB6D96523DB9B2843E213962C5D>>. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.

FAIRCHILD. *AN-558 Introduction to Power MOSFETS and their Applications*. [S.l.], 2016. Disponível em: <<https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-558.pdf>>. Citado na página 31.

HAQUE, E.; NAYNA, T. F. A.; AHMED, F. A pragmatic approach for quality enhancement in classroom teaching of engineering education in developing countries: A case study on power electronics. *IEEE Transactions on Education*, Dezembro 2016. Citado na página 17.

HART, D. W. *Eletrônica de Potência: Análise e Projeto de Circuitos*. Porto Alegre, Brasil: AMGH Editora Ltda, 2012. 478 p. Citado 10 vezes nas páginas 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27 e 30.

KASSAKIAN, J. G.; SCHLECHT, M. F.; VERGHESE, G. C. *Principles of Power Electronics*. USA: Addison-Wesley Publishing Company, 1991. 738 p. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.

- KREIN, P. T. *Elements of power electronics*. [S.l.]: Oxford University Press New York, 1998. v. 126. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 33.
- MALVINO, A. P. *Eletrônica: Volume 1*. 4. ed. São Paulo, Brasil: Makron Books, 1995. 747 p. Citado 3 vezes nas páginas 28, 29 e 30.
- MCSHANE, E. A.; TRIVEDI, M.; SHENAI, K. An improved approach to application-specific power electronics education—curriculum development. *IEEE Transactions on Education*, v. 44, n. 3, Agosto 2001. Citado na página 17.
- PHILIPS, S. *SMPS control circuit*. [S.l.], 1994. Disponível em: <<https://4donline.ihs.com/images/VipMasterIC/IC/PHGL/PHGLS04547/PHGLS04547-1.pdf?hkey=EF798316E3902B6ED9A73243A3159BB0>>. Citado 3 vezes nas páginas 34, 35 e 37.
- PINHO ALVES, J. *Atividades Experimentais do Método à Prática Construtivista*. Tese (Doutorado em Educação) — UFSC, Florianópolis - SC, 2000. Citado na página 17.
- RASHID, M. H. *Eletrônica de Potência: Circuitos, dispositivos e aplicações*. São Paulo, Brasil: Makron Books, 1999. 817 p. Citado na página 17.
- TEXAS, I. *SGx524 Regulating Pulse-Width Modulators*. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sg2524.pdf>>. Citado 5 vezes nas páginas 33, 34, 35, 36 e 37.
- THOMAZINI, D.; ALBUQUERQUE, P. U. B. d. *Sensores Industriais: Fundamentos e Aplicações*. 1. ed. São Paulo, Brasil: Editora Érica Ltda, 2005. 220 p. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.

Apêndices

APÊNDICE A – MANUAL DE IMPLEMENTAÇÃO E MANUTENÇÃO DOS MÓDULOS.

Este documento é um manual para a utilização dos módulos desenvolvido. São 4 módulos para analisar uma topologia de conversor, sendo elas: chaveamento do MOSFET; placa do MOSFET com circuito *snubber*; Conversor CC; Circuito de medição de corrente.

Para alimentar os módulos para análise de um conversor é necessário três fontes. Uma fonte simétrica para alimentar o circuito de medição e alimentação do sensor hall. Uma fonte para o circuito de chaveamento e uma fonte para a entrada do conversor.

É recomendado não utilizar a mesma fonte de alimentação para os circuitos de instrumentação e acionamento do MOSFET, pois ocorrerá interferências que influenciará na forma de onda de corrente mensurada.

A.1 CIRCUITO DE CHAVEAMENTO

O circuito da [Figura 62](#) é para o chaveamento do MOSFET em malha aberta. Nele é possível alterar o valor de frequência e a razão cíclica do sinal PWM.

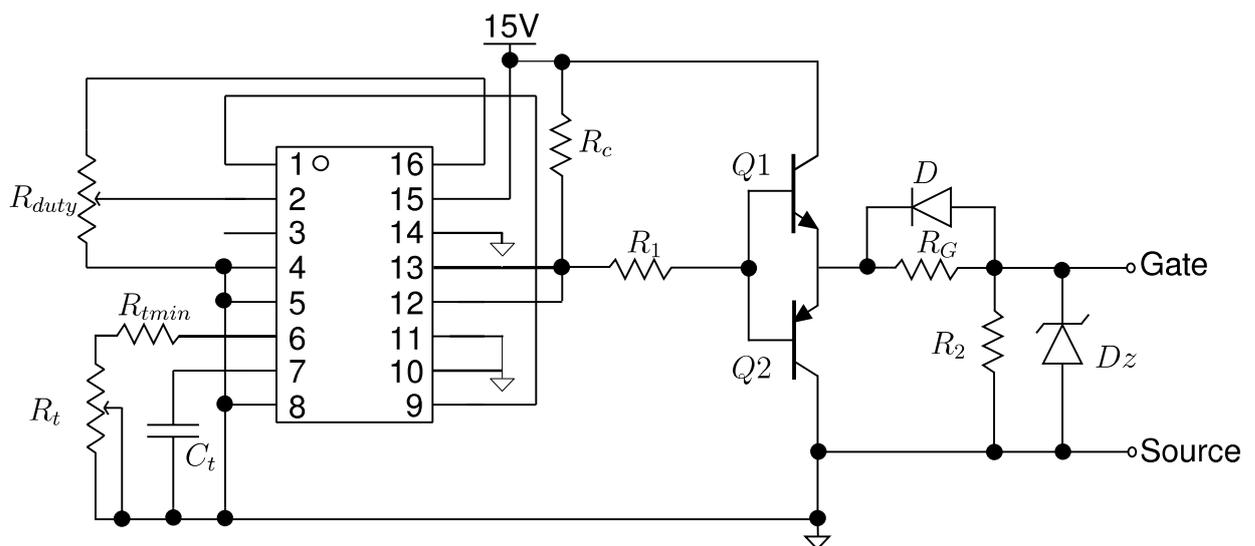


Figura 62 – Circuito de comando MOSFET.

Fonte: Autoria própria.

Os valores dos componentes são mostrados na [tabela 10](#).

O *layout* da placa de acionamento é mostrado na [Figura 63](#).

O tempo morto é importante se for utilizar os transistores em série. Como neste circuito os transistores interno do SG3524 estão em paralelo o capacitor CoutOsc não precisa ser implementado. Dessa maneira pode utilizar os terminais em que ele seria conectado para mensurar com o auxílio do osciloscópio o sinal do oscilador interno do SG3524.

O capacitor C2 é utilizado para eliminar o atraso do sinal PWM da saída, pinos *Gate* e *Source* em relação o sinal de saída do SG3524.

O capacitor CfiltroVcc, é utilizado para filtrar a tensão de alimentação do CI.

Para aumentar a razão cíclica do PWM, aumenta o valor do potenciômetro *duty* (sentido horário). Para diminuir a razão cíclica diminui o valor do potenciômetro *duty* (sentido anti-horário).

Para variar o valor da frequência do PWM, varia o valor do potenciômetro Rt e dependendo do valor da frequência requerida troca o valor do capacitor Ct, sendo:

- Ct = 1nF, o intervalo da frequência com a variação do potenciômetro Rt, é de 12 kHz à 400 kHz;
- Ct = 10nF, a frequência variará de 1,3 kHz à 60 kHz;
- Ct = 100nF, a frequência variará de 127 Hz à 6 kHz.

A relação da frequência do PWM é inversamente proporcional ao produto do valor de Ct e Rt, como mostrado na equação (A.1). Dessa maneira quando o valor de Rt é aumentado (sentido horário) o valor da frequência diminui, e se é diminuído (sentido anti-horário) a frequência aumenta.

$$f = \frac{1.3}{R_t C_t}. \quad (\text{A.1})$$

A.2 PLACA DO MOSFET COM CIRCUITO *SNUBBER*

Os circuito *snubber* são utilizados para amortecer os picos de tensão e corrente no transitório, quando a chave comuta de estado, assim diminuindo as perdas no componente.

Foi projetado as placas do MOSFET, com a possibilidade de dois tipos de circuito *snubber*: *turn-on* e *turn-off*.

O circuito *turn-on* é um circuito RL, que amortece o pico de corrente, limitando a taxa de variação da corrente quando a chave é ligada, assim o indutor é armazena

energia. Quando a chave abre o indutor é descarregado por meio do resistor. Para calcular os valores do indutor e da resistência utiliza-se as equações (A.2) e (A.3).

$$L_{snub} = \frac{V_{ch}t_r}{\sqrt{12}I_{ch}}, \quad (\text{A.2})$$

$$R_{snub} > \frac{2L}{(1 - \delta)T}, \quad (\text{A.3})$$

sendo: V_{ch} tensão na chave quando ela está aberta; t_r tempo de subida (intervalo de tempo em que a chave demora para ligar); I_{ch} corrente que passa pelo indutor quando a chave está fechada; δ razão cíclica; T o período do chaveamento.

A Figura 64(a) é a placa com o circuito *turn-on*. Se for utilizar essa placa, é preciso projetar os componentes do circuito, pois o indutor *snubber* é ligado em série com a chave. Ou curto-circuita os terminais em que seria inserido o indutor, assim não precisando dos componentes do circuito *snubber*.

O circuito *turn-off* é utilizado para amortecer o pico de tensão no transitório, quando a chave abre. Ele é composto por um circuito RC em paralelo com a chave, em que o capacitor amortece a variação de tensão. Quando a chave fecha, o capacitor é descarregado pelo do resistor. Os valores dos componentes são calculados por meio das equações (A.4) e (A.5).

$$C_{snub} = \frac{I_{ch}t_f}{\sqrt{12}V_{ch}}, \quad (\text{A.4})$$

$$R_{snub} < \frac{\delta T}{2C_{snub}}, \quad (\text{A.5})$$

sendo: t_f o tempo de descida (intervalo de tempo em que a chave comuta do estado ligado para o desligado).

A Figura 64(b) é a placa com o circuito *turn-off*. Esta placa pode ser utilizada sem os componentes do circuito *snubber*.

Ambas as placas tem os terminais de conexão com a mesma sequência da pinagem do MOSFET, sendo: 1-*gate*, 2-*dreno* e 3-*source*.

A.3 PLACAS CONVERSORES CC

As placas dos conversores foram projetadas de maneira que facilita-se a conexão do circuito do sensor hall. Assim todas as placas possui terminais em que é possível conectar em série o circuito de medição de corrente.

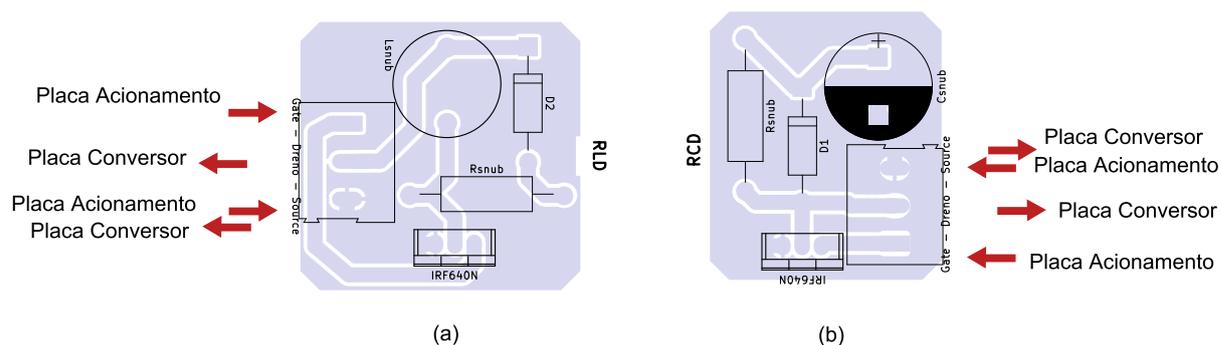


Figura 64 – Vista superior placas: (a) *turn-on*; (b) *turn-off*.

Fonte:Autoria própria.

Quando não conectado o circuito de medição de corrente, os terminais devem ser **curto-circuitados**. Os terminais dos três conversores seguem o padrão para a medição da corrente no: diodo; indutor; capacitor; e carga.

Na placa dos conversores tem mais dois terminais, uma para a conexão da fonte de entrada do conversor, e a outra para a conexão dos terminais *dreno* e *source* do MOSFET.

As placas dos conversores tem como limitação o valores de corrente e tensão máxima nas trilhas. Deve-se analisar em qual parte do circuito terá a maior corrente, e essa não deve ultrapassar o limite de 5A. Assim como o valor máximo de tensão não pode ultrapassar o limite de 150V.

Para o projeto dos conversores a ser implementado em seu módulo tem-se as especificações máximas que constam na tabela 11.

Tabela 11 – Limitações para dimensionamento dos componentes dos conversores.

Parâmetro	Valor	Unidade
Corrente de pico no indutor máxima (i_{Lmax})	5	A
Corrente média máxima (i_{rms})	$5 - \frac{\Delta i_L}{2}$	A
Variação de corrente (Δi) ¹	> 400	mA
Isolamento das trilhas	150	V
Largura de banda ACS712 ¹	60	kHz

¹ - Se for utilizar o circuito para mensurar corrente nos componentes.

A.3.1 BUCK

A Figura 65 é a placa do conversor *buck*, o qual mostra como os componentes devem ser conectados e suas polaridades.

OBS: Prestar atenção nas polaridades dos capacitores e diodo. A referência do circuito de chaveamento não é a mesma que o conversor, dessa maneira

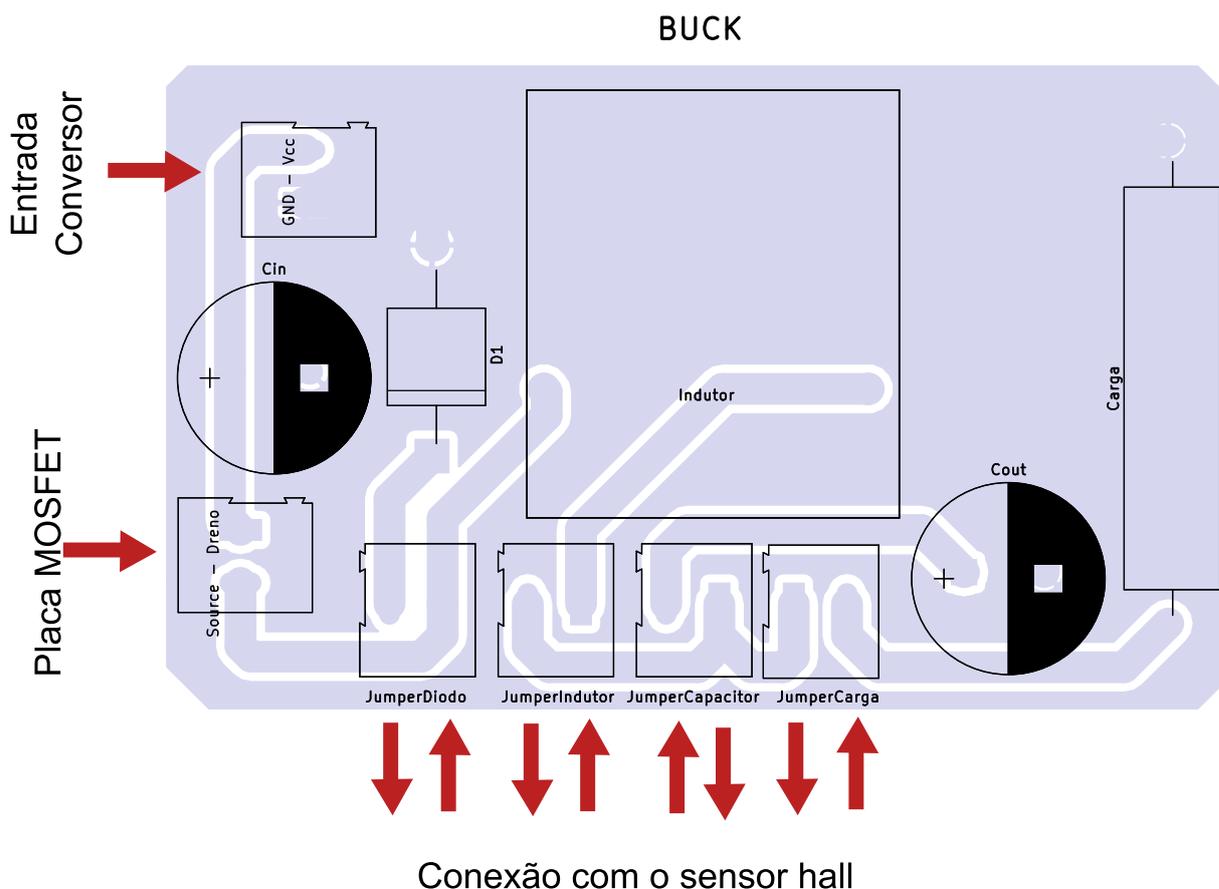


Figura 65 – Vista superior placa conversor *buck*.

Fonte: Autoria própria.

não deve-se conectar os terras das fontes, e não conectar ao mesmo tempo a referência das ponteiros do osciloscópio uma em cada circuito.

As equações para projeto do conversor são:

$$V_S = \delta V_E, \tag{A.6}$$

$$L = \frac{V_S(1 - \delta)}{\Delta i_L f}, \tag{A.7}$$

$$C = \frac{1 - \delta}{8L\Delta V_S f^2 / V_S}, \tag{A.8}$$

$$\Delta V_S = \frac{\Delta i_L}{8fC}, \tag{A.9}$$

sendo: V_S - tensão de saída; V_E - tensão de entrada; δ - razão cíclica; f - frequência de chaveamento; Δi_L - a variação de corrente no indutor; e ΔV_S - variação de tensão na saída do *buck*.

A.3.2 BOOST

A Figura 66 é a placa do conversor *boost*, o qual mostra como os componentes devem ser conectados e suas polaridades.

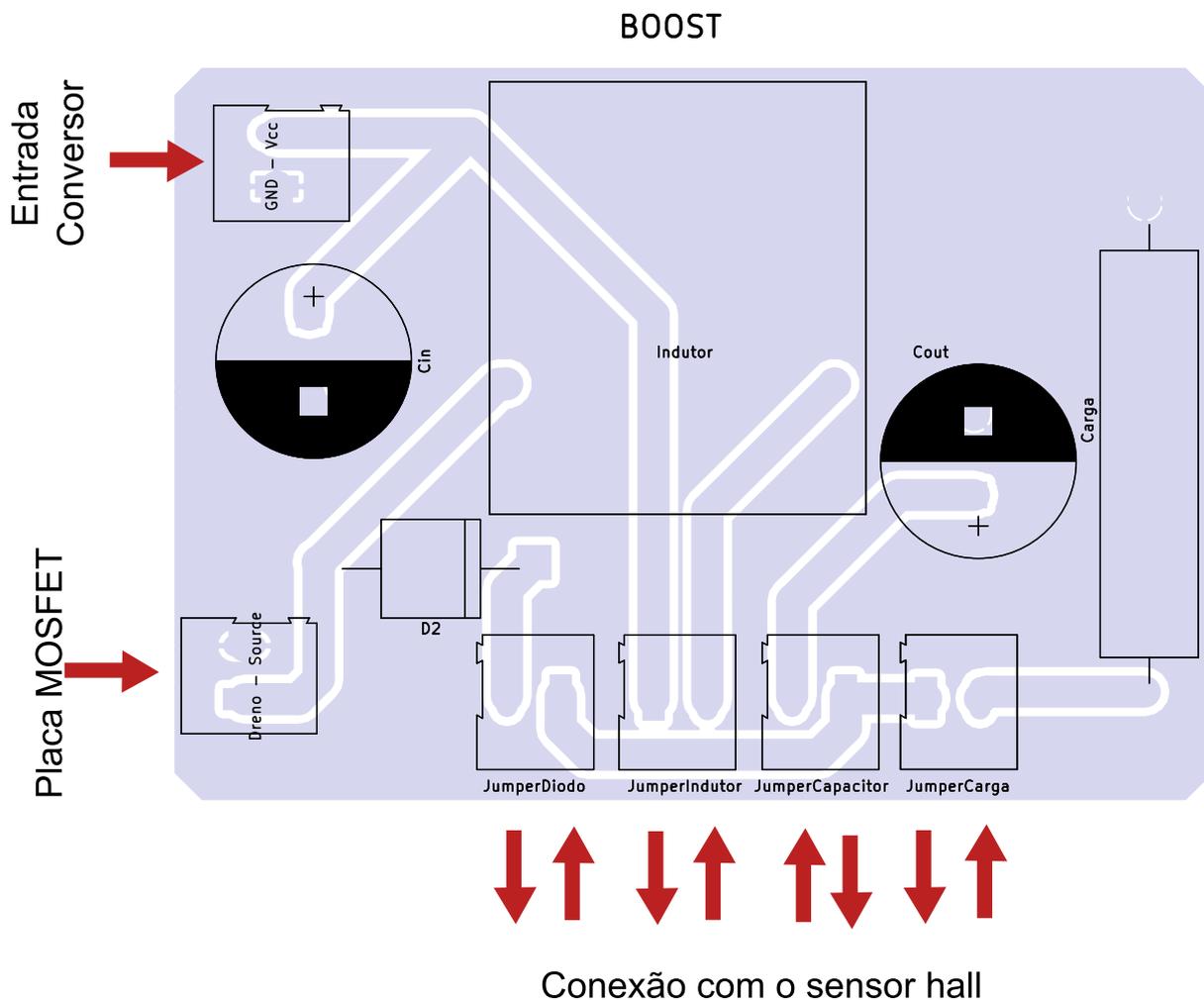


Figura 66 – Vista superior placa conversor *boost*.

Fonte: Autoria própria.

As equações para projeto do conversor são:

$$V_S = \frac{V_E}{1 - \delta}. \tag{A.10}$$

$$L = \frac{\delta V_S}{\Delta i_L f}, \tag{A.11}$$

$$C = \frac{\delta}{R \Delta V_S f / V_S}, \tag{A.12}$$

$$\Delta V_S = \frac{\delta V_S}{RCf}. \tag{A.13}$$

A.3.3 BUCK-BOOST

A Figura 67 é a placa do conversor *buck-boost*, o qual mostra como os componentes devem ser conectados e suas polaridades.

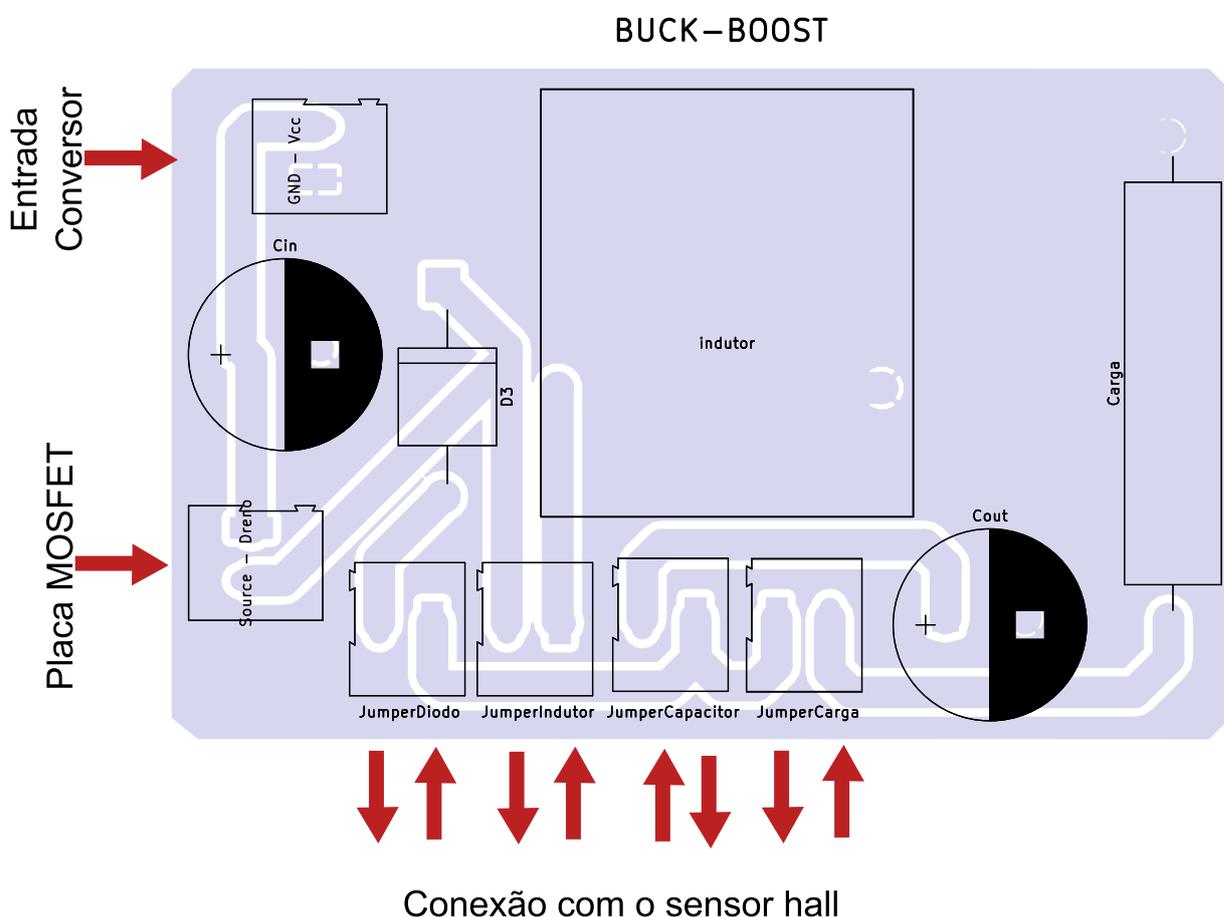


Figura 67 – Vista superior placa conversor *buck-boost*.
 Fonte: Autoria própria.

OBS: Prestar atenção nas polaridades dos capacitores e diodo. A referência do circuito de chaveamento não é a mesma que o conversor, dessa maneira não deve-se conectar os terras das fontes, e não conectar ao mesmo tempo a referência das ponteiros do osciloscópio uma em cada circuito.

As equações para projeto do conversor são:

$$V_S = -V_E \frac{\delta}{1 - \delta} \tag{A.14}$$

$$L = \frac{(1 - \delta)V_S}{\Delta i_L f} \tag{A.15}$$

$$C = \frac{\delta V_S}{R f \Delta V_S} \tag{A.16}$$

A.4 INSTRUMENTAÇÃO ACS712

O circuito para instrumentação do periférico da plataforma arduino, com o sensor ACS712 já pré configurado mostrado na Figura 68, é o da Figura 69.



Figura 68 – Placa do ACS712 para uso em Arduino.

Fonte: Internet.

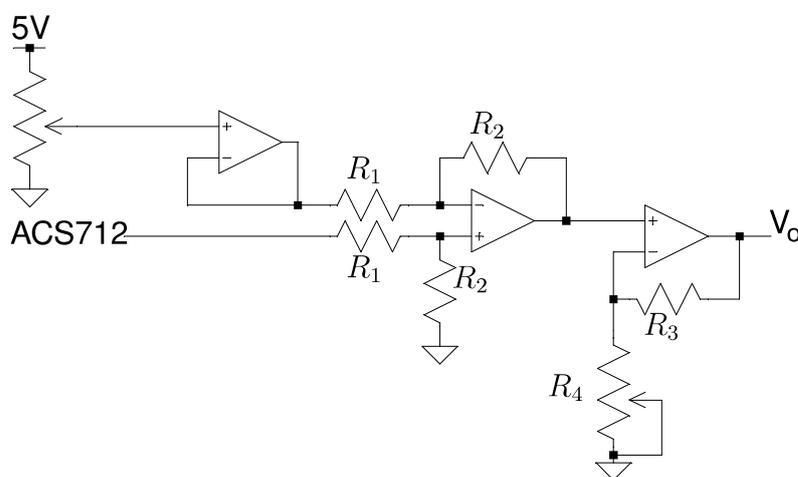


Figura 69 – Circuito completo instrumentação ACS712.

Fonte: Autoria própria.

Os valores dos componentes que o circuito foi testado são os da tabela 12. No entanto, eles podem ser outros valores, desde que respeitando que o subtrator deve ter ganho unitário, assim os resistores R_1 e R_2 devem serem iguais.

Tabela 12 – Valor dos componentes recomendados para circuito instrumentação.

Componente	Valor	Unidade
R_1	11	$k\Omega$
R_2	11	$k\Omega$
R_3	4,7	$k\Omega$
R_4	10	$k\Omega$

A Figura 70 mostra a placa projetada para o circuito de instrumentação. O CI dos amplificadores operacionais utilizado foi o LM324N.

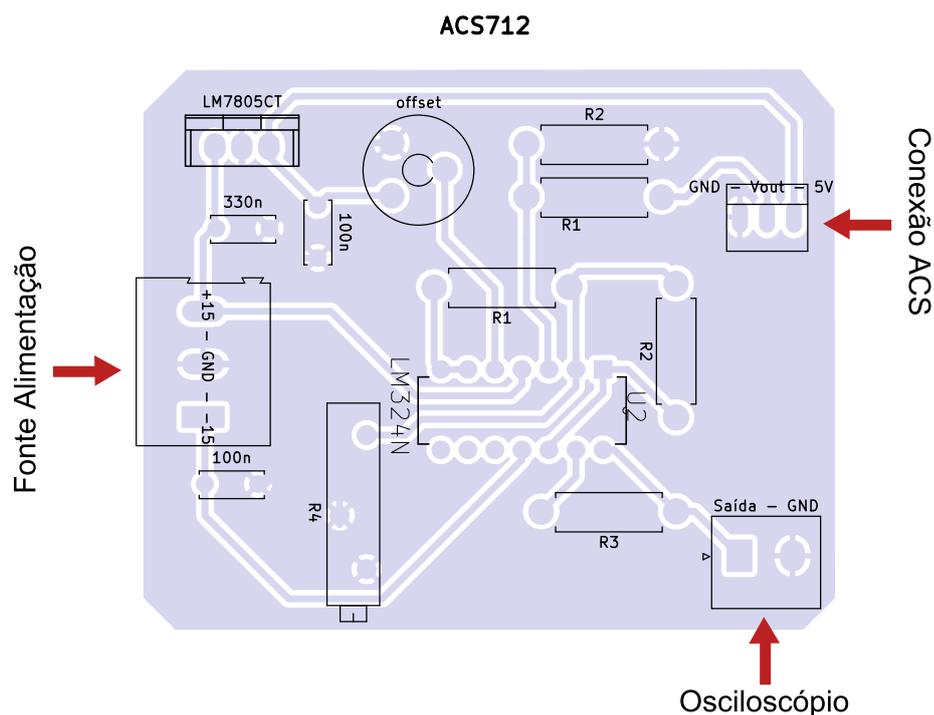


Figura 70 – Vista superior placa aquisição de corrente com ACS712.
Fonte:Autoria própria.

De acordo com a sensibilidade do sensor hall, deverá ser ajustado o valor do potenciômetro R_4 de acordo com a equação (A.17).

$$R_4 = \frac{R_3}{\frac{1}{Sens} - 1}, \quad (\text{A.17})$$

sendo: $Sens$ o valor da sensibilidade do sensor hall.

O potenciômetro *offset*, é utilizado para ajustar a saída do ACS para 0V, quando o primário do sensor não estiver conectado a nenhum outro circuito, ou seja, sem passagem de corrente pelo sensor. Como a tensão de *offset* é a metade do valor de alimentação do ACS, o potenciômetro terá que estar ajustado em 50% do seu valor.

A.5 MÓDULOS IMPLEMENTADOS

A.5.1 CONVERSORES

Nas figuras dos módulos dos conversores implementado, foi destacado e identificado os terminais de polígonos, sendo as cores:

Azul capacitor de entrada;

Cinza capacitor de saída;

Vermelho diodo;

Verde indutor;

Preto carga.

OBS: Para conexão dos capacitores e do diodo, consultar as Figuras 65, 66 e 67 para identificar a polaridade a serem inseridos.

Quanto aos terminais para mensurar a forma de onda de corrente dos componentes dos conversores, são identificados como:

1. corrente no diodo;
2. corrente no indutor;
3. corrente no capacitor;
4. corrente na carga.

Quanto ao terminal de entrada:

Vermelho - terminal positivo da fonte de alimentação;

Cinza - terminal negativo da fonte de alimentação.

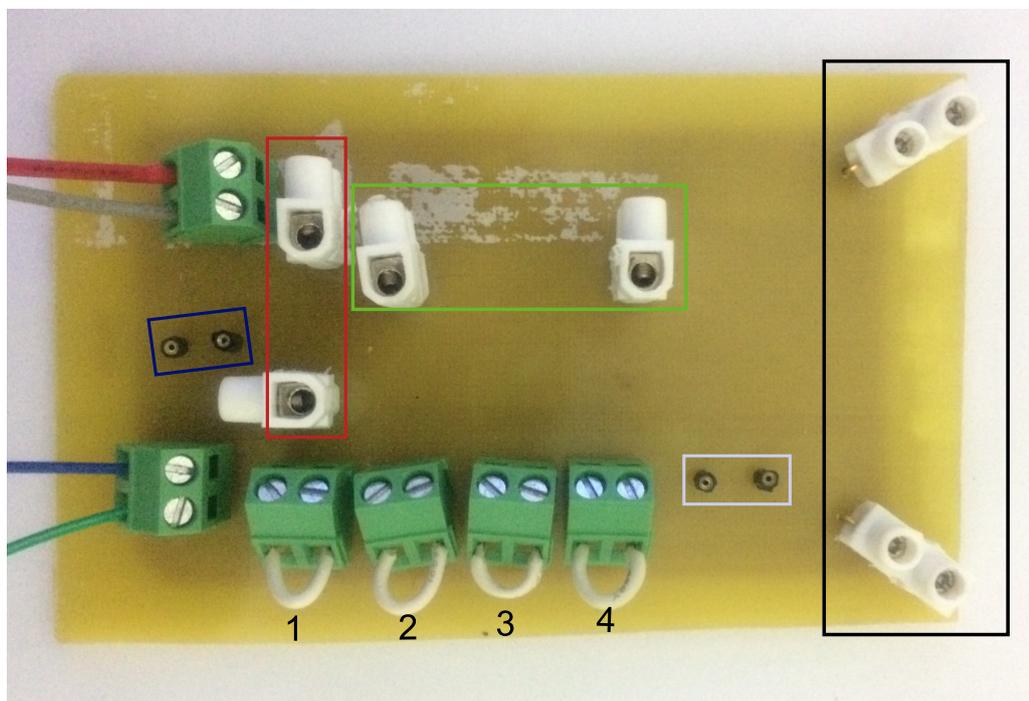


Figura 71 – Módulo conversor *buck*.

Fonte: Autoria própria.

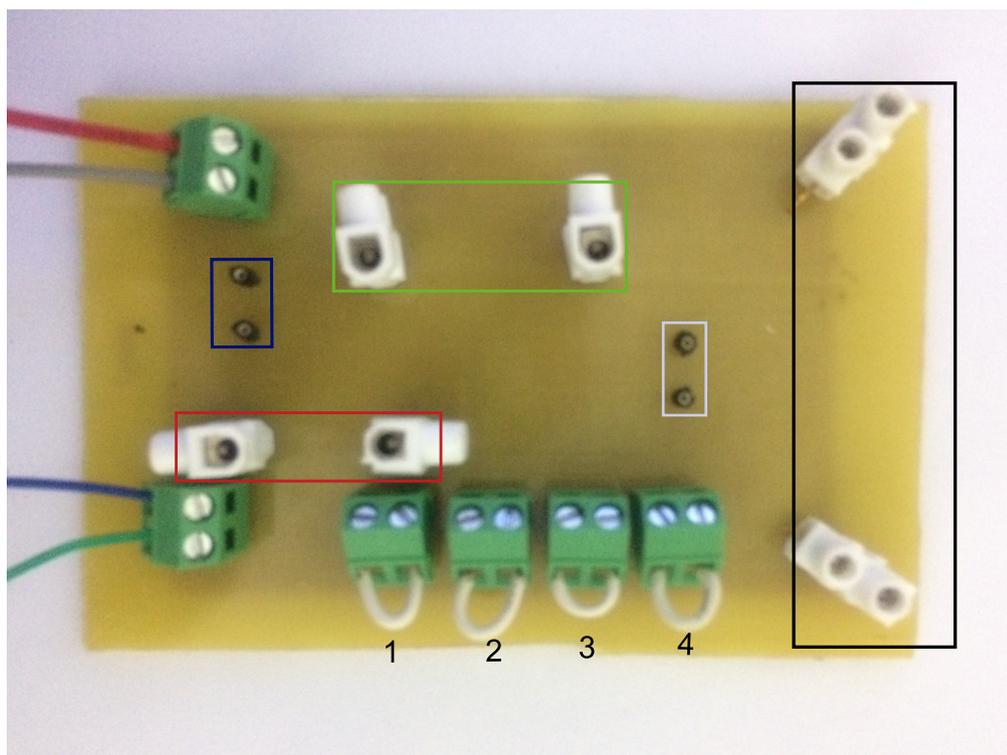


Figura 72 – Módulo conversor *boost*.
Fonte: Autoria própria.

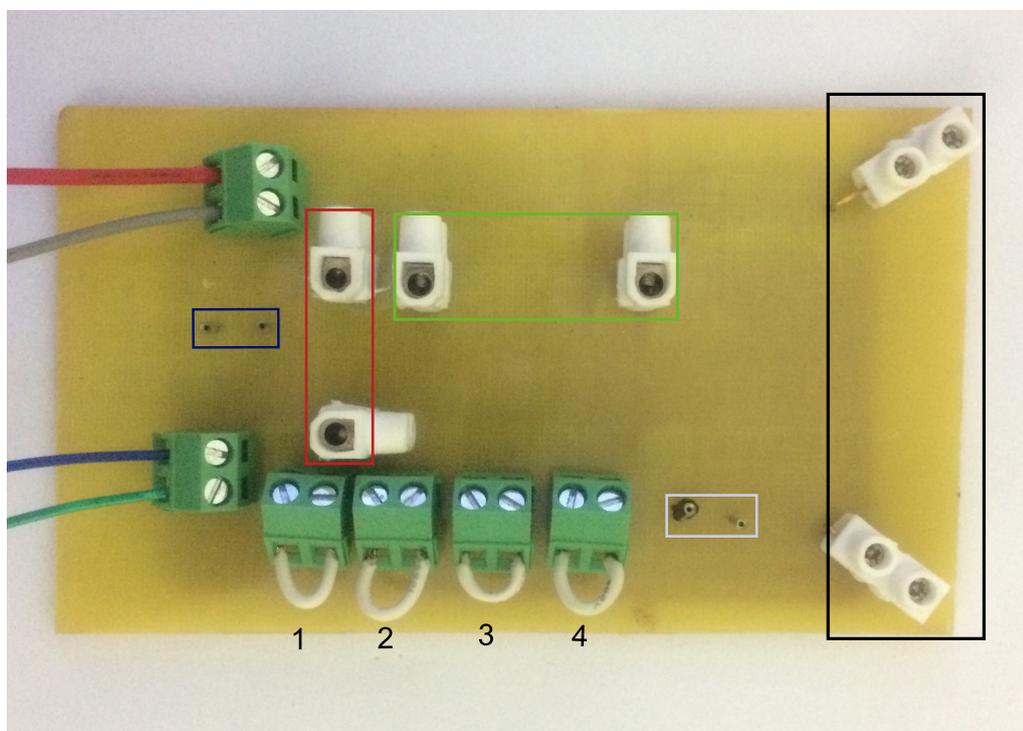


Figura 73 – Módulo conversor *buck-boost*.
Fonte: Autoria própria.

A.5.2 CHAVEAMENTO

Para o chaveamento dos módulos dos conversores, utiliza-se os módulos de acionamento e do MOSFET.

Defini-se os seguintes padrões de fios na interligação dos módulos:

verde terminal *source*;

azul terminal *dreno*;

amarelo terminal *gate*.

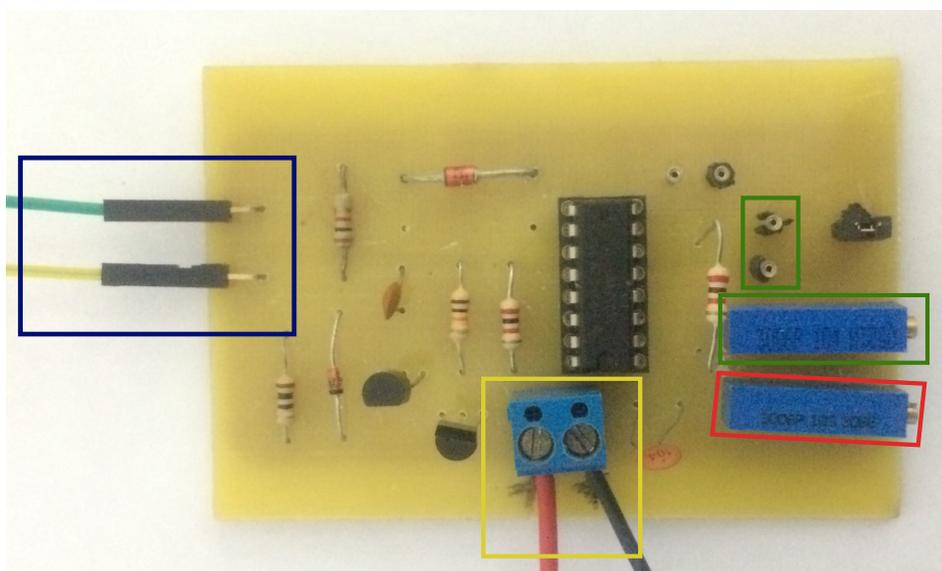


Figura 74 – Módulo para acionamento do MOSFET.

Fonte: Autoria própria.

Para alterar a razão cíclica, utiliza-se o *trimpot* destacado com o polígono de cor vermelha na 74.

Para alterar a frequência de chaveamento, adiciona o capacitor nos terminais e varia o *trimpot*, ambos destacados em verde na 74.

A alimentação do módulo é realizado pelo terminal destacado em amarelo, sendo os fios:

vermelho terminal positivo da fonte de alimentação;

preto terminal negativo da fonte de alimentação,

Os módulos do MOSFET com o circuito *snubber* é apresentado em [Figura 75](#) e [Figura 76](#).

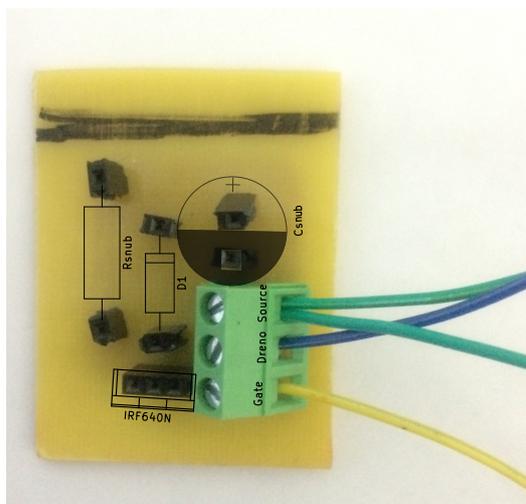


Figura 75 – Módulo MOSFET com circuito *snubber* RCD.

Fonte: Autoria própria.

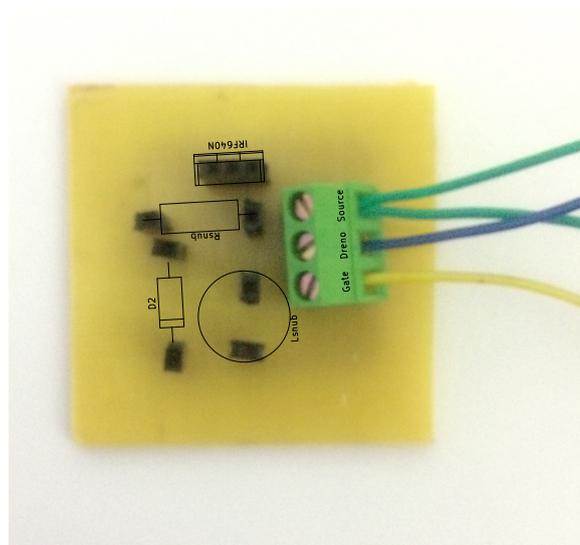


Figura 76 – Módulo MOSFET com circuito *snubber* RCD.

Fonte: Autoria própria.

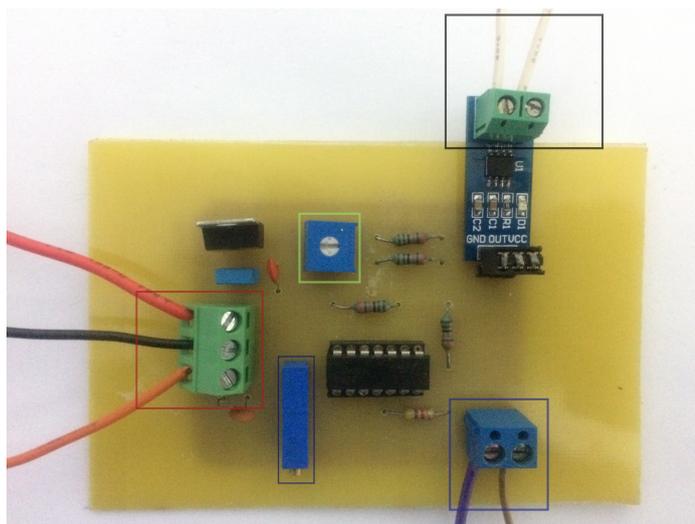


Figura 77 – Módulo para mensurar corrente.

Fonte: Autoria própria.

A.5.3 MENSURAR CORRENTE

A alimentação, destacada em vermelho, é simétrica sendo: fio laranja (-15 V); fio preto (GND); fio vermelho (+15 V).

O ajuste do ganho é feito pelo *trimpot*, destacado em azul.

O potenciômetro destacado em verde é para ajustar a saída em 0 V, quando não há passagem de corrente nos terminais do sensor (módulo desconectado).

O terminal destacado na cor roxa, é para conexão com a ponteira do osciloscópio, sendo o fio de cor roxa o sinal e o fio marrom a referência.

A.5.4 EXEMPLO DE LIGAÇÃO DOS MÓDULOS

Na [Figura 78](#), mostra os módulos interligados para mensurar a forma de onda de corrente no diodo do conversor.

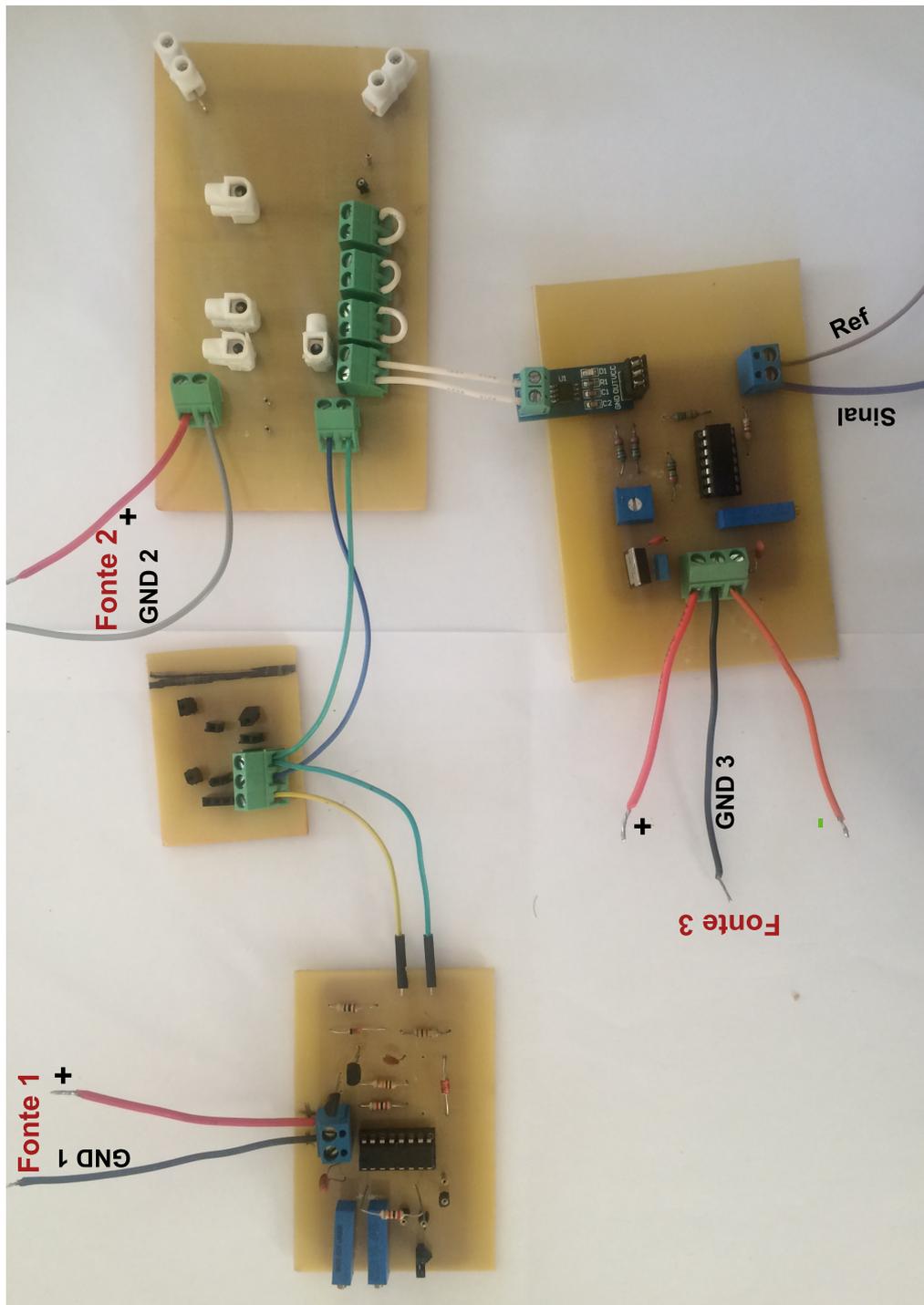
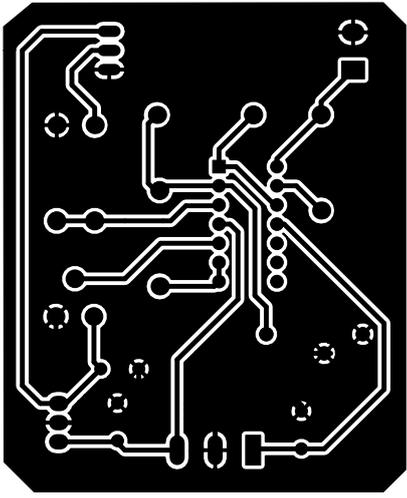


Figura 78 – Módulos conectados para mensurar a forma de onda de corrente no diodo do conversor.

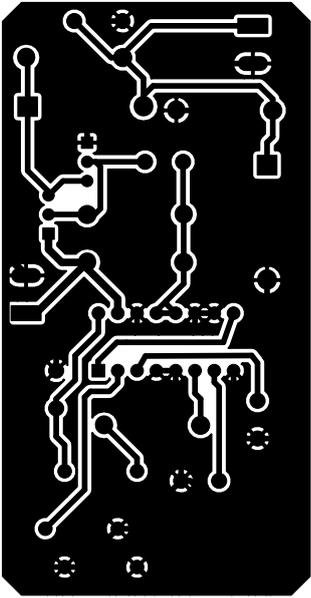
Fonte: Autoria própria.

OBS: CADA MÓDULO DEVE SER ALIMENTADO COM UMA FONTE. NÃO CONECTAR OS GND DAS FONTES.

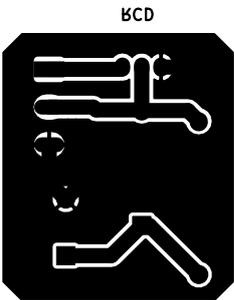
APÊNDICE B – DESENHOS DAS PLACAS PARA CONFECÇÃO



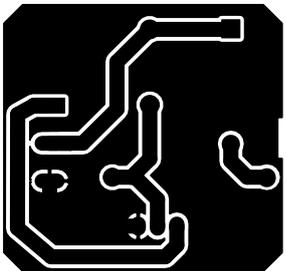
VC2175



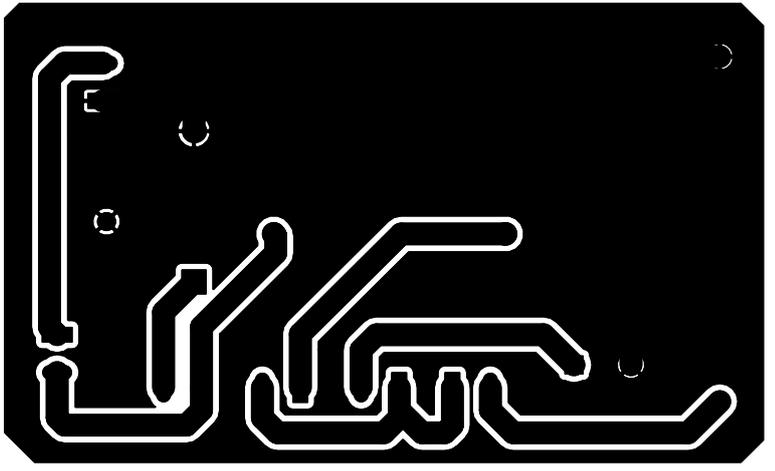
Diavel MOSEFET



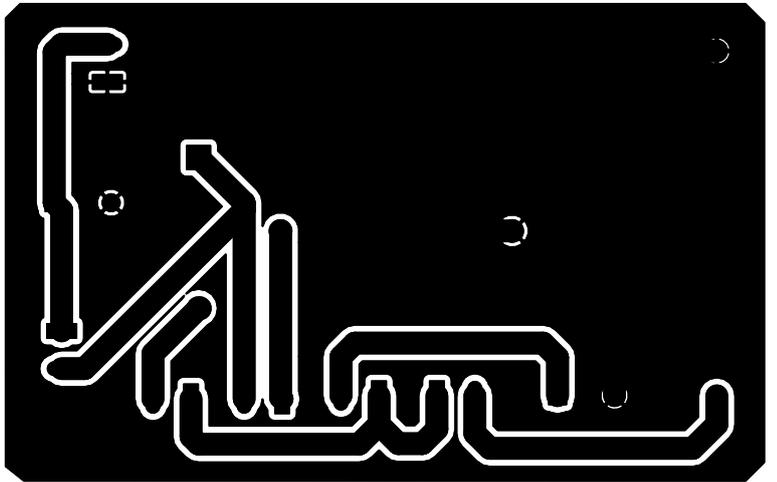
BCD



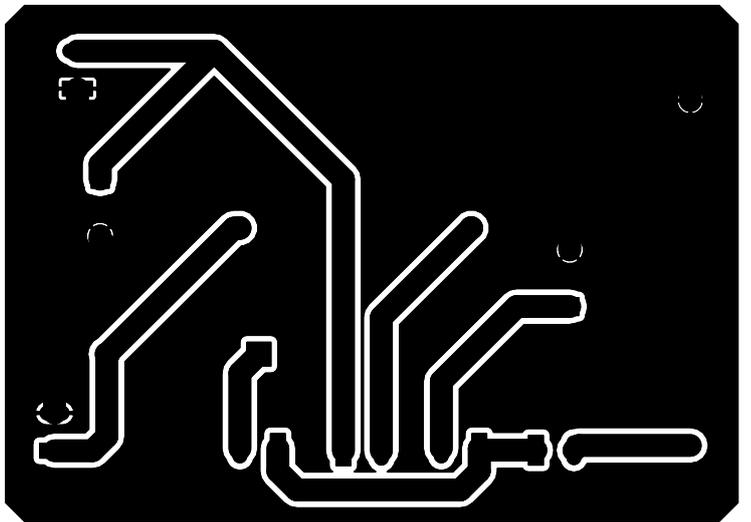
BTD



BNCK



BNCK-B002L



B002L