

THIAGO WALKER IGLIKOSKI

**CONVERSOR BIDIRECIONAL MICROCONTROLADO PARA
CONTROLE DE CARGA DE BATERIA**

TOLEDO

2019

THIAGO WALKER IGLIKOSKI

**CONVERSOR BIDIRECIONAL MICROCONTROLADO PARA
CONTROLE DE CARGA DE BATERIA**

Trabalho de conclusão de curso apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2 do Curso de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR Campus Toledo, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Orientador: Alberto Vinicius de Oliveira

TOLEDO

2019



TERMO DE APROVAÇÃO

Título do Trabalho de Conclusão de Curso Nº 121

CONVERSOR BIDIRECIONAL MICROCONTROLADO PARA CONTROLE DE CARGA DE BATERIA

por
Thiago Walker Iglkoski

Esse Trabalho de Conclusão de Curso foi apresentado às 10h do dia 12 **de dezembro de 2019** como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em **Engenharia Eletrônica**. Após deliberação da Banca Examinadora, composta pelos professores abaixo assinados, o trabalho foi considerado **APROVADO**.

Ednei Luiz Miotto
UTFPR

Marcos Roberto Bombacini
UTFPR

Alberto Vinicius De Oliveira
UTFPR

Prof. Dr. Fabio Risental
Coutinho UTFPR

O termo de aprovação assinado encontra-se na coordenação do curso.

Toledo, 12 de dezembro de 2019

RESUMO

Em sistemas de energia elétrica com painel fotovoltaico, a geração de energia não é disponibilizada durante as 24 horas de um dia. Desta forma, em alguns casos opta-se por acumular o excedente de energia, por exemplo, em baterias. Tal energia armazenada pode ser utilizada nos períodos em que a geração não é suficiente para suprir a demanda de consumo. O objetivo deste trabalho é desenvolver e validar as etapas de funcionamento de um conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional, o qual terá controle de tensão e corrente em malha fechada, capaz de gerenciar o fluxo de potência, podendo armazenar ou consumir energia de uma bateria. O conversor foi capaz de realizar o processo de carregamento completo de uma bateria, passando por três etapas distintas e mantendo a bateria 100 % carregada, apresentando um valor mínimo de variação de tensão de 0,7 % do valor definido.

Palavras-chaves: Bateria chumbo-ácido. Conversor CC-CC bidirecional. *Buck. Boost.* Recarga de bateria.

ABSTRACT

In photovoltaic systems, power generation is not available 24 hours a day. There is the option to store the energy surplus, for example in batteries. Once stored, it can be used to meet the demand in periods where the generation cannot. The main objective of this study is to develop and validate a bidirectional electronic DC-DC converter module, it is capable of controlling current, voltage and power flow direction, charging or draining a battery. The converter was able to perform the complete charging process of a battery, going through three distinct steps and keeping the battery 100% charged, presenting a minimum voltage variation value of 0.7% of the set value.

Keywords: Lead acid battery. Bidirectional DC-DC converter. *Buck*. *Boost*. Battery recharging.

LISTA DE ABREVIATURAS

A/D	Analógico Digital
LED	Light Emitting Diode - Diodo Emissor de Luz
MCC	Modo Contínuo de Corrente
MCN	Modo Não Contínuo de Corrente
PMW	Pulse-Width Modulation – Modulação por largura de pulso
PCB	Placa de Circuito Impressa
RISK	Reduced Instruction Set Computer – Computador com Conjunto
SFA	Sistemas Fotovoltaicos Autônomos
UPS	Uninterrupted Power Supply - Fonte ininterrupta
Reduzido de Instruções	

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama Geração Distribuída	12
Figura 2 – Topologias dos conversores estáticos CC-CC: (a) conversor <i>buck</i> e (b) conversor <i>boost</i>	13
Figura 3 – Topologia do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional proposto por ROSEMBACK.	14
Figura 4 – Conversor bidirecional etapa <i>buck</i> : a) circuito básico, b) operação com a chave S1 fechada e c) operação com aS1 aberta.....	15
Figura 5 – Formas de onda do conversor CC-CC na etapa <i>buck</i> , para um ciclo de chaveamento em MCC: a) tensão do indutor e b) corrente no indutor. ...	15
Figura 6 – Conversor bidirecional etapa <i>boost</i> : a) circuito básico, b) operação com a chave S ₂ fechada e c) operação com a chave S ₂ aberta.	17
Figura 7 – Formas de onda do conversor CC-CC na etapa <i>boost</i> , para um ciclo de chaveamento em MCC: a) tensão do indutor e b) corrente no indutor. ...	18
Figura 8 – Corte Bateria Chumbo-Ácido	19
Figura 9 – Reação da Bateria Chumbo-Ácido.....	20
Figura 10 – Comportamento da capacidade e da impedância interna de uma bateria.	20
Figura 11 – Tensão pela capacidade da bateria (6 células).....	22
Figura 12 – Método de carga com duplo nível de tensão mais etapa mais método de carga de descarga profunda.....	23
Figura 13 – Fluxograma.	25
Figura 14 – Esquemático elétrico do (a) Circuito de controle; (b) Circuito de chaveamento do conversor (IR2110).	26
Figura 15 – Esquemático elétrico do a) Conversor bidirecional e sensor de corrente; b) Sensor de tensão.	27
Figura 16 – Fluxograma conversor <i>boost</i> MF.....	32
Figura 17 – Fluxograma conversor <i>buck</i> MF controlando tensão.....	33
Figura 18 – Fluxograma conversor <i>buck</i> MF controlando corrente	34
Figura 19 – Circuito do conversor bidirecional	36
Figura 20 – Tensão sensor de tensão pela variação da tensão da fonte de bancada.	37

Figura 21 – Tensão de saída sensor de tensão saída <i>boost</i> (V), pela variação da fonte de bancada (V).....	37
Figura 22 – Tensão na saída do sensor de corrente pela tensão de alimentação. ...	38
Figura 23 – Tensão pelo ciclo de trabalho do conversor <i>boost</i> com diferentes frequências de operação.....	39
Figura 24 – Tensão saída pelo ciclo de trabalho do conversor <i>boost</i> , variando valor do indutor.	40
Figura 25 – Nível de tensão de saída do <i>boost</i> variando a tensão de entrada, em malha fechada controlando tensão de saída.	41
Figura 26 – Tensão pelo ciclo de trabalho aplicando diferentes frequências de operação.	42
Figura 27 – Tensão pelo ciclo de trabalho do conversor <i>buck</i> em malha aberta.	43
Figura 28 – Curva de tensão e corrente do processo de carregamento da bateria...	46

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Funções das portas digitais.....	29
Tabela 2 – Parâmetros do projeto	30
Tabela 3 – Componentes, quantidade e preço do projeto.....	31
Tabela 4 – Nível de tensão de saída com a variação da resistência interna do MOSFET.	41
Tabela 5 – Tensão de saída do conversor <i>buck</i> com diferentes tensões de entrada, utilizando carga resistiva.	44
Tabela 6 – Tensão de saída do conversor <i>buck</i> com diferentes tensões de entrada, carregando uma bateria.	44
Tabela 7 – Tensão de entrada pela tensão e corrente de saída do conversor <i>buck</i> em MF controlando corrente, utilizando uma carga resistiva.	45
Tabela 8 – Tensão de entrada pela tensão e corrente de saída do conversor <i>buck</i> em MF controlando corrente, carregando uma bateria.	45

LISTA DESÍMBOLOS

T	Período de chaveamento
T_{on}	Intervalo do chaveamento quando ligado
T_{off}	Intervalo do chaveamento quando desligado
S	Chave do chaveamento
D	Diodo
L	Indutor
$i_L(t)$	Corrente sobre o indutor
V_i	Tensão de entrada
V_0	Tensão de saída
R	Carga conectada à saída
V_L	Tensão no indutor
V_{CC}	Tensão no barramento CC
V_{BB}	Tensão na bateria
i_{Lpico}	Corrente máxima no indutor
i_{Lmin}	Corrente mínima no indutor
P_0	Potência de saída
i_0	Corrente de saída
V_{0C}	Tensão de descarga profunda
V_{min}	Tensão mínima
i_{nom}	Corrente nominal
V_{carga}	Tensão de carga
i_{min}	Corrente mínima
V_{float}	Tensão de flutuação
i_{dren}	Corrente drenada
P_{Fonte}	Potência na fonte
P_{Carga}	Potência consumida pela carga
EDC	Estado de carga
EDC_{min}	Estado de carga mínimo
EDC_{max}	Estado de carga máximo
i_{BB}	Corrente da bateria
d	ciclo de trabalho

Sumário

1	INTRODUÇÃO	11
2	REFERENCIAL TEÓRICO	13
2.1	Conversor CC-CC	13
2.1.1	Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> bidirecional.....	14
2.2	Baterias	19
2.2.1	Baterias de chumbo-ácido.....	19
2.2.2	Impactos ambientais de bateria chumbo-ácido	22
2.2.3	Métodos de carregamento para bateria chumbo-ácido	22
3	MATERIAIS E MÉTODOS	25
3.1	Simulação e funcionamento do conversor bidirecional	25
3.2	Gerenciamento do fluxo de potência.....	27
3.3	controle	28
3.4	componentes do Projeto	30
3.5	métodos para validação do sistema.....	31
3.5.1	Validação dos sensores de corrente e tensão	31
3.5.2	Validação do conversor <i>boost</i>	32
3.5.3	Validação do conversor <i>buck</i>	33
3.5.4	Validação do processo de carregamento	35
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	36
4.1	Sensor de tensão	37
4.2	Sensor de corrente.....	38
4.3	Conversor <i>boost</i>	38
4.4	conversor <i>buck</i>	42
4.5	Carregamento da bateria	45
5	CONCLUSÃO	47
5.1	trabalhos futuros	47
	REFERÊNCIAS	49

1 INTRODUÇÃO

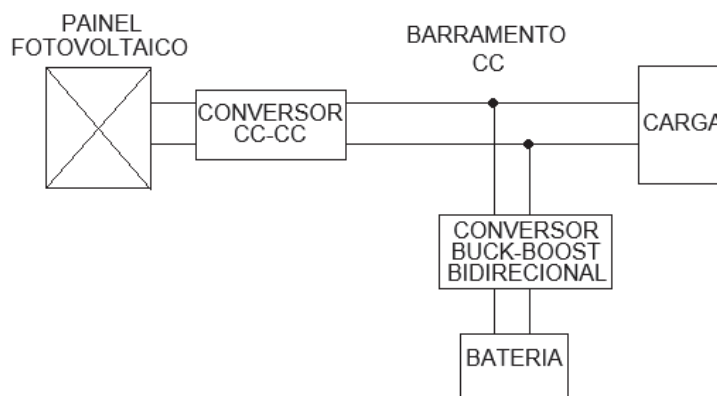
O consumo de energia no Brasil tem crescido rapidamente. Em 2007, o consumo anual era de 412,1 TWh, já em 2017, o consumo foi de 467 TWh, totalizando um aumento de 13,32 % (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, 2018). A previsão de consumo até 2050 é de 1624 TWh (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, 2014). Essa crescente demanda de energia, gera discussões sobre quais fontes de energia serão mais utilizadas no futuro e em quais fontes de energia se deve investir.

Com base na matriz energética brasileira, nota-se que mais da metade da energia produzida advém de fontes renováveis, porém somente 6,87 % advém de energias consideradas limpas, como a solar, eólica, mares. Um cenário que tende a aumentar com o incentivo governamental e investimento privado nessas fontes de energia. Analisando os empreendimentos em construção e os empreendimentos não iniciados no Brasil, nota-se que a energia solar é a que mais apresenta crescimento da sua geração, um aumento de 87 % quando os mesmos empreendimentos estiverem prontos (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA).

Os painéis solares se destacam em relação a outros métodos de geração de energia nos seguintes quesitos: 1) praticidade, por poder ser instalado em quase todo local que tenha luz solar; 2) perda na transmissão, por ser normalmente instalado próximo ao consumidor final, a perda é relativamente baixa; 3) conexão com a rede de energia elétrica, pode ser utilizado desconectado da rede da concessionária, fornecendo toda a energia gerada ao consumidor, principalmente nos casos em que não há fornecimento de energia elétrica.

A energia solar tem sido explorada em Sistemas Fotovoltaicos Autônomos (SFA ou off-grid) Figura 1, as quais não possuem acesso à rede de energia, tais como propriedades afastadas, postes de luz, radares de trânsito, placas de sinalização, bombeamento de água, eletrificação de cercas, estações replicadoras de sinais etc. Porém, a geração de energia solar não é disponibilizada 24 horas por dia, devido a fatores como as variações no tempo e o anoitecer.

Figura 1 – Diagrama Geração Distribuída



Fonte: Autoria Própria.

Com isso, há a necessidade de ter uma fonte de energia secundária para suprir a demanda do consumo. Uma das formas de suprir o consumo é através do armazenamento do excedente da geração em baterias.

Neste contexto, o presente trabalho tem como objetivo o desenvolvimento e validação de um módulo conversor eletrônico bidirecional para gerenciar o fluxo de potência por meio de um conversor corrente contínua - corrente contínua (CC-CC) *buck-boost* bidirecional, que controlará os níveis de tensão de saída por meio de um microcontrolador, e fará o controle de corrente e tensão, para que possa armazenar ou consumir energia de uma bateria. Para isso, destacam-se os seguintes objetivos específicos:

- Validar o funcionamento das etapas *buck* e *boost* do conversor bidirecional em malha aberta;
- Controlar em malha fechada a tensão de saída de ambas as etapas, *buck* e *boost*, do conversor bidirecional utilizando uma resistência como carga com variação máxima de tensão de 3 %;
- Controlar em malha fechada a corrente de saída etapa *buck* do conversor bidirecional utilizando uma resistência como carga com variação máxima de 5 % da tensão de saída;
- Aplicar método de carregamento de bateria utilizando a etapa *buck* do conversor bidirecional funcionando em malha fechada controlando corrente e tensão.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Nesta seção serão apresentados os conceitos de conversores CC-CC *buck-boost* bidirecional e de baterias chumbo-ácido.

2.1 CONVERSOR CC-CC

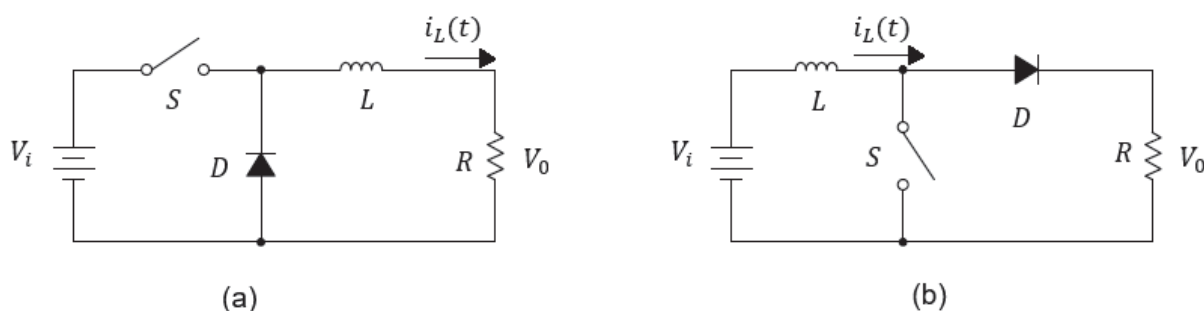
Os conversores estáticos CC-CC são elementos responsáveis por alterar o nível de tensão, podendo rebaixá-los ou elevá-los, a partir do chaveamento estático de chaves semicondutoras de potência (AHMED, 2000).

O chaveamento utilizado em conversores é chamado de PWM (Pulse-Width Modulation – modulação por largura de pulso), que consiste em variar o intervalo da chave fechada T_{on} e manter o período de chaveamento T constante. O ciclo de trabalho d é definido pela relação entre a largura de pulso T_{on} e o período T (AHMED, 2000)

$$d = \frac{T_{on}}{T}. \quad (2.1)$$

Há diversas topologias de conversores, entre elas duas serão abordadas, o conversor *buck* ou “step-down” Figura 2 (a) que rebaixa o nível de tensão da saída V_0 , e o conversor *boost* ou “step-up” Figura 2 (b) que eleva o nível de V_0 . Nos conversores, S representa a chave, D um diodo, L o indutor, $i_L(t)$ é a corrente sobre o indutor, V_i é a tensão de entrada e V_0 é a tensão de saída fornecida à carga R .

Figura 2 – Topologias dos conversores estáticos CC-CC: (a) conversor *buck* e (b) conversor *boost*.



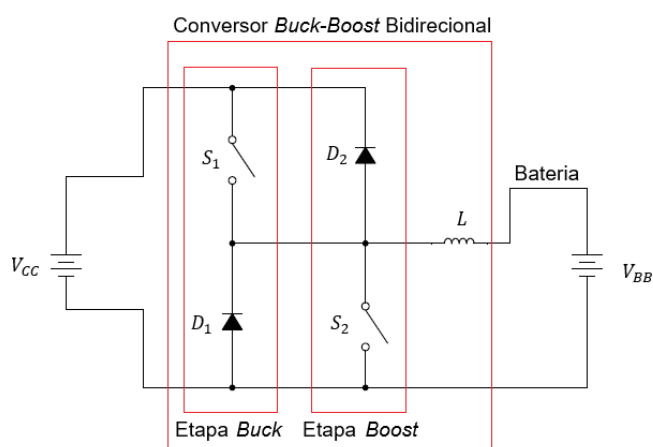
Fonte: Autoria Própria.

Estes conversores possuem dois modos de operação, o modo contínuo de corrente (MCC), cuja a corrente na carga é maior que zero mesmo com a chave aberta, e modo não-contínuo de corrente (MCN), no qual a corrente na carga pode atingir o valor zero em algum determinado instante do chaveamento, enquanto a chave estiver aberta (AHMED, 2000).

2.1.1 Conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional

O conversor *buck-boost* bidirecional é formado pela junção de um conversor *buck* e um conversor *boost*, como apresentado na Figura 3. Este funciona de forma que ora o conversor atua como *boost* em um sentido (etapa *boost*), ora como *buck* no sentido contrário (etapa *buck*), podendo operar somente em uma etapa por vez, dependendo do controle do chaveamento de suas chaves. (ROSEMBACK, 2004).

Figura 3 – Topologia do conversor *buck-boost* bidirecional proposto por ROSEMBACK.

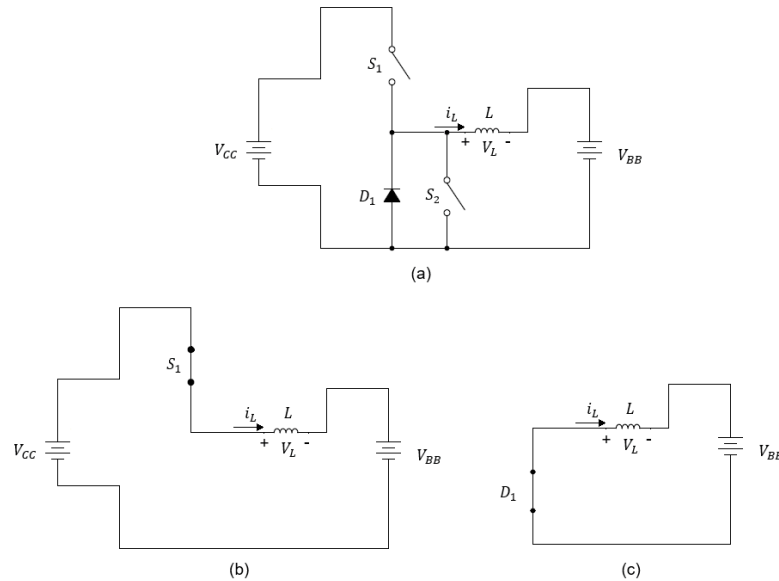


Fonte: Adaptado de (ROSEMBACK, 2004).

2.1.1.1 Etapa *Buck*

Para a etapa *buck* Figura 4a do conversor a chave S_2 permanecerá sempre aberta, um PWM constante T será aplicado sobre a chave S_1 que irá conduzir durante o intervalo de T_{on} Figura 4b e ficará aberta durante o intervalo de T_{off} Figura 4c.

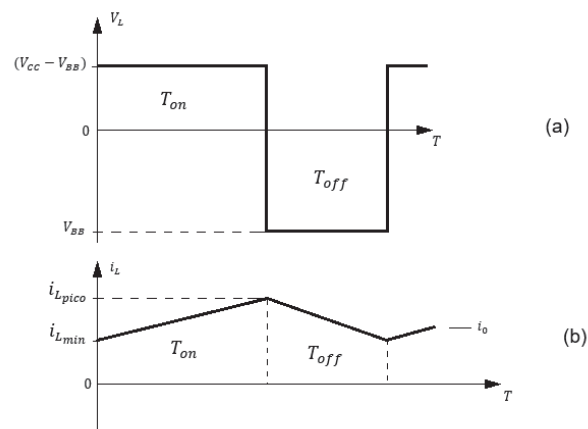
Figura 4 – Conversor bidirecional etapa *buck*: a) circuito básico, b) operação com a chave S1 fechada e c) operação com aS1 aberta.



Fonte: Autoria Própria.

Dentro da etapa *buck* será analisado o limite entre o (MCC) e (MCN). Para o MCC, a corrente no indutor i_L sempre será maior que zero, e a tensão no indutor V_L , no intervalo de T_{on} , será $V_{CC} - V_{BB}$ e V_{BB} , durante o intervalo T_{off} , como pode ser visto na Figura 5, sendo i_{Lpico} a corrente máxima no indutor e i_{Lmin} a corrente mínima no indutor, V_{CC} é a tensão no barramento e V_{BB} a tensão nas baterias.

Figura 5 – Formas de onda do conversor CC-CC na etapa *buck*, para um ciclo de chaveamento em MCC: a) tensão do indutor e b) corrente no indutor.



Fonte: Autoria Própria.

A tensão média no indutor V_L com PWM constante é igual a zero (MOHAN, 1995), conforme

$$\int_0^{T_s} V_L(t)dt = \int_0^{T_{on}} V_L(t)dt + \int_{T_{on}}^T V_L(t)dt = 0. \quad (2.2)$$

A resolução da equação (2.2) resulta em:

$$(V_{CC} - V_{BB})T_{on} - V_{BB}(T_s - T_{on}) = 0. \quad (2.3)$$

Com base na equação (2.3) obtém-se o período de condução de S_1 , dado pela

$$T_{on} = \frac{V_{BB} \cdot T}{V_{CC}}. \quad (2.4)$$

Considerando que as potências de entrada e saída sejam iguais, tem-se que a corrente no indutor $i_{L_{lim}}$ para a transição entre os modos de condução MCC e MCN é igual a corrente de saída i_0 (Figura 5) (MOHAN, 1995), onde P_0 é a potência de saída.

$$i_{L_{lim}} = \frac{1}{2} i_{L_{pico}} = \frac{T_{on}}{2L} (V_{CC} - V_{BB}) = i_0 = \frac{P_0}{V_{BB}}. \quad (2.5)$$

Substituindo (2.4) em (2.5) obtém-se o valor do indutor L na transição dos modos MCC e MCN, assim:

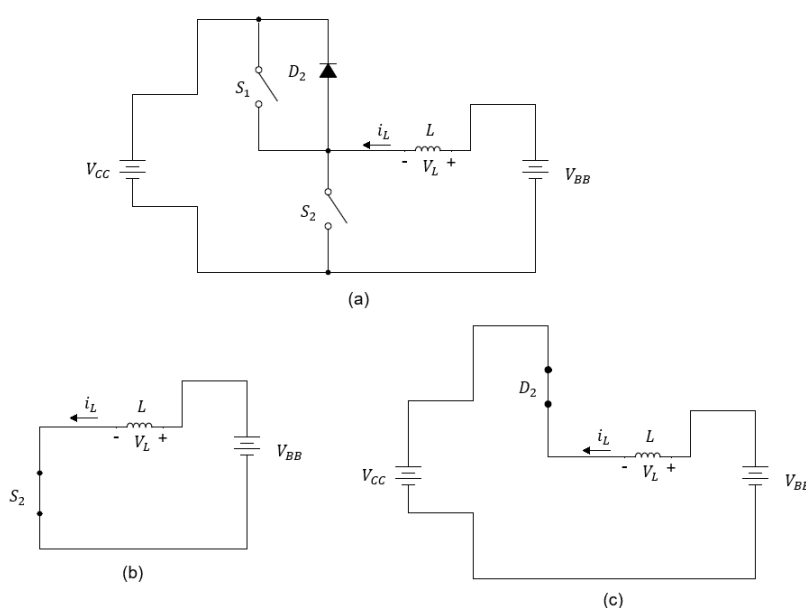
$$L = \frac{T \cdot (V_{BB})^2 \cdot (V_{CC} - V_{BB})}{2P_0 V_{CC}}. \quad (2.6)$$

Para que o conversor opere no modo de corrente contínua, na etapa *buck* é necessário que o valor de indutância maior que o calculado na equação (2.6), ou caso já tenha um valor fixo para a indutância, pode-se então diminuir o período T (MOHAN, 1995).

2.1.1.2 Etapa *Boost*

Para a etapa *boost*, Figura 6a do conversor, a chave S_1 permanecerá sempre aberta e um PWM constante de período T será aplicado sobre a chave S_2 , a qual conduzirá durante o intervalo de T_{on} Figura 6b e ficará aberta durante o intervalo de T_{off} Figura 6c.

Figura 6 – Conversor bidirecional etapa *boost*: a) circuito básico, b) operação com a chave S_2 fechada e c) operação com a chave S_2 aberta.



Fonte: Autoria Própria.

Na etapa *boost*, também será analisado o modo contínuo de corrente e o limite entre os modos contínuo e não-contínuo de corrente. No MCC, a tensão no indutor V_L será V_{CC} e $V_{CC} - V_{BB}$, durante os intervalos T_{on} e T_{off} , respectivamente. Como pode ser visto na Figura 7. Assim obtém-se

$$V_{BB} \cdot T - V_{CC} \cdot T + V_{CC} \cdot T_{on} = 0. \quad (2.7)$$

Com a equação 2.7 obtém-se o período de condução de S_2 :

$$T_{on} = \frac{(V_{CC} - V_{BB}) \cdot T}{V_{CC}}. \quad (2.8)$$

Para a transição entre os modos de condução (MCC e MCN) tem-se que i_{Llim} é igual a i_0 Figura 7 (MOHAN, 1995), que é dado

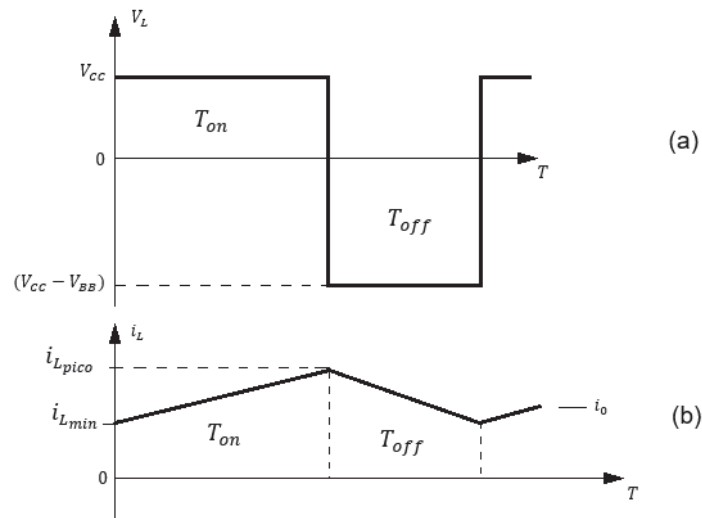
$$i_{Llim} = \frac{1}{2} i_{Lpico} = \frac{T_{on}}{2L} (V_{BB}) = i_0 = \frac{P_0}{V_{BB}}. \quad (2.9)$$

Substituindo (2.9) em (2.8) tem-se o valor do indutor L na transição dos modos MCC e MCN, que é dado

$$L = \frac{T \cdot (V_{BB})^2 \cdot (V_{CC} - V_{BB})}{2P_0 V_{CC}}. \quad (2.10)$$

Com base nas equações 2.6 e 2.10, nota-se que a equação para descobrir o valor de indutância L é a mesma. Assim, pode-se adotar o mesmo indutor para o conversor bidirecional. Ressalta-se que para satisfazer o MCC, deve-se adotar um valor de indutância maior que o valor calculado pela equação 2.10.

Figura 7 – Formas de onda do conversor CC-CC na etapa *boost*, para um ciclo de chaveamento em MCC: a) tensão do indutor e b) corrente no indutor.



Fonte: Autoria Própria.

2.1.1.3 Tensão de ripple para as saídas do conversor bidirecional

Por fim, para manter uma corrente contínua na saída tanto da etapa *buck* quanto da etapa *boost* é necessário a adição de dois capacitores no circuito, localizados nas saídas das duas etapas, onde a tensão de ripple V_r (Tensão de

decaimento da tensão de pico do sistema) dada pela divisão da corrente do sistema dividido pela multiplicação da frequência pelo valor de capacitância (equação 2.11).

$$V_r = \frac{I}{f.C}. \quad (2.11)$$

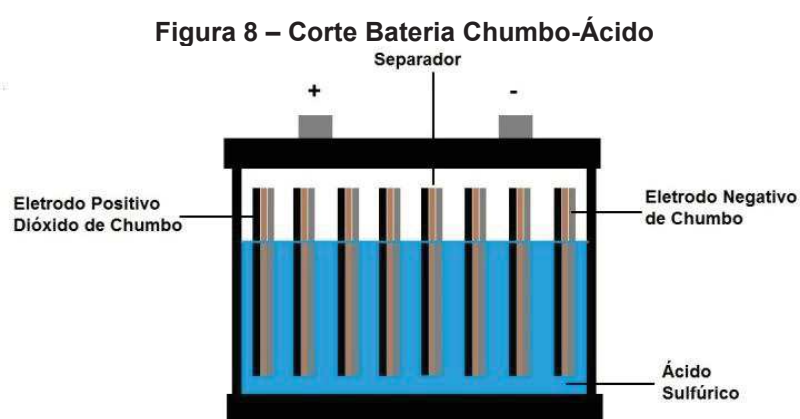
2.2 BATERIAS

Bateria é definida como um elemento que, por meio de reações químicas, armazena ou fornece energia elétrica, no entanto, não produz energia. Há duas classes de baterias: as recarregáveis e as não recarregáveis, primária e secundária, respectivamente (COELHO, 2001).

2.2.1 Baterias de chumbo-ácido.

A bateria de chumbo-ácido é comumente utilizada por possuir baixo custo de produção e apresentar bom custo-benefício em relação a bateria, como a de lítio-íon.

Uma célula de bateria de chumbo possui dois eletrodos: positivo e negativo. O primeiro é composto por dióxido de chumbo, enquanto o segundo, por chumbo eletrolítico de ácido sulfúrico, conforme Figura 8.



Fonte: Adaptado (STA, 2018).

Durante a descarga da bateria, o dióxido de chumbo, o chumbo, e o ácido sulfúrico reagem quimicamente entre si, formando sulfato de chumbo e água. Na carga a reação é revertida como mostra a Figura 9 (LAZZARIN, 2006). Durante os

processos de carga e descarga, a bateria apresenta perda de água, fazendo com que esse tipo de bateria necessite de uma manutenção e uma vistoria regular.

Figura 9 – Reação da Bateria Chumbo-Ácido.

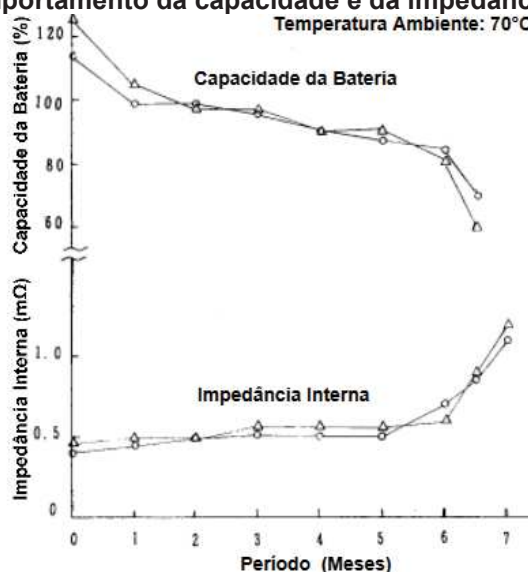


Fonte: Adaptado (LAZZARIN, 2006).

Para diminuir efeito da perda de água, foi criada uma variação da bateria de chumbo-ácido, conhecida como bateria selada, a qual contém 0,07 % de cálcio no chumbo. Assim, há redução na perda de água, pois durante o processo de carga e descarga o oxigênio do polo positivo e o hidrogênio do negativo se combinam formando água (COELHO, 2001).

Para as baterias de chumbo-ácido existe uma dificuldade em estimar o estado de deterioramento da bateria, ela pode apresentar características de estar em plena carga, contudo pode haver deterioramento entre suas placas, podendo estar no fim de sua vida útil e apresentar características de bom funcionamento. Para isso, existem estudos de medição de indicador de carga de bateria, o qual apresenta uma relação direta entre a impedância interna e a capacidade de carga. A impedância interna da bateria aumenta com oxidação nos eletrodos, resultando na diminuição da capacidade de carga Figura 10 (LAZZARIN, 2006).

Figura 10 – Comportamento da capacidade e da impedância interna de uma bateria.



Fonte: Adaptado (LAZZARIN, 2006).

As baterias de chumbo-ácido são classificadas em três grupos: automotivas, tracionárias e estacionárias. O ciclo de carga-d Descarrega varia de 30 a 1000 vezes ao longo da sua vida útil, dependendo da fabricação e da aplicação, com seu rendimento de carga podendo chegar até a 85 % (COELHO, 2001).

Uma bateria com especificação de capacidade de 60 A-h, consegue fornecer 3 A por 20 horas. A bateria de chumbo-ácido é especificada para a condição de 20 horas de fornecimento de corrente. Porém, este fornecimento é não linear e sofre alteração dependendo do estado de carga da bateria, o que justifica o monitoramento do estado de carga da bateria.

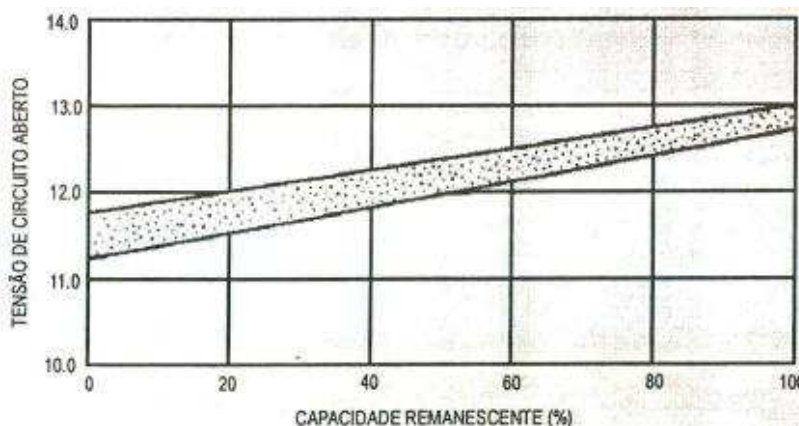
As baterias de chumbo-ácido mais comuns e com preços mais acessíveis são as baterias automotivas, as quais têm como principal função realizar ignição ou partida de motores de automóveis. Para isso, é necessário que a bateria forneça uma corrente alta normalmente de 60 Ah por um curto período. Para uma boa vida útil, não é recomendado que ela seja descarregada além de 80 % da sua capacidade total, pois isto pode levar a danificação completa da bateria em 30 a 50 ciclos (LAZZARIN, 2006).

Por outro lado, a bateria tracionária ou bateria de ciclo profundo é utilizada em empilhadeiras, carro de golfe, plataformas de elevação e UPS (Uninterrupted Power Supply – Fonte ininterrupta), popularmente conhecido no Brasil como no-break. Nessas aplicações, é necessário um uso contínuo da bateria, esse tipo de bateria é projetada para que possam ser descarregadas em até 80 % de sua carga total por até 1000 vezes (COELHO, 2001).

Já as baterias estacionárias são, basicamente, um meio termo entre as baterias de ciclo profundo e as automotivas, aguentam descarga de até 50 % de sua capacidade total, são muito utilizadas também em no-break, e projetadas para trabalhar em local sem movimentação (LAZZARIN, 2006).

Para determinar o estado de carga de uma bateria de chumbo-ácido é necessário medir a diferença de potencial elétrico (ddp) ou tensão elétrica entre os polos da bateria. Na condição carregada, a ddp varia de 2,12 V a 2,15 V por célula. A ddp nos terminais da bateria varia de acordo com a capacidade remanescente de carga, chegando até a 1,75 V, na condição totalmente descarregada Figura 11 (COELHO, 2001).

Figura 11 – Tensão pela capacidade da bateria (6 células).



Fonte: (COELHO, 2001).

2.2.2 Impactos ambientais de bateria chumbo-ácido

A mineração de chumbo pode gerar danos ambientais, como a contaminação de rios e solos. Com isso, há risco de a população ser contaminada, gerando problemas de saúde (CETEM, 2012). Para evitar estes tipos de problemas, foram criadas normas para gestão ambiental a NBR ISO 14.001.

A produção de baterias de chumbo-ácido é uma atividade com alto potencial poluidor, por ter como matéria prima metais pesados e ácido sulfúrico. Tendo com resíduos perigosos: chumbo e resíduos contaminados com dióxido de chumbo, ácido sulfúrico e álcool etílico (GONZAGA, 2015).

Para minimizar os danos ambientais, 53 % do chumbo utilizado no Brasil é proveniente da reciclagem, já que o material dificilmente perde suas características físico-químicas. O eletrólito, por sua vez, é composto por 36 % de ácido sulfúrico oriundo de processos químicos cuja matéria prima é o enxofre líquido. Este material, geralmente, é importado, já que o Brasil possui apenas 1,2 % das reservas mundiais de enxofre.

2.2.3 Métodos de carregamento para bateria chumbo-ácido

As nomenclaturas usuais nas etapas de carga para bateria de chumbo-ácido são: a) tensão de flutuação: valor de tensão mantida nos polos da bateria para que esta permaneça carregada sem fornecer corrente; b) tensão de carga: média dos valores de tensão encontrado nos polos da bateria quando atingir sua máxima tensão segundo o fabricante; c) capacidade nominal: é especificada pelo fabricante, dada em

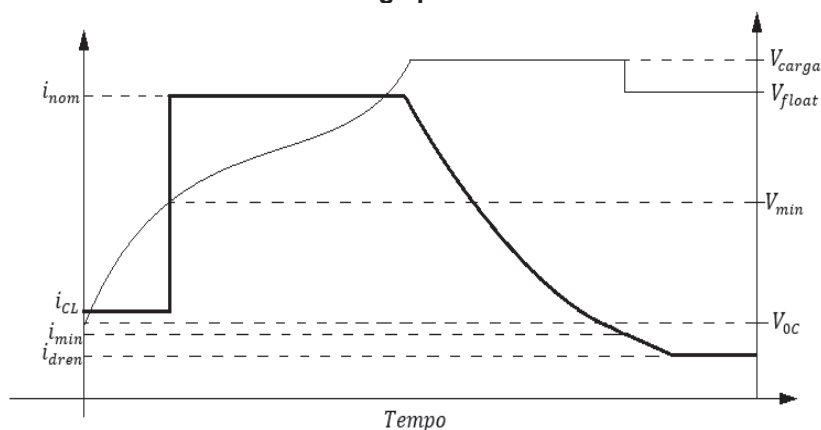
Ah; d) corrente nominal: também especificado pelo fabricante, é a corrente máxima descrita dividida pelo tempo de normalmente 10 h; e e) corrente mínima: valor de corrente mínima descrita pelo fabricante para carregar a bateria normalmente 10 % da corrente nominal.

Referente aos métodos de carga, é recomendado que quando a bateria estiver com um nível de descarga profunda V_{0C} , ou seja, a bateria apresentar uma descarga superior a 10 % da sua carga total, deve ser realizada uma etapa adicional e anterior as demais. Esta, por sua vez, consiste em aplicar uma corrente com valor cem vezes menor que seu valor nominal I_{CL} , até que a tensão atinja um valor mínimo V_{min} . Em seguida, a bateria pode ser carregada normalmente. Este método é chamado de carga para descarga profunda (COELHO, 2001).

2.2.3.1 Método de carga com duplo nível de tensão

Este método é dividido em três etapas. Na primeira, aplica-se uma corrente elétrica constante i_{nom} , até que o valor de tensão elétrica nos terminais da bateria atinja o valor de tensão de carga V_{carga} . Na segunda etapa, será aplicado um valor de tensão V_{carga} , até o valor da corrente atingir uma corrente mínima i_{min} . Por fim, é mantido um valor de tensão de flutuação V_{float} até que seja drenado alguma corrente da bateria i_{dren} . Esta tensão é aplicada à bateria para evitar auto descarga, quando a bateria voltar para 90 % (Figura 11) de sua carga ela voltará para a primeira etapa e poderá ser recarregada como pode ser visto na Figura 12 (COELHO, 2001).

Figura 12 – Método de carga com duplo nível de tensão mais etapa mais método de carga de descarga profunda.



Fonte: Adaptado de COELHO, 2001.

2.2.3.2 Método a dois níveis de corrente e um nível de tensão

Este método também apresenta três etapas e possui vantagem em relação ao de dois níveis de tensão quando aplicado em um banco de baterias, pois as baterias podem apresentar estados de carga diferentes, que se não corrigidos o banco de baterias nunca estará 100 % carregado. Tal problema é ajustado neste método. Na primeira etapa, é mantida uma corrente constante próxima de 10 % da corrente nominal i_{nom} até que seja atingido um valor de tensão superior à V_{carga} . Na segunda etapa, uma tensão constante é aplicada até que o valor da corrente decaia a um valor próximo de 5 % da i_{nom} . Após isso, a corrente é mantida constante até que a o valor de tensão se estabilize (COELHO, 2001).

2.2.3.3 Método a dois níveis de corrente

Este método também é aplicado em banco de baterias e consiste em regular somente o nível de corrente. Na primeira etapa, uma corrente nominal i_{nom} é fornecida até que as baterias atinjam 90 % de sua capacidade. Na segunda etapa, aplica-se uma corrente pulsada somente com intenção de manter a carga da bateria (COELHO, 2001).

2.2.3.4 Método a um nível de corrente e um nível de tensão

Método simples de ser implementado, porém não garante que a bateria seja carregada 100 %. Na primeira etapa, a corrente é mantida constante até que a tensão da bateria atinja o valor de tensão de equalização. Na segunda etapa, uma tensão de flutuação é aplicada para manter a bateria com a mesma carga (LAZZARIN, 2006).

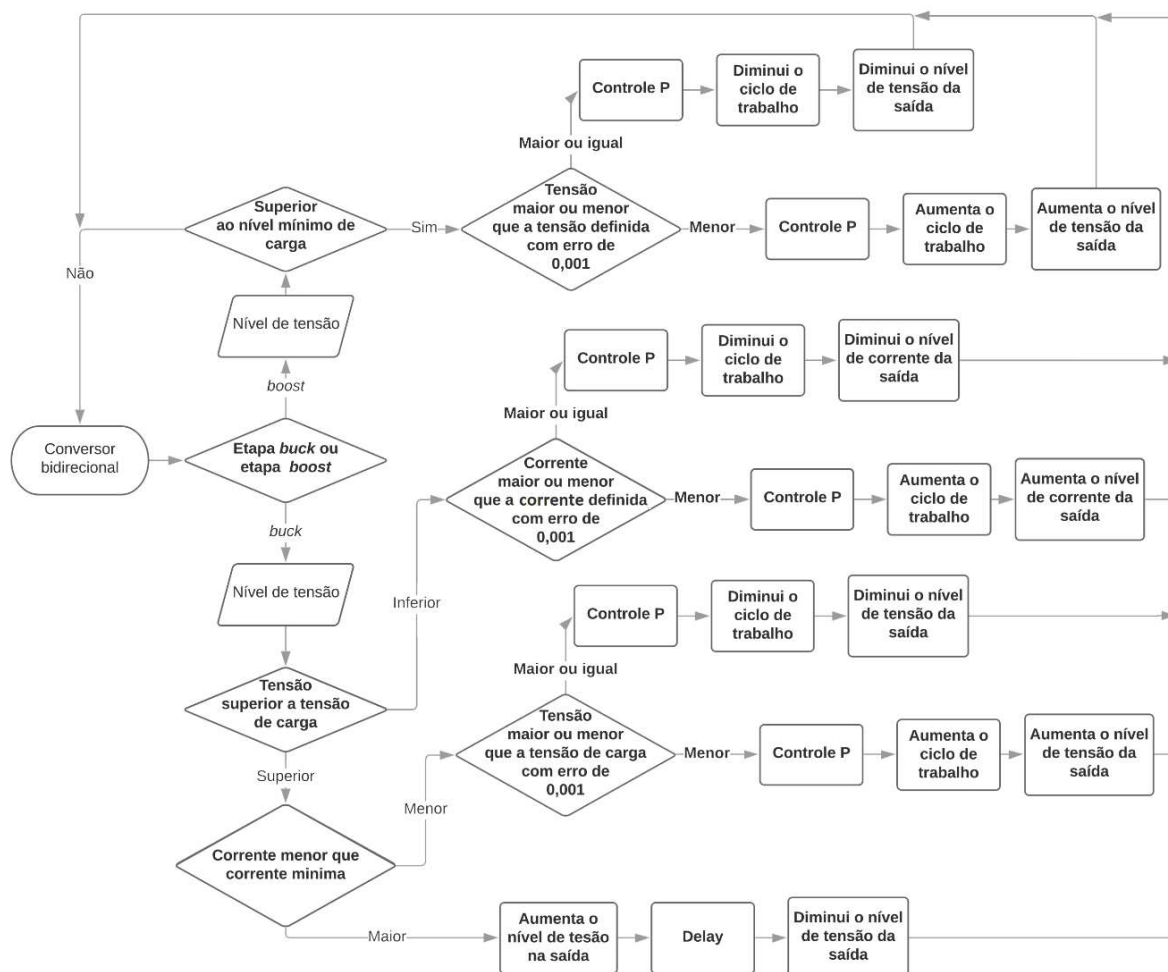
3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo serão descritas as metodologias empregadas para execução e implementação do projeto, bem como o método de carga da bateria, o controle de corrente e de tensão em malha fechada.

3.1 SIMULAÇÃO E FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL

A simulação de todo o sistema foi implementada pelo software Proteus 8 Professional, a programação foi realizada na IDE Arduino. A Figura 13 mostra o fluxograma do funcionamento do conversor bidirecional., no qual a Tensão de carga (V_{carga}) foi 13 V, valor encontrado empiricamente, a Corrente nominal (i_{nom}) foi 1 A, e a corrente mínima de 50 mA conforme etiqueta no verso da bateria..

Figura 13 – Fluxograma.

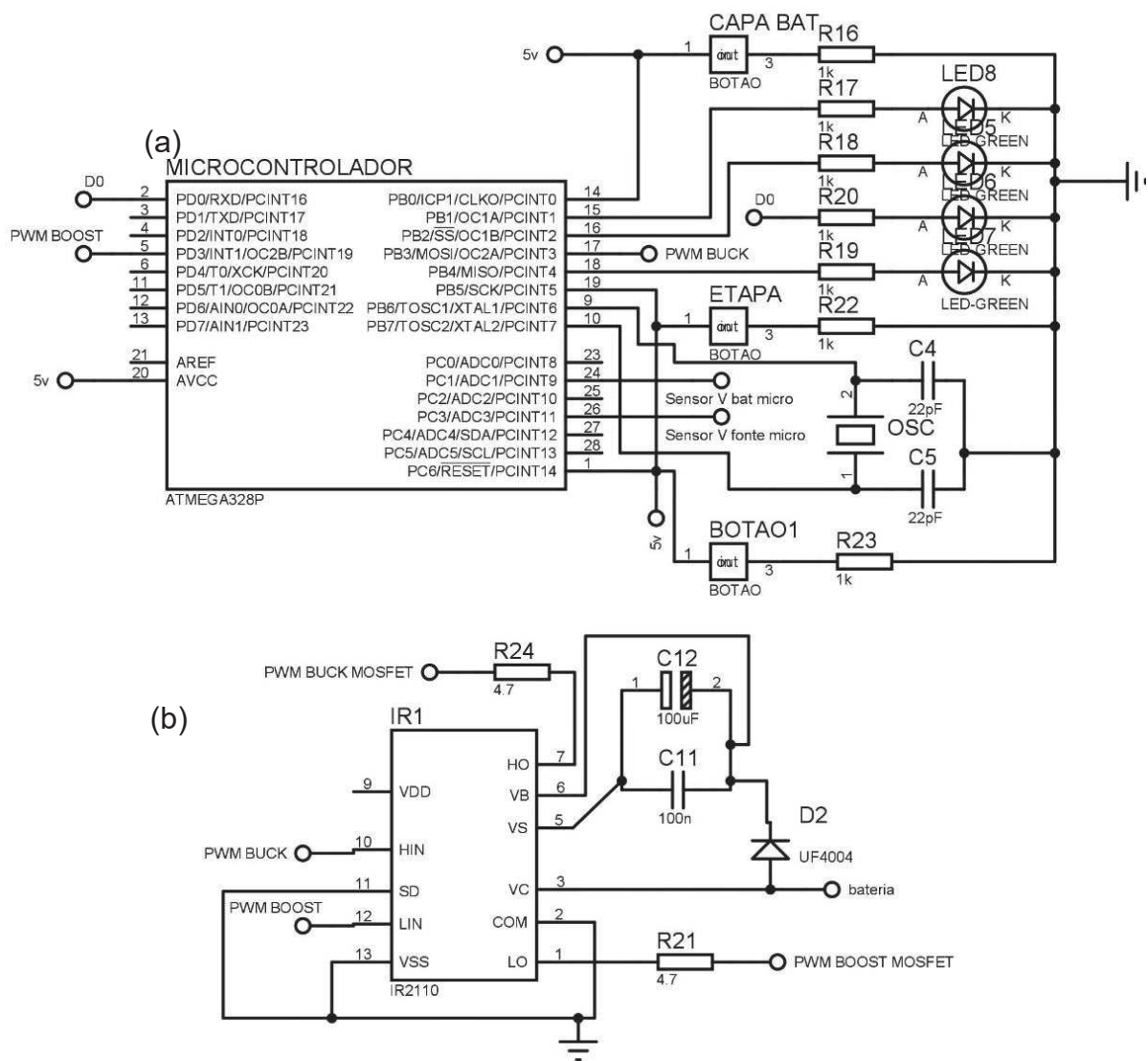


Fonte: Autoria Própria.

Para o carregamento lento da bateria que visa aumentar a sua vida útil é recomendado carregar a bateria com uma corrente de 150 mA, que foi a corrente aplicada para o carregamento.

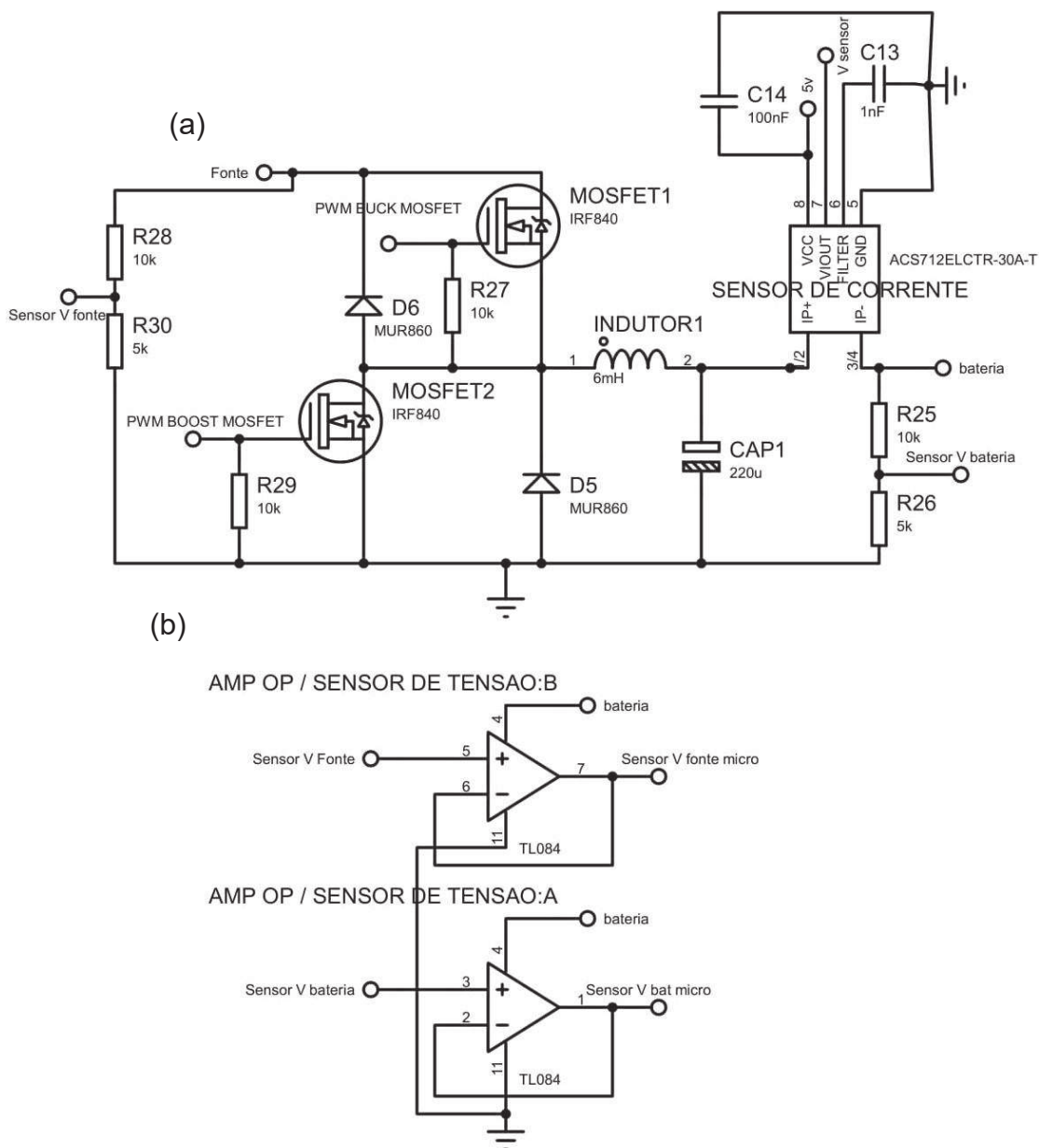
A Figura 14 apresenta o esquemático elétrico do circuito de controle (a) e o circuito de chaveamento do conversor (b). A Figura 15 apresenta o esquemático elétrico do (a) conversor bidirecional e dos sensores de tensão (b).

Figura 14 – Esquemático elétrico do (a) Circuito de controle; (b) Circuito de chaveamento do conversor (IR2110).



Fonte: Autoria Própria.

Figura 15 – Esquemático elétrico do a) Conversor bidirecional e sensor de corrente; b) Sensor de tensão.



Fonte: Autoria Própria.

3.2 GERENCIAMENTO DO FLUXO DE POTÊNCIA

O gerenciamento do fluxo de potência entre a fonte de bancada CC e a bateria depende de alguns parâmetros tais como: a potência da fonte de bancada P_{Fonte} , a potência consumida pela carga P_{Carga} , o estado de carga da bateria EDC e o método de carga escolhido.

Neste trabalho, o método de carga selecionado foi o Método de carga com duplo nível de tensão apresentado na subseção 2.2.3.1, por ser entre os métodos os citados o mais apropriado para o carregamento de uma única bateria.

No sistema proposto para o conversor bidirecional, a potência da fonte de bancada e a potência consumida pela carga não são monitoradas. Sendo assim, tais parâmetros devem ser monitorados por outro sistema externo. Porém, para o controle do fluxo de potência é preciso saber se a fonte necessita de potência. Desta forma, é necessária uma comunicação entre os sistemas de controle do conversor bidirecional e de monitoramento das potências P_{Fonte} e P_{Carga} . Neste contexto, será dedicado um pino de entrada do microcontrolador à comunicação de ausência de potência na fonte.

Quando a $P_{\text{Fonte}}(t)$ for maior que a potência consumida pela carga $P_{\text{Carga}}(t)$, o conversor bidirecional CC-CC atua na etapa *buck* e o excedente de energia é armazenado em uma bateria. Caso contrário, o conversor CC-CC atua na etapa *boost*. Assim, o fluxo de potência se dá no sentido da bateria para fonte. Então, para determinar este fluxo, basta monitorar a tensão na fonte, a qual decresce conforme o aumento da diferença entre $P_{\text{Fonte}}(t)$ e $P_{\text{Carga}}(t)$.

A etapa *boost* só opera se a bateria estiver em um estado de carga $EDC(t)$ acima do valor mínimo (EDC_{min}). Assim, se o valor de tensão na bateria $V_{\text{BB}}(t)$ for maior que a tensão EDC_{min} , o conversor funciona na etapa *boost*. Por outro lado, a etapa *buck* opera se $EDC(t)$ for menor que o máximo EDC_{max} .

3.3 CONTROLE

O microcontrolador utilizado foi o ATMEGA328P da família AVR, um microcontrolador da ATMEL, que possui uma arquitetura de 8 bits baseada em RISK (Reduced Instruction Set Computer), seis portas conversores A/D 5 V com resolução de 10 bits, seis portas PWM, memória de programa Flash de 32 kB, e 23 portas de entrada e saída, parâmetros suficientes para controlar o conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional.

Para monitoramento da corrente, foi utilizado o sensor ACS712-5A, capaz de ler uma corrente de -5 A a 5 A, e retorna um nível de tensão que varia de 0 V a 5 V. Seu funcionamento é dado pelo efeito hall, em que se analisa o efeito elétrico causado pela corrente no condutor, e possui uma resolução de 35 mA. Essa tensão é lida por

uma porta conversora analógico digital (A/D), para iniciar a conversão A/D é utilizado 25 pulsos de clock, após isso, para cada leitura é utilizado 13 pulsos de clock, resultando em 9600 amostras por segundo. Devido ao atraso de corrente que o indutor causa no sistema, é necessário utilizar um intervalo entre a leitura A/D e a interação para mudar o nível de tensão, empiricamente, chegou-se a uma interação a cada 10 ms.

Para o controle de tensão da etapa *boost*, primeiramente, verifica-se o nível de tensão na saída, para isso foi utilizado um divisor resistivo, com duas resistências. Sendo a primeira de 56 k Ω , ligada diretamente na saída positiva do conversor, e a segunda de 5,6 k Ω , para que a tensão de amostragem não ultrapasse 5 V, por se tratar do valor máximo de leitura do conversor A/D. Para separar o circuito de potência do circuito de controle, foi ligado entre os dois resistores um amplificador operacional TL084 que funciona como buffer. A saída do buffer foi ligada a uma porta conversor A/D, e a cada leitura, ele compara se o nível de tensão é igual a 30 V. Caso a diferença seja maior ou menor que 0,001, ele aplica o sinal, controle proporcional, que modifica o PWM de controle do MOSFET referente à etapa *boost*. Para a porta PWM, configurou-se a função fast PWM, fazendo com que a frequência de operação do PWM fosse de 62,5 kHz.

O controle de tensão da etapa *buck* é similar ao da etapa *boost*, mudando apenas as resistências sendo a primeira de 11 k Ω e a segunda de 5,6 k Ω , e o nível de tensão da saída do conversor *buck* deve ser de 12,8 V.

Também foram utilizadas nove portas digitais descritas na Tabela 1.

Tabela 1 - Funções das portas digitais

Função	Quantidade de portas digitais
Mostrar o nível de tensão da bateria (um botão e quatro LEDs)	5
Alterar entre os modos <i>buck</i> e <i>boost</i>	1
Descarregar o capacitor	1
Acionar o Relé	1

Fonte: Autoria Própria.

Para determinar o estado de carga das baterias utilizou-se o divisor resistivo da etapa *buck*, e a cada leitura do conversor A/D, o microcontrolador irá comparar o nível de tensão da bateria com a Figura 11, o qual correlaciona a tensão nos polos da bateria com sua capacidade remanescente. Para visualização dos parâmetros de

carga da bateria, será mostrado em quatro LEDs vermelhos, sendo cada LED referente a 25% de carga da bateria.

Para proteção e separação do circuito de potência do circuito de controle foi utilizado o circuito integrado IR2110, que possui duas entradas e duas saídas de chaveamento, cada uma com um modo de operação do MOSFET, o low side (referência no terra), e o high side (referência flutuante, quando a referência não está no terra), que são os dois casos que temos no conversor bidirecional, sendo o MOSFET do *buck* o high side, e o MOSFET do *boost* o low side.

3.4 COMPONENTES DO PROJETO

Para a escolha dos componentes do projeto primeiros, foram pré-definidos parâmetros de operação do conversor bidirecional, apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 - Parâmetros do projeto

Parâmetros	Valor
Tensão máxima de entrada <i>boost</i>	15 V
Tensão máxima de entrada <i>buck</i>	50 V
Corrente	1 A
Frequência de chaveamento	62,5 kHz

Fonte: Autoria Própria.

Para o dimensionamento do indutor, foi utilizado a equação 2.10, resultando no valor de 25,2 μH que é o valor mínimo para atender o MCC. Porém, para os testes iniciais em malha aberta realizados em uma protoboard, o valor mínimo de indutância não se mostrou eficaz, durante esses mesmos testes, obteve-se um melhor resultado com um indutor de 6 mH.

Para dimensionamento dos capacitores para a tensão de ripple, foi estipulado uma variação de 1% da tensão de pico da saída, utilizando a equação 2.11, e chegou-se ao valor de capacitância de 22,8 μF para a saída do *buck*, e um valor de capacitância de 53 μF para a saída do *boost*, como não são valores comerciais, foi utilizado o valor que havia disponível acima deles, sendo de 47 μF para a saída do *buck* e de 220 μF para a saída do *boost*.

Com os parâmetros apresentados na Tabela 2, selecionou-se os componentes do projeto apresentados na Tabela 3, sendo o MOSFET IRF840(NXP

SEMICONDUCTORS, 1998) que possui uma tensão máxima entre sua porta drain e source de 500 V e corrente de 5 A; e diodo MUR860(ON Semiconductor) que suporta uma tensão de 600 V e corrente de 8 A.

Tabela 3 - Componentes, quantidade e preço do projeto.

Componentes	Quantidade	Valor total R\$
Bateria Chumbo-ácido	1	50,00
IRF840 (MOSFET)	3	9,90
MUR860 (Diodo)	2	14,00
Resistência diversos valores	16	1,60
IR2110 (Módulo de chaveamento)	1	10,00
Diodo 1n4007	1	0,10
Capacitores diversos valores	4	2,00
ATMEGA328P (Microcontrolador)	1	18,90
Indutor 6 mH	1	7,00
Relé	1	10,00
TOTAL		153,40

Fonte: Autoria Própria.

3.5 MÉTODOS PARA VALIDAÇÃO DO SISTEMA

Esta subseção apresenta a metodologia utilizada para validação dos sensores e do conversor bidirecional, operando em malhas aberta e fechada.

3.5.1 Validação dos sensores de corrente e tensão

Para a validação do sensor de tensão (divisor resistivo mais o amplificador operacional) da bateria foi conectado em série com as duas resistências uma fonte de bancada FA-3030 e, variando-se a tensão da fonte de 0 V a 15 V, foi medido o valor de tensão na saída do sensor, e comparado com o valor calculado.

Para a validação do sensor de tensão da saída do conversor *boost*, foi utilizado o mesmo método de validação do sensor de tensão da bateria mudando que a variando da tensão foi de 0 V a 30 V, medido o valor de tensão na saída do sensor e comparado com o valor calculado e simulado.

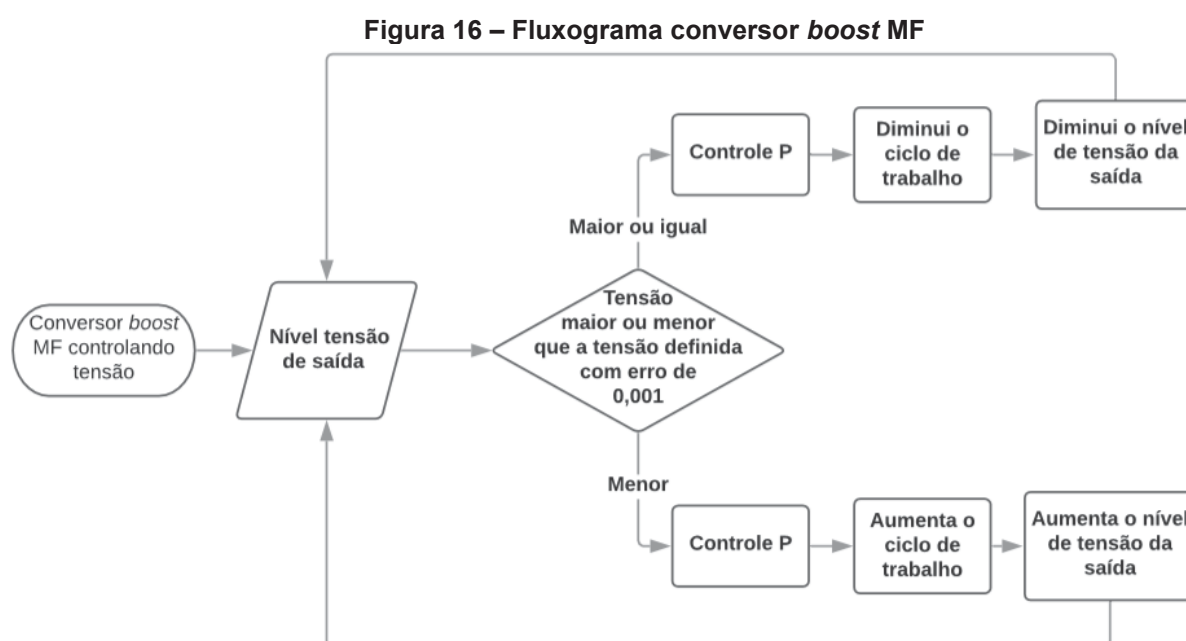
A validação do sensor de corrente ACS712-5A foi realizado utilizando uma fonte de bancada ligada em paralelo com um resistor de 3,3 Ω 10 W e com o sensor

de corrente. Com um multímetro foi medido o valor de tensão na saída do sensor e comparado com o valor simulado, e verificado a linearidade da tensão de saída do sensor.

3.5.2 Validação do conversor *boost*

A validação do conversor *boost* em malha aberta foi realizado em uma protoboard, utilizando dois indutores diferentes um de 1,5 mH e outro de 6 mH, conectado a uma carga de 470 Ω na saída do conversor, já na entrada do conversor foi aplicado uma tensão de 12,8 V, então foi variado o ciclo de trabalho de 30% a 80%. Para o indutor de 6 mH foi testado diferentes frequências de operação, e todos os dados obtidos serão comparados com os valores simulados e calculados conforme equação 2.8.

O conversor *boost* em malha fechada segue seu funcionamento conforme a Figura 16. Para a sua validação, foram realizados dois testes na protoboard, e definido uma tensão de saída de 30 V. Para o circuito, utilizou-se um indutor de 6 mH, conectado uma carga de 235 Ω na saída do conversor. Para o primeiro teste foi conectado a fonte de bancada na entrada do conversor e tensão aplicada foi variada de 11 V a 14 V. Para o segundo teste, foi conectado na entrada do conversor uma bateria de chumbo-ácido que apresentava uma tensão de 12,35 V. Os dados obtidos no segundo teste foram comparados com os valores simulados.



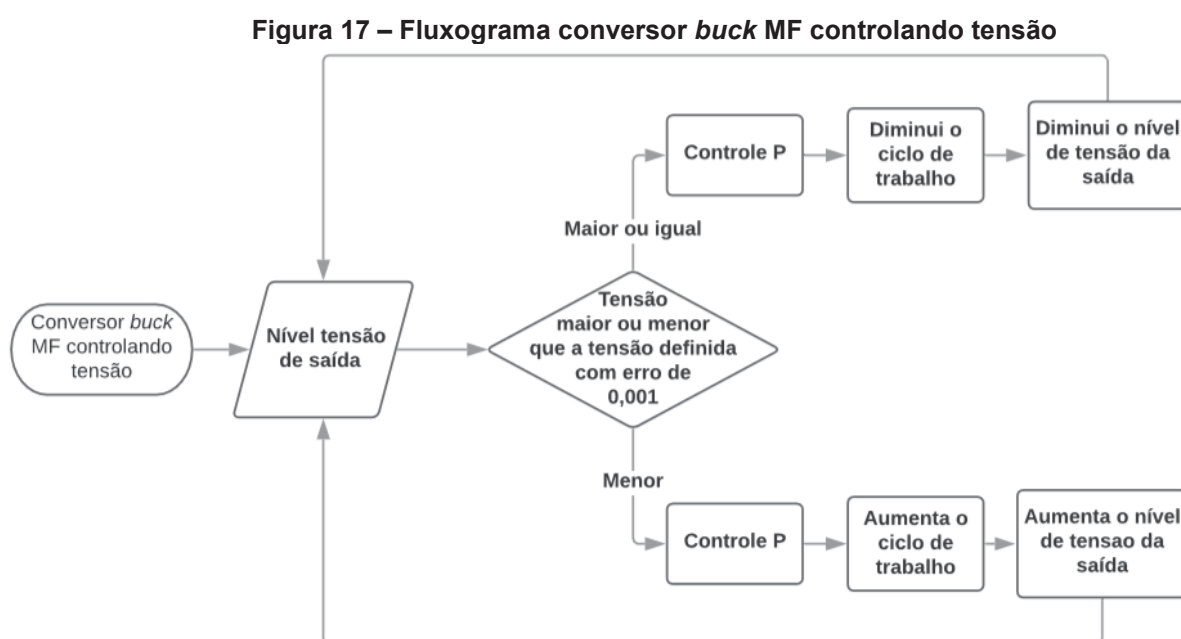
Fonte: Autoria Própria.

3.5.3 Validação do conversor *buck*

A validação do conversor *buck* em malha aberta foi realizada em uma protoboard, utilizando um gerador de função na porta gate do MOSFET e variado o ciclo de trabalho de 30 % a 80 %, conectado uma carga de 100 Ω na saída do conversor. Na entrada do conversor, foi aplicado uma tensão de 30 V e testado utilizando indutores de 1,5 mH e 6 mH. Os dados obtidos foram comparados com os valores calculados conforme equação 2.4 e os valores simulados. Na porta (gate) do MOSFET, foi utilizado o IR2110.

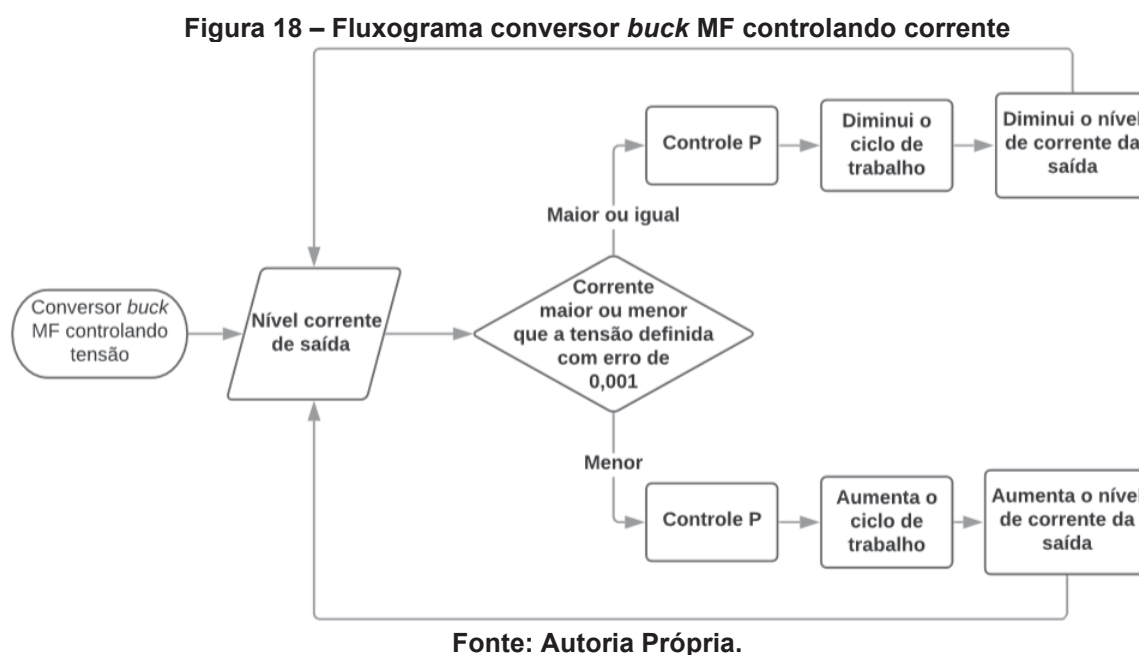
Também em malha aberta, foi testado o conversor *buck* com diferentes frequências de operação para o chaveamento do MOSFET (7 kHz, 62,5 kHz, 100 kHz).

O conversor *buck* em malha fechada controlando corrente segue seu funcionamento conforme a Figura 17. Para a sua validação, o teste foi realizado em protoboard, conectando-se à entrada do conversor, uma fonte de bancada com uma tensão de 30 V. E, definido uma tensão de saída de 12,7 V, para o circuito foi utilizando o indutor de 6 mH. Para o primeiro teste, foi conectado uma resistência de 100 Ω na saída do conversor, e para o segundo teste, foi substituído a resistência por uma bateria de 12,8 V e 1 A de corrente nominal da marca Megaville na saída do conversor para realizar uma das etapas de carregamento.



Fonte: Autoria Própria.

O conversor *buck* em malha fechada controlando corrente segue seu funcionamento conforme a Figura 18. O teste para sua validação foi realizado na protoboard, foi utilizado a indutância de 6 mH e definido uma corrente de saída de 150 mA. Conectou-se à entrada do conversor, uma fonte de bancada e variado a tensão de 22 V a 30 V. Para o primeiro teste, foi conectado uma resistência de 100 Ω na saída do conversor, já para o segundo, substituiu-se a resistência pela bateria para realizar uma das etapas de carregamento.



Tanto no controle em MF controlando corrente quanto em MF controlando tensão no conversor *buck*, quando substituído a carga resistiva pela bateria, o conversor não apresentava sinal de tensão na sua saída, devido ao funcionamento do IR2110, que necessita ter uma tensão inicialmente zero na saída, para garantir que os capacitores estejam descarregados. Para solucionar esse problema, foi adicionado um relé no polo positivo da bateria, para conectar a bateria ao conversor somente quando fosse iniciado a etapa *buck*. Porém os capacitores continuavam carregados, então foi adicionado um MOSFET em paralelo e um relé em série na saída, e antes de iniciar a etapa *buck* do conversor o relé permanece aberto e o MOSFET funciona em corte por 20 ms para descarregar os capacitores. Após isso fecha o contato do relé e inicia o processo de carga.

3.5.4 Validação do processo de carregamento

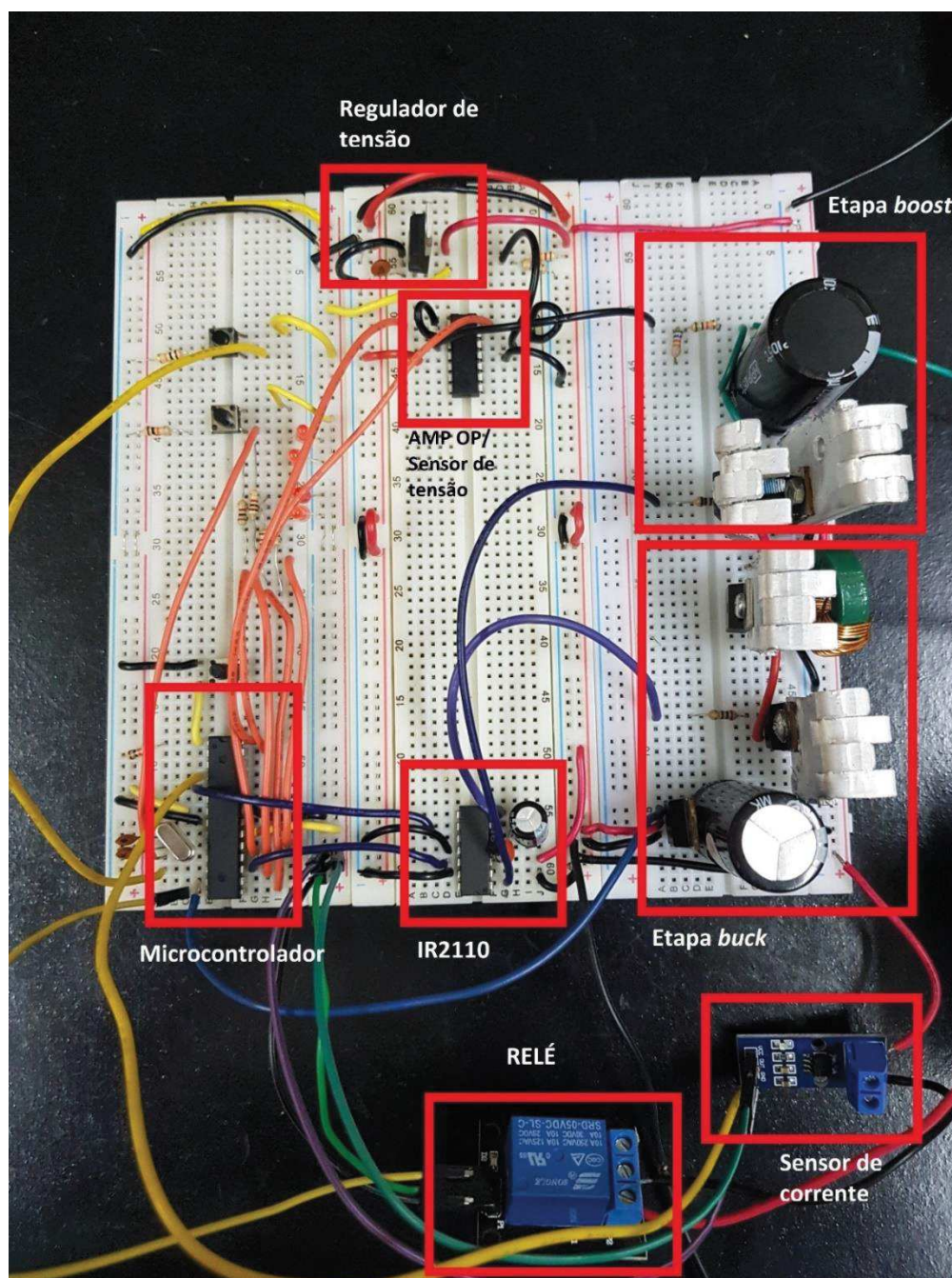
O Conversor bidirecional tem seu funcionamento descrito na Figura 14, a sua validação foi realizada na protoboard e posteriormente na placa final onde foi realizado o carregamento completo da bateria utilizando o método duplo nível de tensão 2.2.3.1, durante o processo de carregamento foi anotado em qual etapa de carregamento o conversor estava atuando e o valor de corrente e tensão apresentado entre os polos da bateria a cada 5 minutos.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Esta seção apresenta os resultados calculados, experimentais e simulados obtidos para o conversor CC-CC bidirecional (*buck-boost*), operando em malhas aberta e fechada, e de seus sensores.

A Figura 19 apresenta o circuito onde foram realizados todos os testes.

Figura 19 – Circuito do conversor bidirecional

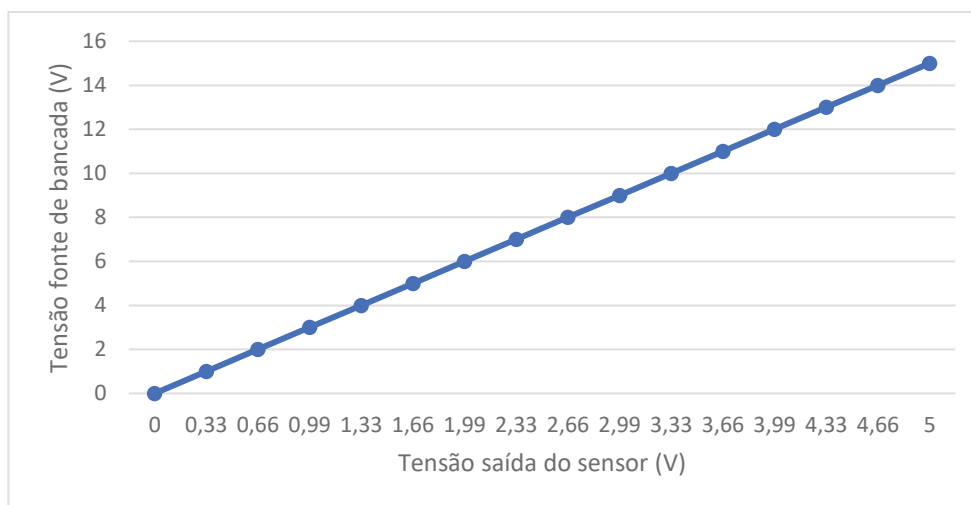


Fonte: Autoria Própria.

4.1 SENSOR DE TENSÃO

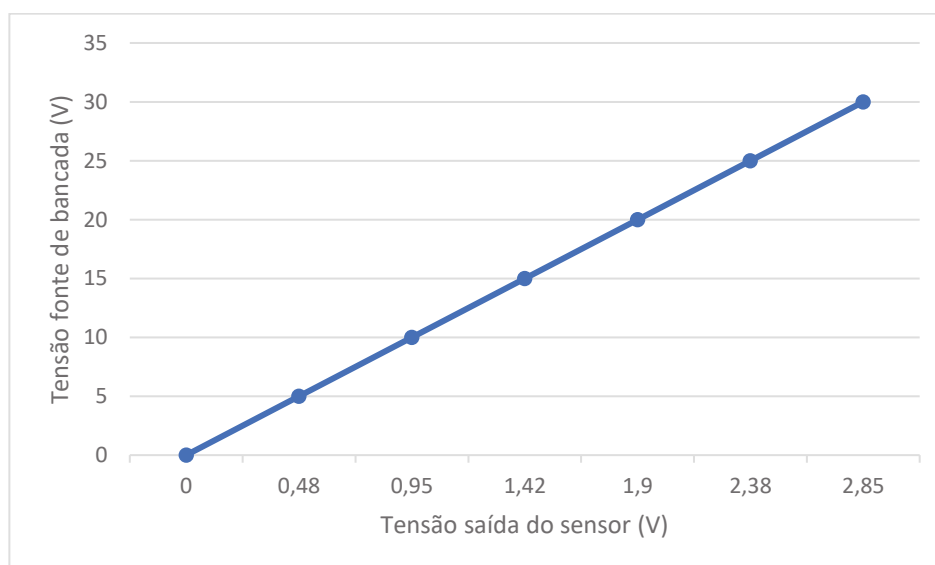
O teste do sensor de tensão da bateria e da saída do *boost* está apresentado na Figura 20 e na Figura 21, respectivamente, apresentando um resultado linear e estável com a variação de tensão sobre eles, não ultrapassando o limite de 5 V de leitura do conversor A/D.

Figura 20 – Tensão sensor de tensão pela variação da tensão da fonte de bancada.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 21 – Tensão de saída sensor de tensão saída *boost* (V), pela variação da fonte de bancada (V).

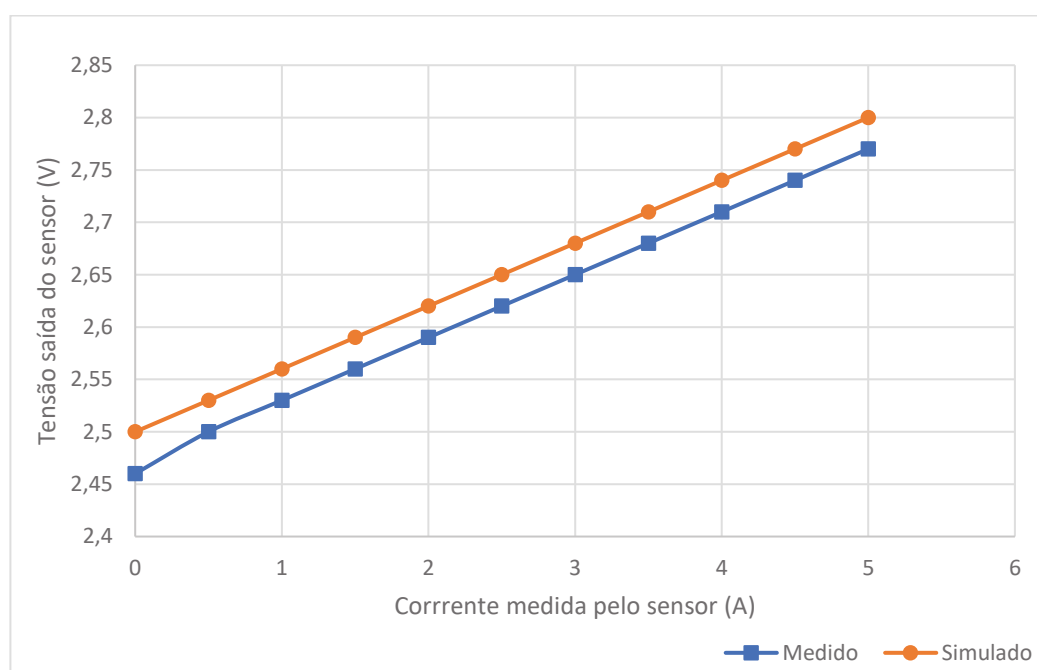


Fonte: Autoria Própria.

4.2 SENSOR DE CORRENTE

A Figura 22 apresenta o nível de tensão simulado comparado com o valor testado em uma protoboard, verificando-se o valor de tensão de saída do sensor e a tensão da fonte de alimentação. Nota-se uma diferença entre curvas do sensor simulado e do medido, se deve pelo fato do regulador de tensão (LM7805) não atingir o nível de tensão ideal de 5 V, mas apenas 4,92 V. Como a saída do sensor de corrente é proporcional a sua alimentação, ele tratou 2,46 V como 0 A, para o projeto final foi adaptado o código para definir 2,46 V como 0 A.

Figura 22 – Tensão na saída do sensor de corrente pela tensão de alimentação.



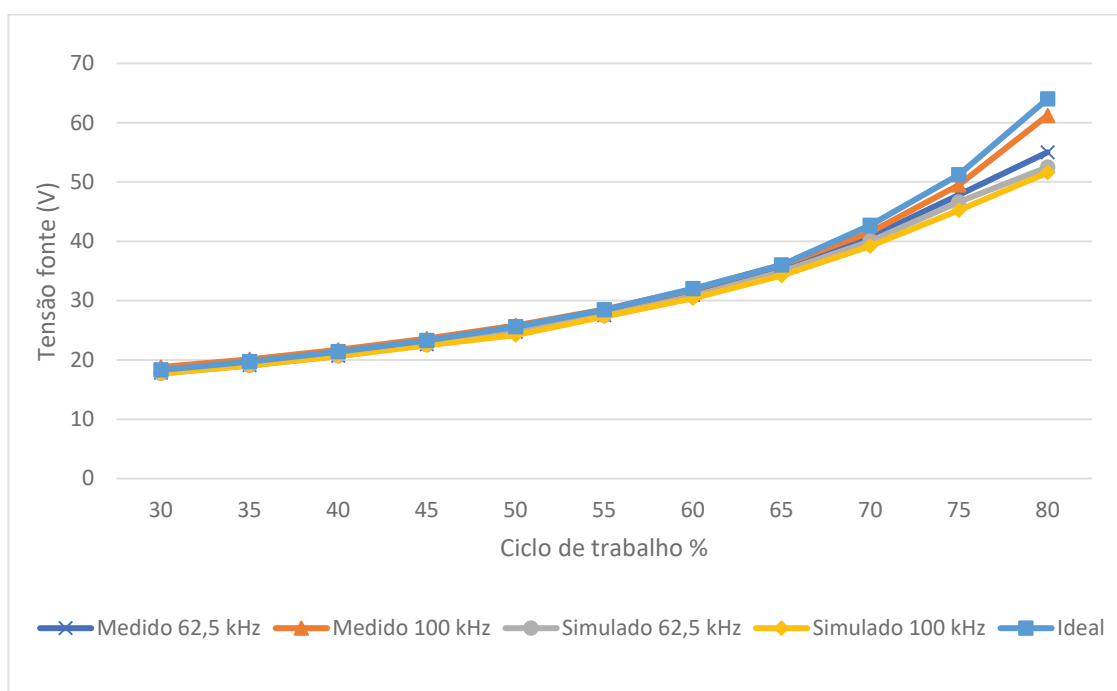
Fonte: Autoria Própria.

4.3 CONVERSOR BOOST

A Figura 23 apresenta os ensaios com diferentes frequências de chaveamento 7 kHz, 62 kHz e 100 kHz, aplicando uma tensão de entrada de 12,8 V. Excepcionalmente em 7 kHz, não foi obtido uma resposta linear na tensão, pois o indutor descarregava totalmente entrando no modo de condução não contínuo de corrente. A Figura 23 apresenta os níveis de tensão de saída do conversor *boost* ideal em comparação com os valores simulados e medidos para as frequências de 62 kHz e 100 kHz. Nota-se que, quando aplicado um ciclo de trabalho alto, os valores medidos

apresentam uma disparidade maior em relação aos valores simulado, devido às condições do MOSFET, o qual tem seus parâmetros de resistência interna alterados. Além disso, quanto maior for a frequência utilizada, maiores são as perdas por efeito Joule, conseqüentemente, aumentando mais ainda a sua resistência interna (NXP SEMICONDUCTORS, 1998).

Figura 23 – Tensão pelo ciclo de trabalho do conversor *boost* com diferentes frequências de operação.



Fonte: Autoria Própria.

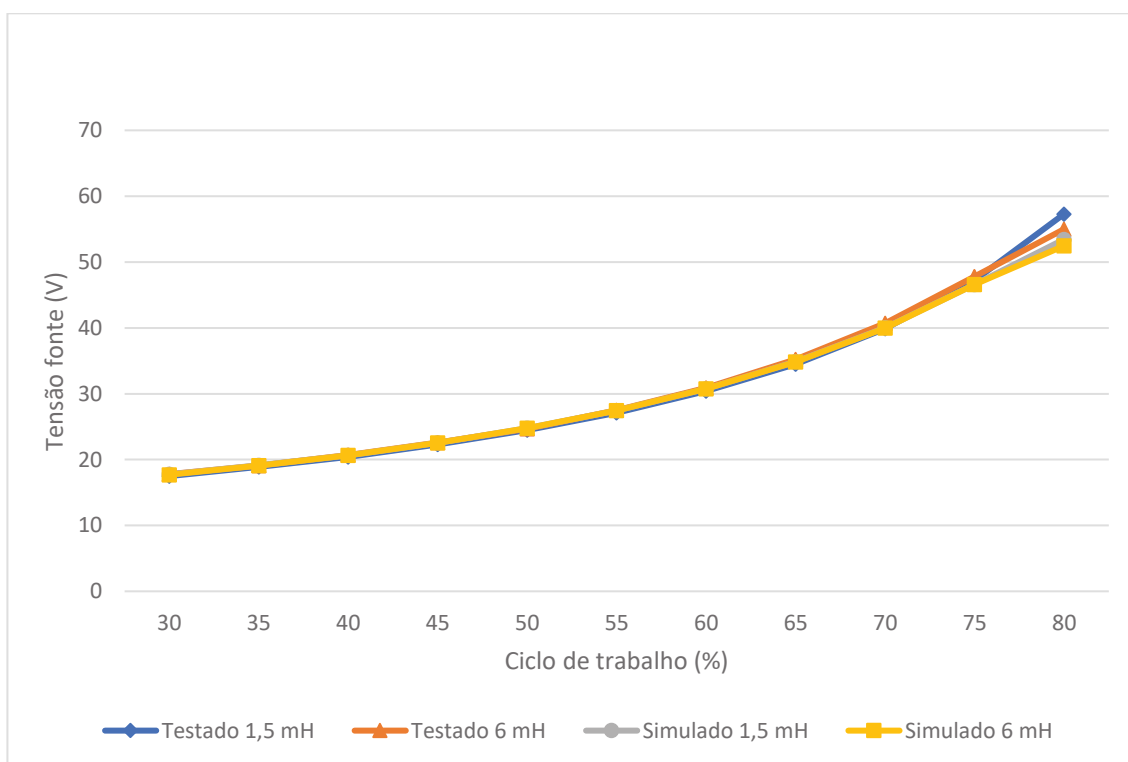
Como as respostas nas frequências de 62,5 kHz e 100 kHz foram similares, para os próximos testes foi utilizado a frequência de 62,5 kHz, por apresentar menor perdas por chaveamento (NXP SEMICONDUCTORS, 1998).

O conversor *boost* irá operar com uma tensão de saída de 30 V, cerca de 60 % do ciclo de trabalho utilizando a frequência 62,5 kHz. A diferença do valor de tensão da curva ideal, em comparação com o medido com o ciclo de trabalho de 60 % é de 1,1 V, desconsiderando a queda de tensão do diodo de 1 V (ON Semiconductor), mais a perdas por chaveamento e resistências parasitas, o conversor está operando próximo do valor ideal.

A Figura 24 compara o valor simulado do valor testado da tensão de saída pelo ciclo de trabalho do MOSFET no conversor *boost* em malha aberta utilizando os

indutores de 1,5 mH e 6 mH. Nota-se nos dois casos quando se compara o valor simulado do medido uma diferença significativa no nível de tensão quando o ciclo de trabalho está em 80%, dado pela perda por calor que aumenta conforme aumenta o nível de tensão. Comparando o restante da faixa do ciclo de trabalho, o conversor com o indutor de 1,5 mH apresentou uma divergência de cerca de 0,4 V comparando com os valores simulados com os medidos. Já o conversor com o indutor de 6 mH apresentou uma divergência de apenas 0,01 V comparando os valores simulados dos medidos.

Figura 24 – Tensão saída pelo ciclo de trabalho do conversor *boost*, variando valor do indutor.



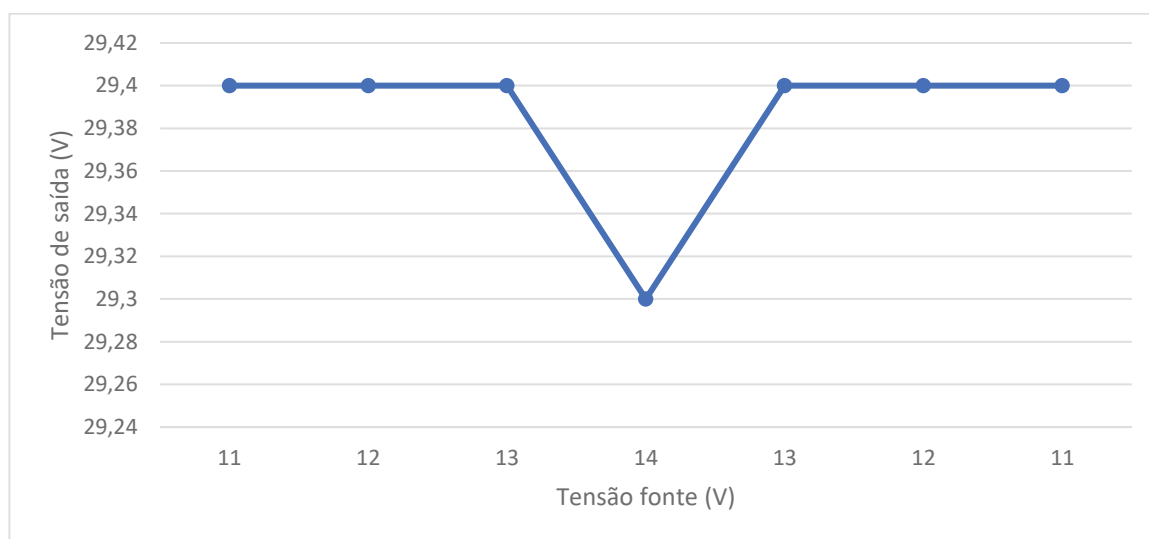
Fonte: Autoria Própria.

Com os resultados analisados, selecionou-se o indutor de 6 mH, por apresentar o menor valor de tensão quando aplicado um valor alto de ciclo trabalho, e por se comportar próximo do valor simulado, se tornando mais preciso de controlar em malha fechada o conversor.

A Figura 25 apresenta o nível de tensão de saída do conversor em malha fechada variando a tensão de entrada, é referente ao primeiro teste do conversor *boost* em malha fechada, e mostra que o nível de tensão permaneceu estável em 29,4 V, o nível de tensão não estabilizou em 30 V por conta do cálculo do divisor

resistivo não estar preciso, para o segundo teste o código sofreu alterações corrigindo o valor de tensão lido pelo microcontrolador. Os resultados obtidos provam que o sistema em malha fechada está funcionando com uma variação de mais ou menos 0,5% no nível de tensão de saída, onde com esse resultado poderá ser substituído a fonte pela bateria e mesmo com a variação de tensão que a bateria apresenta conforme seu nível de carga é modificado a saída continuará estável.

Figura 25 – Nível de tensão de saída do *boost* variando a tensão de entrada, em malha fechada controlando tensão de saída.



Fonte: Autoria Própria.

A Tabela 4 apresenta a comparação do nível de tensão na saída do conversor em malha fechada simulado, em comparação com a variação da resistência entre as portas drain e source do MOSFET. A resistência varia em função da temperatura e da corrente que passa pelo MOSFET (NXP SEMICONDUCTORS, 1998). Nota-se na tabela 4 que a variação da resistência do MOSFET influencia diretamente na variação da tensão da saída, apresentando uma variação que foi de 3 % a 2 % para mais ou para menos do valor definido.

Tabela 4 - Nível de tensão de saída com a variação da resistência interna do MOSFET.

Resistência Ω	Tensão na saída (V)
1	29,0 a 30,8
2	29,3 a 30,7
3	29,4 a 30,5

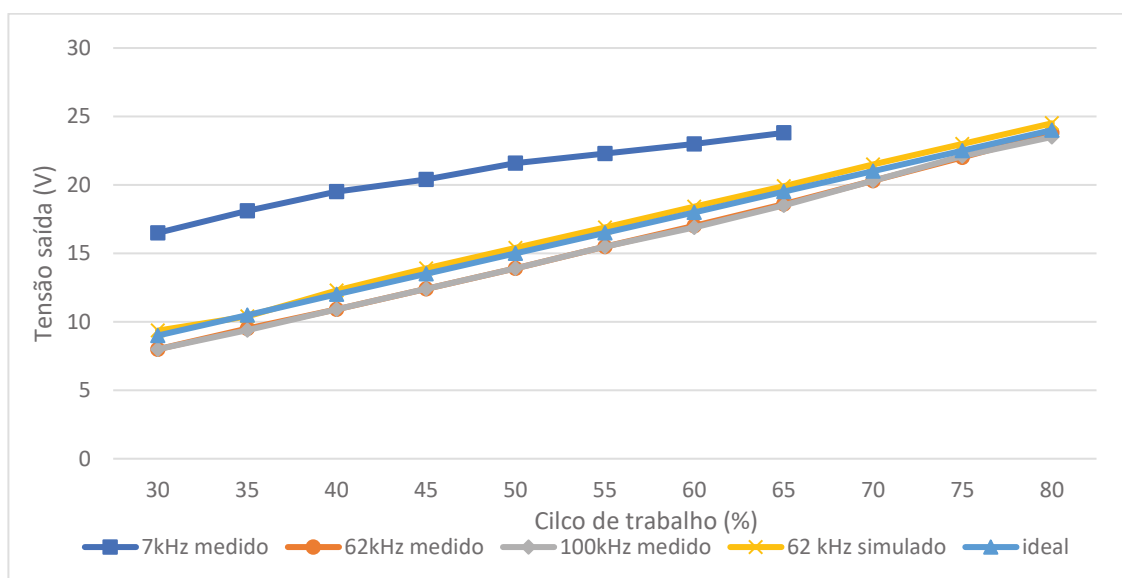
Fonte: Autoria Própria.

Com isso, foi realizado o segundo teste utilizando a bateria como fonte em que ela apresentava uma tensão de 12,35 V. Utilizando o multímetro mediu-se uma tensão de 30,1 V, já com o osciloscópio mediu-se a faixa de valores da tensão de saída entre 30,1 V a 30,5 V, apresentando uma variação de mais ou menos 0,65% na tensão de saída do conversor, se comportando mais estável do que a simulação. Esta variação se deu pelos seguintes fatores: i) variação da resistência do MOSFET como visto na tabela 4, ii) resistências parasitas que a placa apresenta e iii) a resolução do conversor A/D e do PWM.

4.4 CONVERSOR *BUCK*

A Figura 26 apresenta os valores de tensão na saída conversor *buck* ideal em comparação com valores medidos e simulados operando com diferentes frequências de chaveamento (7 kHz, 62 kHz e 100 kHz), utilizando o indutor de 6 mH

Figura 26 – Tensão pelo ciclo de trabalho aplicando diferentes frequências de operação.



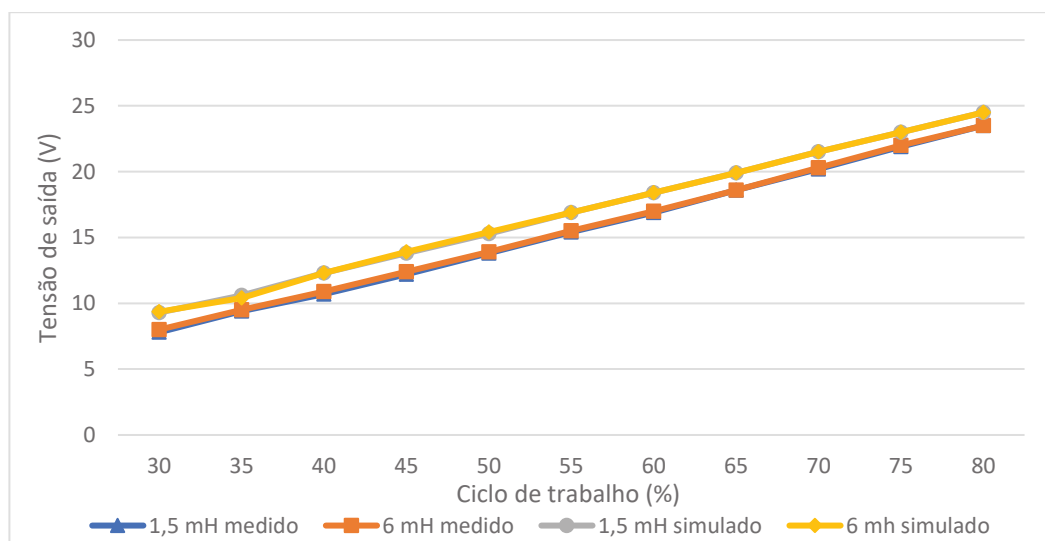
Fonte: Autoria Própria.

. Observa-se que utilizando a frequência de 7 kHz o indutor não apresenta uma resposta linear, pois o indutor também descarregava totalmente no seu período de T_{on} , entrando no modo não contínuo de corrente, assim como ocorrido no teste de diferentes frequências do conversor *boost*. Nota-se uma diferença entre os valores ideais em comparação com os valores medidos, pois nos valores ideais não é considerado as perdas por chaveamento do MOSFET (NXP SEMICONDUCTORS,

1998) e a queda de tensão no diodo (ON Semiconductor). Analisando as frequências de 62,5 kHz e 100 kHz o conversor apresentou a mesma resposta, com isso foi optado para os próximos testes utilizar a frequência de 62,5 kHz por ter menos perdas por chaveamento (NXP SEMICONDUCTORS, 1998).

A Figura 27 apresenta a curva de tensão de saída pelo ciclo de trabalho do MOSFET no conversor *buck* em malha aberta utilizando indutores de 1,5 mH e 6 mH, comparando o valor simulado do valor testado. Nota-se que os valores de tensão não mudaram com a mudança dos indutores, e também apresentaram uma linearidade em toda a variação do ciclo de trabalho, já comparando os valores simulados com os valores medidos notou-se divergência em todos os pontos, dado pelo método de realizar o teste em malha aberta do conversor *buck* onde não foi utilizado o IR2110 com a referência flutuante, foi utilizado o gerador de função onde a tensão entre a porta gate e source era de 10 V, já para simulação foi utilizado o IR2110.

Figura 27 – Tensão pelo ciclo de trabalho do conversor *buck* em malha aberta.



Fonte: Autoria Própria.

A Tabela 5 apresenta a variação da tensão de saída do conversor *buck* em malha fechada controlando tensão, para uma tensão de 12,7 V, utilizando inicialmente uma resistência de 100 Ω como carga, e variando a tensão de entrada do conversor. O valor de tensão medido no multímetro apresentou uma variação de mais ou menos 0,5 % do seu valor definido, já o osciloscópio apresentou uma variação de mais ou menos 2% do valor definido, variação dentro do valor estipulado.

Tabela 5 – Tensão de saída do conversor *buck* com diferentes tensões de entrada, utilizando carga resistiva.

Fonte de bancada (V)	Variação tensão saída conversor medindo com o osciloscópio (V)	Tensão saída conversor medindo com o multímetro (V)
20	12,6 a 13	12,67
22	12,6 a 13	12,68
24	12,6 a 13	12,70
26	12,6 a 13,2	12,74
28	12,6 a 13,2	12,75
30	12,6 a 13,2	12,79
28	12,6 a 13,2	12,76
26	12,6 a 13,2	12,74
24	12,6 a 13	12,70
22	12,6 a 13	12,68
20	12,6 a 13	12,68

Fonte: Autoria Própria.

A Tabela 6 também apresenta a variação da tensão de saída do conversor *buck* em malha fechada controlando tensão, porém foi substituído a carga resistiva por uma bateria para realizar uma de suas etapas de carregamento, e repetindo o mesmo processo de variação da tensão de entrada do conversor.

Tabela 6 – Tensão de saída do conversor *buck* com diferentes tensões de entrada, carregando uma bateria.

Fonte de bancada (V)	Variação tensão saída conversor medindo com o osciloscópio (V)	Tensão saída conversor medindo com o multímetro (V)
20	12,6 a 13	12,66
22	12,6 a 13	12,66
24	12,6 a 13	12,67
26	12,6 a 13	12,67
28	12,6 a 13	12,68
30	12,6 a 13	12,69
28	12,6 a 13	12,68
26	12,6 a 13	12,67
24	12,6 a 13	12,67
22	12,6 a 13	12,66
20	12,6 a 13	12,66

Fonte: Autoria Própria.

Com a bateria conectado na saída o conversor apresentou um resultado mais eficiente do que utilizando uma carga resistiva, pois a bateria amortece a tensão que é aplicada sobre ela, no multímetro a variação de tensão apresentada foi de mais ou menos 0,15%, e no osciloscópio a variação apresentada foi de mais ou menos 1,5%.

A Tabela 7 apresenta a variação da tensão de saída do conversor *buck* controlando corrente em MF, utilizando uma resistência de 100 Ω como carga, limitou-se a corrente de saída do conversor em 150 mA. A saída apresentou uma variação

de mais ou menos 3% no valor de corrente na carga, isso se dá pelo fato da baixa resolução de 188 mV do sensor de corrente (Allegro MicroSystems).

Tabela 7 – Tensão de entrada pela tensão e corrente de saída do conversor *buck* em MF controlando corrente, utilizando uma carga resistiva.

Fonte de bancada (V)	Tensão de saída conversor (V)	Corrente de saída (mA)
20	14,2 a 15	142 a 150
22	14,2 a 15	142 a 150
24	14,6 a 15,6	146 a 156
26	14,6 a 15,6	146 a 156
28	14,6 a 15,6	146 a 156
30	14,6 a 15,6	146 a 156

Fonte: Autoria Própria.

A Tabela 8 apresenta a variação da tensão de saída do conversor *buck* controlando corrente em MF, com corrente limitada em 150 mA, só que substituindo a carga resistiva por uma bateria para realizar uma de suas etapas de carregamento. Nota-se que a tensão na bateria manteve-se estável durante todo o teste, apresentando uma variação de 0,7 %, que é a menor de variação possível com a resolução de 8 bits do PWM sob as condições do teste, porém ocorreu uma variação de corrente de mais ou menos 16,5% do valor definido muito maior do que com a carga resistiva, isso acontece pois a bateria é mais sensível a variação de tensão, à qual um mínimo de diferença de tensão positiva aplicado em seus polos, representa um valor alto de corrente que ela irá drenar.

Tabela 8 - Tensão de entrada pela tensão e corrente de saída do conversor *buck* em MF controlando corrente, carregando uma bateria.

Fonte de bancada (V)	Saída conversor (V)	Corrente (mA)
22	12,99	130 a 180
24	13	150 a 190
26	13	155 a 198
28	13	157 a 200
30	13,1	157 a 200

Fonte: Autoria Própria.

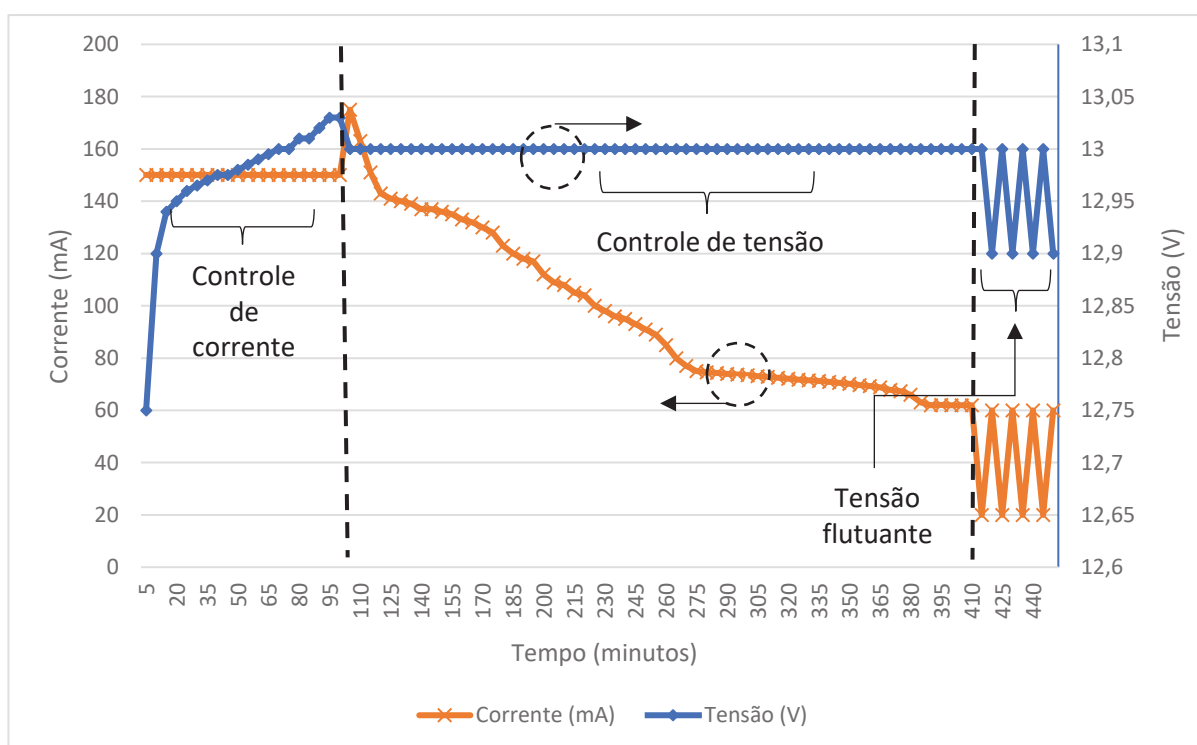
4.5 CARREGAMENTO DA BATERIA

A Figura 28 apresenta a curva de corrente e tensão da bateria durante o processo de carga que durou 7 horas, e anotado os valores a cada 5 minutos,

inicialmente a bateria se encontrava com uma tensão de 12,35 V. Durante o processo de carregamento foi utilizando os valores de carga citados na subseção 3.1.

A etapa *buck* do conversor bidirecional iniciou o processo de carregamento da bateria controlando corrente em MF, limitando a corrente em 150 mA com uma variação de 16 % para mais ou para menos em seu valor. No minuto 100 a bateria atingiu o nível de tensão de carga de 13 V, então o conversor passou para segunda etapa de carregamento controlando tensão em malha fechada, mantendo uma tensão de 13 V com uma variação de mais ou menos 1,5 %, fazendo a corrente decair aos poucos, no minuto 410 a corrente decaiu a 60 mA, fazendo o conversor entrar na etapa de tensão flutuante onde o conversor mantém a tensão por 2 segundos em 12,9 V e por 2 segundos em 13 V, fazendo a corrente variar de 20 mA a 60mA, realizando essa variação interruptamente para manter a bateria 100 % carregada.

Figura 28 – Curva de tensão e corrente do processo de carregamento da bateria.



Fonte: Autoria Própria.

5 CONCLUSÃO

Desenvolveu-se um conversor bidirecional *buck-boost* com controle em malha fechada, capaz de realizar o carregamento inteligente de uma bateria, passando corretamente por todas etapas de carregamento, preservando o funcionamento e a vida útil da bateria.

Os dados medidos na saída da etapa *boost* do conversor bidirecional funcionando em malha fechada provam que a variação do nível de tensão da bateria irá influenciar na variação do nível de tensão de saída do conversor em apenas 1,35 %, fazendo o conversor superar o objetivo inicial de 3 %.

A etapa *buck* do conversor bidirecional quando controlado tensão em malha fechada também apresentou variação menor na sua tensão em comparação com o objetivo, sendo 1,5 % e 3 % respectivamente. O conversor também se mostrou estável na variação da tensão de entrada sofrendo uma variação na sua saída de apenas 1,5 % do seu valor.

A etapa *buck* do conversor bidirecional quando controlado corrente em malha fechada apresentou um resultado eficiente quando aplicado uma carga resistiva na saída, com a variação de saída inferior a 5 % como esperado. Quando substituído a resistência pela bateria para realizar o seu carregamento, o conversor apresentou uma variação na corrente muito elevada de até 16 %, porém a variação de tensão na saída foi de apenas 0,7 % (variação inferior a 0,1 V), que é o mínimo que o PWM consegue variar nas condições do teste, mostrando que o conversor estava atuando próximo da menor variação do PWM de 0,46%.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Para dar continuidade e implementar melhorias ao projeto recomenda-se para trabalhos futuros:

- Aplicar o método de carregamento citado na subseção 2.2.3.2 para o carregamento de um banco de bateria, dado a robustez dos componentes utilizados no projeto.
- Adicionar um transformador na saída do conversor *boost* para então ser conectado a um inversor.

- Substituir o relé por uma solução eletrônica.
- Utilizar um microcontrolador com um conversor A/D maior que 10 bits, para um controle mais eficiente da corrente na bateria.
- Implementar o projeto em uma placa de circuito impresso.

REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. 2018. **Capacidade de Geração do Brasil**. aneel. [Online] 01 de fevereiro de 2018. [Citado em: 01 de fevereiro de 2018.] <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm>. 3.

AHMED, A. **Eletrônica de potência**. SÃO PAULO : AFILIADA, 2000. 14.

BANCO NACIONAL DO DESENVOLVIMENTO. 2018. **BNDES muda regra e pessoas físicas podem investir em energia solar**. bndes. [Online] 5 de junho de 2018. [Citado em: 2 de fevereiro de 2018.] <https://www.bndes.gov.br/wps/portal/site/home/imprensa/noticias/conteudo/bndes-muda-regra-e-pessoas-fisicas-podem-investir-em-energia-solar>. 4.

CETEM. 2012. **Chumbo contamina solo e habitantes da região do Alto Vale do Ribeira**. Iporanga : s.n., 2012.

COELHO, KEFAS DAMAZIO. 2001. **Estudo de uma fonte ininterrupta de corrente contínua de baixa potência gerenciada por um microcontrolador**. FLORIANÓPOLIS : s.n., 2001. 6.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. 2014. **Demanda por eletricidade no Brasil vai triplicar até 2050**. pac. [Online] 21 de agosto de 2014. [Citado em: 01 de fevereiro de 2018.] <http://www.pac.gov.br/noticia/13554306>. 2.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. 2018. **EPE publica o anuário estatístico de energia elétrica 2018**. epe. [Online] 2018. [Citado em: 01 de fevereiro de 2018.] <http://www.epe.gov.br/pt/imprensa/noticias/epe-publica-o-anuario-estatistico-de-energia-eletrica-2018>. 1.

GONZAGA, N. P. **Avaliação dos aspectos e impactos ambientais relacionados à fabricação de baterias automotivas**: estudo de caso de um empreendimento localizado na região de Campinas - SP. Campinas : Revista Ciencia & Inovação, 2015. Vol. 2.

LAZZARIN, T. B. **Estudo e implementação de um carregador de baterias com uma técnica de avaliação de sua vida útil**. FLORIANÓPOLIS : s.n., 2006. 7.

MATRIZES ENERGÉTICAS NO BRASIL: **CENÁRIO 2010-2030**. Fabricio Luiz Bronzatti, Alfredo Iarozinski Neto. 13. outubro : s.n., 13. 5.

MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P. **Power Electronics, Converters, Applications and Design**. 1995.

ROSEMBACK, R. H. **Conversor CC-CC bidirecional *buck-boost* atuando como controlador de carga de baterias em um sistema fotovoltaico**. Juiz de Fora : s.n., 2004.

STA. **sta-eletronica**. [Online] sta-eletronica, 2018. [Citado em: 28 de 03 de 2019.] sta-eletronica.