

Desenvolvimento do Protótipo para Carregador de Bateria à Íons de Lítio e Fosfato de Ferro-Lítio

ROMAGNA CAMILO, Murilo
Engenharia Mecatrônica
Instituto Federal de Santa
Catarina
Criciúma, Santa Catarina,
Brasil
murilo.r11@aluno.ifsc.edu.br

MONDARDO CÚNICO, Lucas
Engenharia Mecatrônica
Instituto Federal de Santa
Catarina
Criciúma, Santa Catarina,
Brasil
lucas.cunico@ifsc.edu.br

ANDRADE DA SILVA, Eder
Engenharia Mecatrônica
Instituto Federal de Santa
Catarina
Criciúma, Santa Catarina,
Brasil
eder.silva@ifsc.edu.br

Resumo — Este trabalho busca expor os métodos e resultados obtidos na construção de um protótipo para carregador de bateria à íons de lítio e fosfato de ferro-lítio aplicadas na indústria. O projeto desenvolvido utiliza um conversor *buck-boost* para ajustar a tensão de entrada, tendo em vista a possibilidade de tensão de entrada inferior ou superior a da bateria. Um circuito integrado BQ25756 é usado para controlar a carga da bateria, além de se comunicar com um módulo ESP32 responsável por realizar a interface com o usuário. Os resultados obtidos indicam a possibilidade de comunicação entre as placas de controle e interface desenvolvidas, contudo, melhorias de *layout* são sugeridas para efetivar o transporte de energia da entrada para a saída.

Palavras-Chave — BQ25756, Carregador de bateria, Conversor *buck-boost*, ESP32, Fosfato de ferro-lítio, Íons de lítio.

I. INTRODUÇÃO

O advento dos dispositivos eletrônicos revolucionou a forma ao qual o ser humano interage com o mundo ao seu redor. Com a crescente popularidade de dispositivos eletrônicos portáteis, como *smartphones*, *tablets* e *notebooks*, assim como aplicações tecnológicas mais avançadas, incluindo *drones*, sistemas de armazenamento de energia solar e veículos elétricos, a demanda por baterias confiáveis e eficientes tem aumentado exponencialmente. Essa necessidade é impulsionada não apenas pelo avanço dessas tecnologias, mas também pela busca por alternativas energéticas sustentáveis frente ao esgotamento e aos impactos ambientais das fontes convencionais de energia, muitas delas emissoras de gases de efeito estufa [1].

Destacando o cenário industrial, uma fonte

popularmente utilizada em empilhadeiras e afins é a bateria de chumbo-ácido. Inventada no século XIX, foi a primeira bateria recarregável de uso comercial e, devido a sua simplicidade de fabricação e custo por watts baixo, ainda é amplamente usada [2]. Todavia, limitações como baixa densidade de energia, número de ciclos de carregamento limitado e necessidade de armazená-las carregadas, faz com que busque-se alternativas mais modernas, dando espaço para o uso de baterias de íons de lítio e baterias de fosfato de ferro-lítio [3].

A bateria de íons de lítio (Li-Ion) possui sua estrutura semelhante a qualquer bateria, sendo formada por: ânodo, geralmente de grafite por possuir uma estrutura que facilita a entrada e saída de íons de lítio; cátodo, formado por óxidos metálicos, tais como, óxido de cobalto e níquel-cobalto; e eletrólito, geralmente um sal de lítio dissolvido em um solvente orgânico [4]. O funcionamento dessa fonte caracteriza-se pela difusão dos íons de lítio através da rede cristalina do cátodo e do ânodo nos processos de carga e descarga. Durante o processo de descarga, os átomos de lítio do ânodo sofrem oxidação separam-se do grafite para o eletrólito e liberando elétrons para o cátodo que, por sua vez, sofrerá redução, assim, gerando energia elétrica [1].

Já no processo de carga, ao aplicar uma tensão elétrica sobre os terminais da célula, o processo é revertido fazendo o cátodo sofrer oxidação intercalando os íons de lítio no ânodo que, desta vez, sofre redução fazendo a célula retornar ao seu estado original, ou seja, recarregando-a [4]. Comparada às demais tecnologias de armazenamento de carga, as baterias de Li-Ion trazem algumas vantagens como: baixa autodescarga, baixa manutenção, validade prolongada, número de ciclos

elevado, alta tensão por célula (frequentemente 3,6 V), além de possuir alta densidade de carga [5].

A bateria de fosfato de ferro-lítio (LiFePO_4), por sua vez, utiliza LiFePO_4 como material catódico, diferindo-se da bateria de Li-Ion que usa oxidação metálica, porém com princípio de funcionamento similar, com íons de lítio migrando entre o cátodo (LiFePO_4) e o ânodo (treliça de carbono) durante os processos de carga e descarga, afetando o desempenho pela vacância de íons [6]. Com isso, por serem menos reativas, são mais controláveis em altas temperaturas, além de oferecerem boa eficiência, maior vida útil, tensões terminais baixas (cerca de 3,2 V por célula), e alta densidade de carga [7].

Portanto, para manter a vida útil dessas fontes, necessita-se de carregadores que maximizem a eficiência e segurança no processo de carga das baterias. A literatura científica mostra que o desenvolvimento de carregadores de bateria evoluiu para um sistema composto por uma unidade de conversor CC-CC (Corrente Contínua-Corrente Contínua), responsável por converter uma fonte de tensão (ou corrente) contínua em um nível de tensão (ou corrente) adequado para o carregamento, e uma unidade de controle, responsável por monitorar e gerenciar o processo de carga [8].

Conversores CC-CC são dispositivos construídos a partir de semicondutores e elementos passivos (capacitores e indutores), projetados para converter uma fonte de tensão contínua de um nível para outro, sendo as topologias mais usuais: conversor *buck*, abaixador de tensão; conversor *boost*, elevador de tensão; e conversor *buck-boost*, que pode abaixar ou elevar a tensão de entrada [9].

No âmbito deste projeto, considerando a aplicação em baterias comumente usadas em indústrias, buscou-se simular uma entrada variável comum para aplicações com painéis solares. Deste modo, haverá períodos em que a tensão de entrada será inferior a tensão da bateria e períodos em que a tensão da entrada será superior a tensão da bateria, portanto, exigindo um conversor *buck-boost*. Todavia, as baterias de LiFePO_4 e, especialmente, Li-Ion são mais sensíveis às variações de tensão, assim, exigindo um controle robusto e eficiente [1], [4]. Em vista disso, o projeto proposto explorou o uso de um conversor *buck-boost* de quatro chaves.

Visando controlar a entrega de tensão e corrente à carga de acordo com a especificidade de cada bateria, bem como

realizar monitoramento do processo, utilizou-se o circuito integrado (CI) BQ25756, da fabricante Texas Instruments, dedicado a estas funções, assim, permitindo flexibilidade ao usuário e mitigando a redução da vida útil das baterias dadas pela ineficiências de carregadores que não implementam um controle rigoroso de carga, por exemplo, com uso de um CI dedicado [10].

A partir dos conceitos supracitados, o objetivo deste trabalho é desenvolver um protótipo de um carregador de bateria de íons de lítio e fosfato de ferro-lítio que possa ser conectada a uma fonte de tensão contínua e garantir o controle da carga de forma segura e eficaz, além de possuir interface de monitoramento e configuração.

II. METODOLOGIA

A metodologia adotada para a execução deste projeto pode ser compreendida através do fluxograma apresentado na Fig. 1.

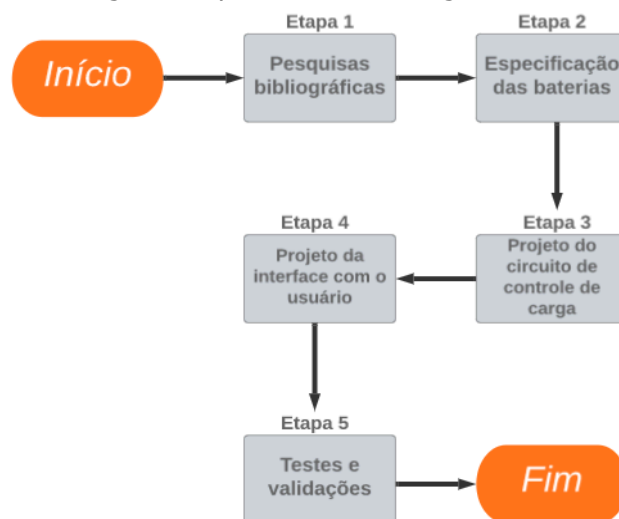


Fig. 1: Metodologia.

O desenvolvimento do projeto teve início com pesquisas bibliográficas que visam delimitar o campo de estudo para a aplicação em questão. Posteriormente especificou-se a tensão e corrente de saída de carga total da bateria a ser carregada. As etapas seguintes, respectivamente, visaram o desenvolvimento de uma placa eletrônica para o controle da carga e uma placa eletrônica para a interface do controlador com o usuário. Por fim, testes foram realizados para validar o protótipo.

III. DESENVOLVIMENTO

A. Pesquisas bibliográficas

Os principais conceitos estudados para a construção deste protótipo foram: Conversor *buck-boost* de quatro chaves; BQ25756; e ESP32.

1. Conversor buck-boost de quatro chaves

Para a conversão da tensão de entrada para a tensão entregue à carga considerou-se usar um conversor *buck-boost* de quatro chaves, visto que a tensão de entrada poderá ser maior ou menor à tensão de carga, além da exigência de controle preciso de sinal. Formado por indutor, chaves de potência e capacitores, este conversor é uma versão mais eficiente e flexível do conversor *buck-boost*, ou seja, pode tanto abaixar (*buck*) quanto elevar (*boost*) a tensão de entrada [9]. A Fig. 2 exhibe a topologia deste conversor.

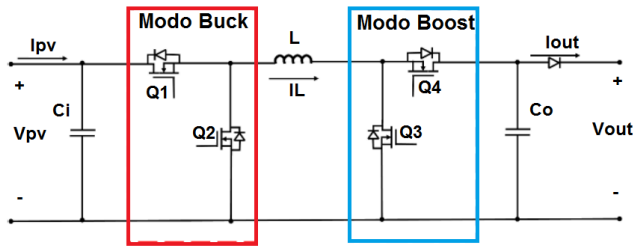


Fig. 2: Conversor *buck-boost* de quatro chaves [11].

Nessa topologia, quando a tensão de entrada (V_{pv}) for maior que a tensão de saída (V_{out}) o conversor opera em modo *buck* com Q4 totalmente ligado, Q3 totalmente desligado e com Q1 e Q2 controlando a potência. Quando V_{pv} for menor que V_{out} o conversor opera em modo *boost*, em que Q1 permanece totalmente ligado, Q2 totalmente desligado e com Q3 e Q4 controlando a potência [11].

2. BQ25756

Considerou-se utilizar o CI BQ25756, produzido pela Texas Instruments, dedicado ao controle de carga, visto que, além de trazer flexibilidade e confiabilidade ao processo, este dispositivo possui características operacionais abrangentes o suficiente para lidar com o cenário de carregamento estabelecido, tais como: suporte para carga de Li-Ion e LiFePO₄; ampla faixa de tensão de entrada (4,2 V a 70 V) e saída (até 70 V); corrente de carga e de entrada ajustável (até 20 A); integração com conversor *buck-boost* de 4 chaves; configuração e monitoramento via I2C (*Inter-Integrated Circuit*) [10].

O BQ25756 (esquema simplificado em Fig. 3) é um controlador de carga de ampla tensão de entrada e modo comutado com suporte de fluxo de energia bidirecional. Além disso, oferece carregamento de bateria com alta eficiência com corrente de carga precisa, regulação de tensão de carga, pré-condicionamento automático de carga, terminação, indicação de *status* de carga, além de integrar toda a compensação de *loop*

para o conversor *buck-boost* de quatro chaves. Este CI dispõe de um conversor ADC de 16 *bits* que, através de comunicação I2C, monitora tensão, corrente e temperatura do processo de carga [10].

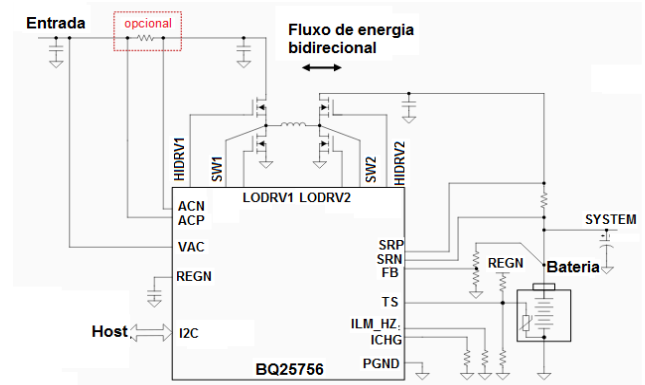


Fig. 3: Esquema simplificado do BQ25756 [10].

Para baterias de Li-Ion e LiFePO₄ o dispositivo verifica a tensão da bateria e carrega-a em diferentes fases: carregamento lento, pré-carregamento, carregamento de corrente constante e carregamento de tensão constante. Ao final do ciclo de carga, o carregador termina automaticamente quando a corrente de carga estiver abaixo do limite de corrente de terminação na fase de tensão constante, e quando a bateria cheia cai abaixo do limite de recarga o carregador inicia automaticamente um novo ciclo de carga [10].

3. ESP32

O microcontrolador ESP32 foi selecionado para interfacear a comunicação entre o controle de carga e o usuário, utilizando uma placa que integra os periféricos necessários para essa função. No âmbito deste projeto utilizou-se o módulo ESP32-WROOM-32D-16MB ao qual, além de possuir pinos dedicados à comunicação I2C, possui 22 pinos que podem ser configurados como entrada ou saída, mais que suficiente para a aplicação [12].

B. Especificação das baterias

Para a especificação das baterias de íons de lítio e fosfato de ferro-lítio atribuídas para este projeto considerou-se baterias com faixas operacionais comumente encontradas em equipamentos como empilhadeiras e transpaletadeiras utilizados no ambiente interno em empresas localizadas na região de Criciúma. Com base em estudos levantados concluiu-se que ao projetar um carregador para baterias de 48 V com corrente de saída de carga total máxima de 20 A é possível abranger boa parte dos modelos encontrados nesse cenário [13].

C. Projeto do circuito de controle de carga

Esta etapa pode ser subdividida em etapas de dimensionamento e listagem de componentes, além de projeto do esquemático e *layout* da placa a ser confeccionada para o projeto. Tendo em vista o CI utilizado, o *datasheet* de [10] traz o equacionamento necessário para o projeto de seus periféricos, aos quais podem ser associados a pinagem da Fig. 3. Para tanto, a Tabela 1 traz as especificações iniciais de projeto, aos quais serão melhor elucidadas posteriormente, levantadas para o dimensionamento deste circuito.

Parâmetro	Especificação
Tensão de entrada	38 V - 60 V
Tensão de carga	58,4 V
Limite de corrente de entrada / saída	20 A
Frequência de comutação	500 kHz
Temperatura operacional	0 °C - 50 °C
Indutor	2,2 uH - 15 uH / 1,75 mΩ - 60 mΩ
Capacitância mínima de entrada / saída	160 uF

Tabela 1: Especificações de projeto.

O valor de indutância do indutor de potência deve ser compreendido dentro de valores de 2,2 e 15 uH, ao mesmo passo que sua resistência de fio deve estar entre 1,75 e 60 mΩ. A frequência de comutação (F_{sw}) deve estar entre 200 e 600 kHz e a corrente média máxima no indutor ($I_{L_{max}}$) é dada pela relação entre a tensão da bateria (V_{bat}), corrente de saída de carga total ($I_{o_{max}}$) e tensão de entrada mínima ($V_{AC_{min}}$), conforme apresentado na equação (1).

$$I_{L_{max}} = \frac{V_{bat} \cdot I_{o_{max}}}{0,9 \cdot V_{AC_{min}}} \quad (1)$$

Além disso, os valores de $V_{AC_{max}}$ (tensão de entrada máxima), $V_{AC_{min}}$, F_{sw} , I_{sat} (corrente de saturação no indutor), $I_{L_{max}}$ e L_{min} devem respeitar as equações (2), (3), (4) e

(5).

$$L_{min} = \frac{\max(aux1; aux2)}{10^{-6}} \quad (2)$$

$$aux1 = \frac{0,5 \cdot V_{bat} - (V_{bat} / (\min(2 \cdot V_{bat}; V_{AC_{max}})))}{1000 \cdot F_{sw} \cdot (I_{sat} - I_{L_{max}})} \quad (3)$$

$$aux2 = \frac{0,5 \cdot \max(V_{bat}/2; V_{AC_{min}}) \cdot aux3}{1000 \cdot F_{sw} \cdot (I_{sat} - I_{L_{max}})} \quad (4)$$

$$aux3 = (1 - (\max(V_{bat}/2; V_{AC_{min}})/V_{bat})) \quad (5)$$

Dessa forma, o limite máximo e mínimo de tensão de entrada estabelecidos foram respectivamente de 60 V e 38 V, ao passo que, após pesquisas em *sites* de eletrônicos, o indutor calculado (entre SW1 e SW2) para a aplicação foi o modelo MTP2918E-100M-H desenvolvido pela fabricante COILMX, ao qual possui indutância de 10 uH, resistência interna de fio de 3 mΩ e corrente de saturação de 30 A, logo, a partir das equações supramencionadas, determinou-se os valores de corrente máxima média no indutor de 28,07 A e indutância mínima de 4,97 uH para uma frequência de comutação de 500 kHz, assim ratificando o uso deste indutor.

O CI ainda permite usar seu regulador linear interno como fonte do *gate driver* para todos os MOSFETs, desde que a potência de dissipação neste regulador interno seja de no máximo 1 W. Para o pior caso, a potência (P_{reg}) é calculada pela equação (6), onde Q_g representa a carga total de *gate* do MOSFET utilizado.

$$P_{reg} = (V_{AC_{max}} - 5) \cdot 4 \cdot Q_g \cdot F_{sw} \quad (6)$$

O MOSFET selecionado foi o SE100150G (fabricado pela SINO-IC) que possui Q_g de 160 nC e, utilizando a equação (6), obtém-se P_{reg} de 17,6 W, portanto superior a 1 W, assim sendo, o fabricante recomenda utilizar uma fonte externa de 4,5 a 12V e que forneça pelo menos 50mA. Neste caso utilizou-se o regulador de tensão LM5164DDAR já utilizado para alimentar em 12 V a placa responsável pela interface.

Os capacitores de entrada (entre VAC e GND) devem ser selecionados para obter uma capacitância total de 188 uF e resistência em série equivalente de 9 mΩ, enquanto que os

capacitores de saída devem ser selecionados para obter capacitância total (Cout) de 197,4 uF e resistência em série (CoESR) de 1,96 mΩ, assim, obtendo tensão de ripple de saída resistiva (Vorr) e tensão de ripple de saída capacitiva (Vorc) inferiores a 50 mV, conforme recomendado para esta aplicação. As equações (7) e (8) expressam as relações entre tais variáveis mencionadas e a corrente máxima de saída (Io_{max}) de 20 A, obtendo-se os valores de 49,52 mV e 42,22 mV, respectivamente para Vorr e Vorc.

$$V_{orr} = \frac{I_{o_{max}} \cdot V_{bat}}{VAC_{min}} \cdot CoESR \quad (7)$$

$$V_{orc} = \frac{I_{o_{max}} \cdot (1 - (VAC_{min}/V_{bat}))}{Fsw \cdot Cout \cdot 10^{-6}} \quad (8)$$

A seleção da frequência de comutação é realizada através de um resistor (Rf) conectado a um pino de controle do CI seguindo a Tabela 2, no caso dimensionado, para Fsw de 500 kHz, Rf foi de 50 kΩ.

Rf (kΩ)	Fsw (kHz)
200	200
133	250
100	300
80	350
66,67	400
57,1	450
50	500
44,4	550
40	600

Tabela 2: Relação entre Rf e Fsw [10].

Para corrente máxima de entrada (IAC_{max}) e saída (Iomax) de 20 A, consideradas para garantir que o circuito só irá operar dentro de faixas de trabalho segura para operação com baterias de 48 V / 20 A, deve-se selecionar resistores de entrada (Rin) (pino ILM_HZ) e saída (Rout) (pino ICHG) de acordo com as equações (9) e (10), ao qual considerando um resistor de detecção de corrente padrão de 5

mΩ (Rsns), obtém-se Rin e Rout, respectivamente de 1 kΩ e 2,5 kΩ.

$$R_{in} = \frac{0,1}{Rsns \cdot IAC_{max}} \quad (9)$$

$$R_{out} = \frac{50}{I_{o_{max}}} \quad (10)$$

O range seguro de temperatura de operação foi determinado a partir de valores que o fabricante das baterias selecionadas considera seguro. Para tensão de realimentação alvo (Vfb_reg) configurada em 1,544 V e valores de resistência fria (Rcold) de 33,62 kΩ e resistência quente (Rhot) de 3,59 kΩ, respectivamente para 0 °C e 50 °C, para o termistor da bateria usada. Os valores dos resistores de programação de temperatura de segurança (Rt2 e Rt1), entre os pinos TS e REGN e TS e GND, respectivamente, são determinados a partir das equações (11), (12), (13) e (14), tais quais obtém-se os valores de 4,3 kΩ (Rt1) e 18 kΩ (Rt2).

$$aux4 = (1/Vfb_reg) \quad (11)$$

$$aux5 = (1/(0,976 \cdot Vfb_reg)) \quad (12)$$

$$Rt2 = \frac{Rcold \cdot Rhot \cdot (aux4 - aux5)}{Rhot \cdot (aux5 - 1) - Rcold \cdot (aux4 - 1)} \quad (13)$$

$$Rt1 = \frac{(1/Vfb_reg) - 1}{(1/Rt2) + (1/Rcold)} \quad (14)$$

A programação da janela operacional, que garante a operação do circuito somente dentro do intervalo considerado de alimentação, é dada através dos resistores RAC1, RAC2 e RAC3 (entre pinos de ajuste e VAC) calculados pelas equações (15) e (16) sendo os valores respectivos de 1000 kΩ, 9,31 kΩ e 21k Ω válidos para os parâmetros de projeto.

$$VAC_{max} = 1,2 \cdot \frac{RAC1 + RAC2 + RAC3}{RAC3} \quad (15)$$

$$VAC_{min} = 1,1 \cdot \frac{RAC1 + RAC2 + RAC3}{RAC2 + RAC3} \quad (16)$$

Já a programação da regulação de tensão

na bateria (entre pinos FB, FBG e bateria) é realizada através da seleção de um resistor R_{fb_top} típico de $249\text{ k}\Omega$ e de um resistor R_{fb_bot} obtido através da equação (17), considerando, neste caso, o alvo desejado de regulação da bateria (V_{bat_reg}) de $58,4\text{ V}$, logo, resultando-se em R_{bot} de $6,8\text{ k}\Omega$.

$$R_{fb_bot} = R_{fb_top} \cdot \frac{V_{fb_reg}}{V_{bat_reg} - V_{fb_reg}} + 33 \quad (17)$$

A partir do equacionamento efetuado, observa-se em Fig. 4 os principais componentes dimensionados para a placa de controle de potência.

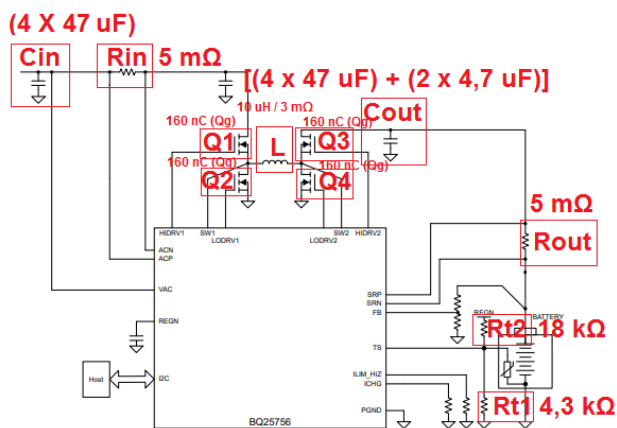


Fig. 4: Esquema simplificado do BQ25756 dimensionado [10].

Por conseguinte, a listagem dos componentes foi realizada de acordo com componentes presentes na distribuidora LCSC Electronics, em virtude do grande número de opções disponíveis neste *site*. Assim, exigiu-se um processo iterativo de cálculos, verificação de disposição e recálculo. O projeto do esquemático e *layout* da placa realizou-se em *software* dedicado à produção de placas de circuito impresso.

A Fig. 5 exibe o *layout* desenvolvido para a placa de controle, onde, a partir de uma tensão de entrada, do *feedback* da tensão de carga e do *feedback* da temperatura da bateria (Termistor), realiza-se o controle do carregamento. Outrossim, há um conector I2C para comunicação com a placa de interface, além de uma saída de 12 V para sua alimentação.

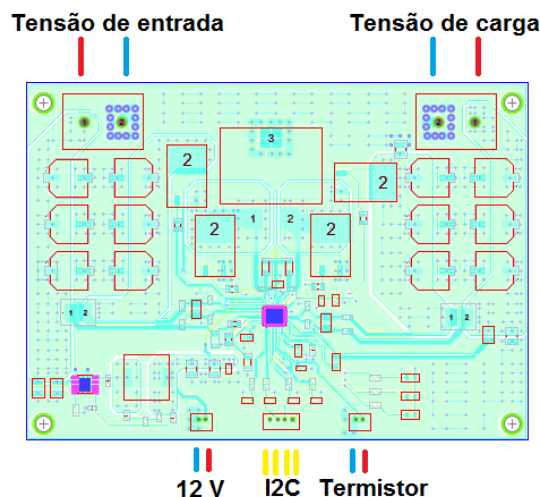


Fig. 5: *Layout* da placa de controle.

D. Projeto da interface com o usuário

Em nível de *hardware*, selecionou-se componentes periféricos para o funcionamento do módulo, como reguladores de tensão, capacitores e resistores *pull-up*, além de componentes como botões e *display* LCD usados para configuração e visualização de dados, respectivamente.

Em nível de *software*, a programação realizou-se via arduino IDE pensada para, além de otimizar o carregamento para cada química estudada, monitorar os dados fornecidos pelo BQ25756, que são: corrente de entrada; corrente de carga; tensão de entrada; tensão de carga; e temperatura.

A Fig. 6 exibe o *layout* elaborado para a placa de interface, tal qual é alimentada por 12 V (fornecidos pela placa de controle) e possui canais para comunicação I2C com o controlador e com uma Interface Humano Máquina (IHM) com o usuário (LCD).

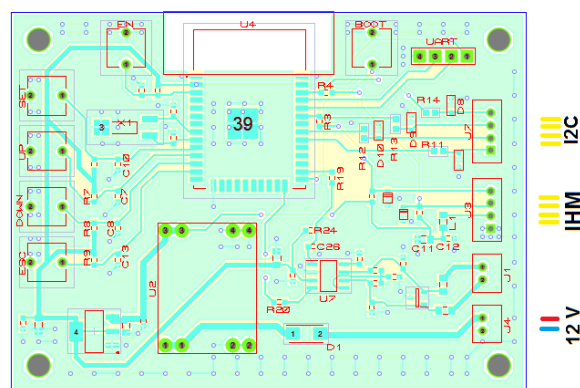


Fig. 6: *Layout* da placa de interface.

E. Testes e validações

A metodologia de testes e validações teve início com o *software* através de testes da

comunicação entre as placas de controle e interface, ao qual ratificou-se a seleção da bateria e leitura de dados. Em seguida, verificou-se o processo de carga aferindo a tensão de saída e dos *gates* das chaves.

Os testes para a validação do protótipo foram realizados no laboratório do IFSC (Câmpus Criciúma), tendo em vista o espaço e equipamentos presentes necessários para esta etapa.

IV. RESULTADOS E DISCUSSÕES

A. Placas eletrônicas

Conforme projetado e apresentado em Fig. 5 e Fig. 6, desenvolveu-se ambas placas aos quais são montadas e identificadas para prototipagem conforme apresentado em Fig. 7.

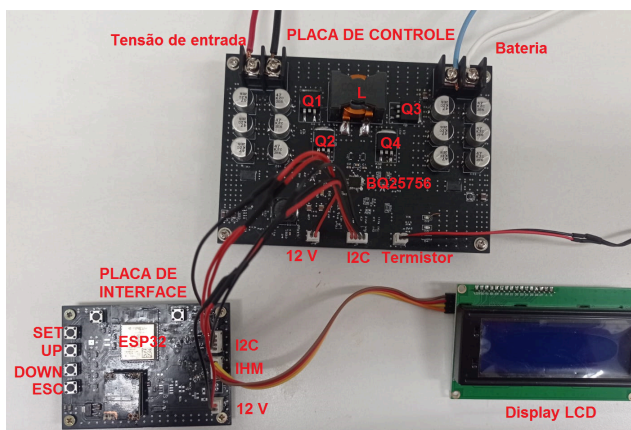


Fig. 7: Montagem do protótipo.

As chaves Q1, Q2, Q3, Q4 e o indutor L formam o conversor *buck-boost* controlado pelo BQ25756 na placa de controle. Os botões SET, UP, DOWN e ESC na placa de interface servem para, respectivamente, selecionar, subir, descer e voltar, de acordo com a lógica de interface executada no display LCD.

B. Comunicação

A lógica de comando da interface com o usuário funciona através da dinâmica de troca entre 4 telas, tal como apresentado pela Fig. 8.

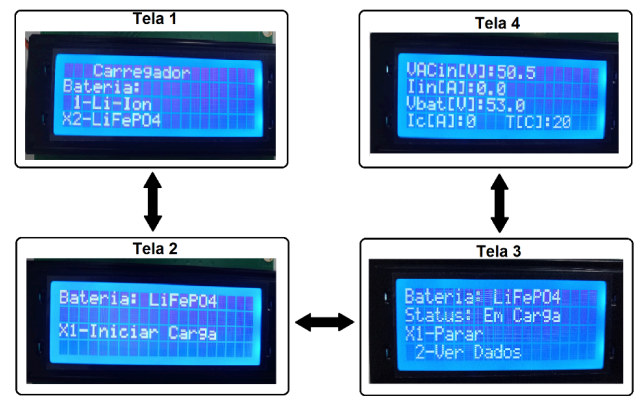


Fig. 8: Interface.

Na tela 1 o usuário escolhe entre a opção de carregar bateria de Li-Ion ou LiFePO₄. Na tela 2 exibe a bateria selecionada e o usuário pode dar início ao processo de carga. Na tela 3, além de exibir a bateria selecionada e o *status* de carga (fase de carga e falhas), é possível parar o processo de carga ou ver dados do processo. Os dados de tensão de entrada (VACin), corrente de entrada (Iin), tensão de carga (Vbat), corrente de carga (Ic) e temperatura na bateria (T) são exibidos na tela 4.

C. Processo de carga

Conforme pode ser identificado em Fig. 8, o protótipo não estava drenando corrente da fonte. Uma possível causa para tal comportamento foi associada à carga de porta relativamente elevada de 160 nC (Qg) do SE100150G, que exige maior corrente do *driver* para acionar totalmente o MOSFET, resultando em comutação mais lenta e maiores perdas por chaveamento. Com isso, optou-se pela substituição pelo modelo IRF540N da fabricante Intersil Corporation, que possui uma carga de porta inferior, de 66 nC, permitindo comutações mais rápidas e eficientes.

Além disso, identificou-se que os capacitores que fornecem polarização para alimentação das portas dos MOSFETs não estavam sendo carregados corretamente, não gerando tensão suficiente para acionar as chaves superiores. Verificou-se que os periféricos do CI estavam corretos, constatando-se que o problema era gerado pelo CI. Assim sendo, ressoldou-se outro BQ25756 onde confirmou-se o carregamento dos capacitores citados.

Após as análises iniciais citadas avaliou-se o processo de carga para saída em aberto e alimentando o sistema em 38 V. A Fig. 9 exibe o comportamento da tensão de saída (azul) subindo, para o intervalo amostrado, até 14 V, sendo compatível para a fase inicial de carga

lenta _ nota-se que durante este teste também estava sendo monitorado os *gates* em Q2 (amarelo) e Q4 (roxo), além do nó que conecta as duas chaves de entrada (verde), sobretudo, para facilitar a visualização, o Detalhe 1 expande e detalha a subida de tensão mencionada.

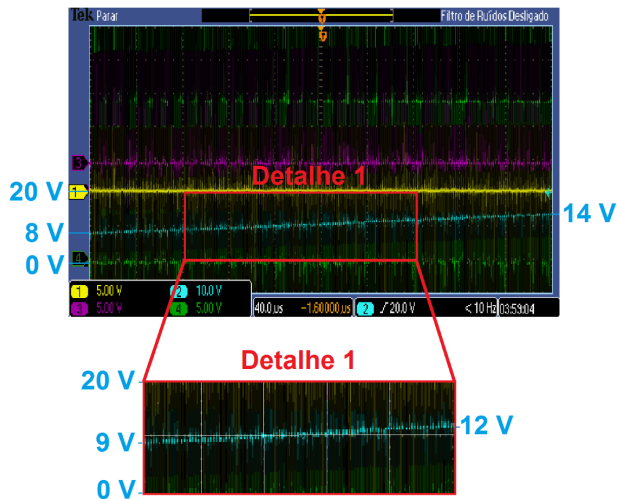


Fig. 9: Tensão de saída amostrada (10 V / divisão).

Contudo, salienta-se que o sistema apresentou comportamento esporádico, isto é, parava de carregar e apresentava falhas continuamente como queima da chave Q1 e do CI. Identificou-se que a queima da chave superior de entrada (Q1) estava relacionada ao possível acionamento simultâneo de Q1 e Q2, ocasionando um curto-circuito direto entre a fonte de alimentação e o aterramento, dado pelo intervalo de tempo em que ambas chaves permanecem desabilitadas (tempo morto) padrão do CI de 45 ns ser insuficiente. Logo, via *software*, reprogramou-se este valor para 135 ns. Após tal reajuste, retirou-se as chaves de potência, evitando possíveis queimas, e observou-se o comportamento nos *gates* das chaves. A Fig 10 exibe o modo de comutação apresentado nas 4 chaves, onde observa-se que no início do processo de comutação as chaves Q1 (azul) e Q2 (amarelo) chaveiam enquanto que Q3 (roxo) permanece ativo e Q4 (verde) permanece desativado.

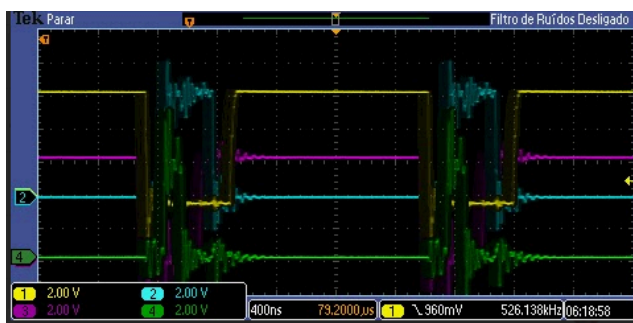


Fig. 10: Comutação das 4 chaves (2 V / divisão).

Para um conversor *buck-boost* de 4 chaves este comportamento indica modo de comutação *buck*, o que está condizente com o esperado, visto que neste teste a entrada estava alimentada em 23 V e saída em 0 V, ou seja, com tensão de entrada superior a tensão de saída.

Uma hipótese para queima do CI seria que a fonte auxiliar que alimenta os *drivers* pode ter perdido sua referência ou estabilização, resultando em uma elevação indesejada da tensão em um dos pinos críticos do componente. Com isso, utilizou-se uma fonte externa fixada em 6 V _ menor que 12 V, logo diminuindo a dissipação de potência na porta _ além de diminuir a janela operacional para 16 V de entrada mínima com resistor definidos em 50 k Ω conforme equação (16), facilitando os testes em bancada, e diminuir a frequência de comutação para 200 kHz com resistor de 200 k Ω conforme Tabela 1, esperando diminuir ainda mais a potência de dissipação da trilha de chaveamento conforme proporcionalidade estabelecida na equação (6).

Posteriormente, testes de segurança foram realizados, onde alimentando a saída e entrada em aproximadamente 23 V (dentro da operacional) abaixou-se a tensão de entrada para 15 V (fora da janela operacional) e avaliou-se a mudança de comportamento nas chaves. Do mesmo modo, com o intuito de avaliar a falha térmica, retirou-se o termistor forçando a leitura para temperatura mínima de aproximadamente -11 $^{\circ}\text{C}$ (abaixo da temperatura de trabalho). De fato, ao detectar tais falhas o controlador parou de chavear a entrada (azul - Q1 e amarelo - Q2) e saída (roxo - Q3) impedindo a continuidade do carregamento. A Fig. 11 expõe o controle funcionando corretamente para este comportamento citado, bem como a comunicação identificando e expondo as falhas em questão.



Fig. 11: Chaveamento em falha (2 V / divisão).

Após ratificação do controle e comunicação apresentados, inseriu-se as chaves a fim de

observar o comportamento na saída. Conforme apresentado na Fig. 12, os LEDs periféricos da placa indicaram processo em carga e dentro da janela operacional.

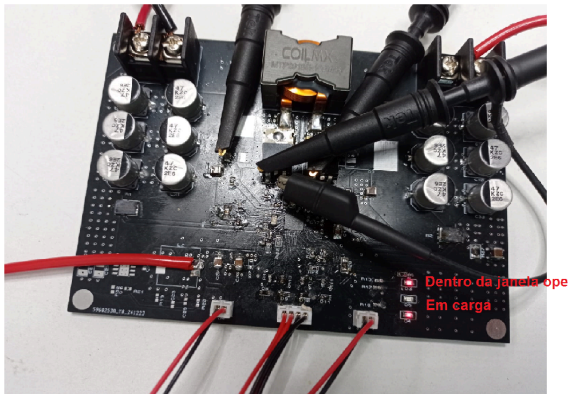


Fig. 12: Placa de potência em teste de carga.

Contudo, conforme visto em Fig. 13, a tensão de saída se estabiliza em apenas 2 V. Observa-se também que Q4 desabilita corretamente enquanto Q2 apresenta um comportamento anômalo, com uma subida abrupta e sem a característica de rampa esperada, sugerindo possíveis problemas na configuração do *gate* podendo estar relacionado a interferências eletromagnéticas ou ruídos de comutação que afetam o controle do *gate*.

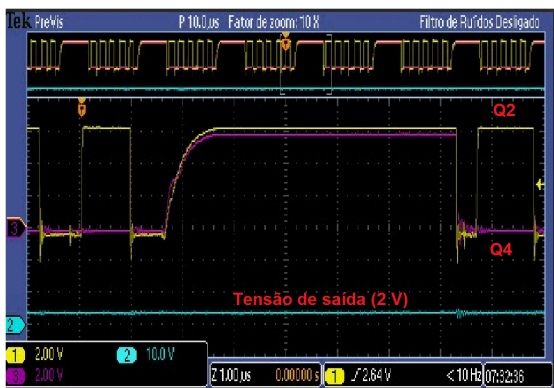


Fig. 13: Tensão baixa na saída (2 V / divisão - Q2 e Q4, 10 V / divisão - tensão de saída).

1. Possíveis problemas e soluções

Analisando o *layout* projetado observa-se que questões de acoplamento de sinais, devido à proximidade de trilhas críticas, podem estar comprometendo a estabilidade da chave de saída.

Conforme discutido por [15], o compartilhamento de trilhas entre sinais de potência e controle pode introduzir quedas de tensão dinâmicas na referência, resultando em variações de tensão que comprometem a estabilidade do circuito.

Nesse sentido, constatou-se que três alterações de *layout* (Fig. 14) podem impactar

positivamente no desempenho do protótipo.

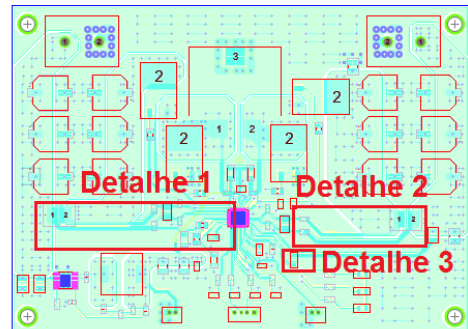


Fig. 14: Sugestões de melhoria.

O Detalhe 1 é apresentado na Fig. 15, onde observa-se que o pino 1 do resistor R5, responsável pela entrada negativa da detecção de corrente de entrada, compartilha o mesmo caminho do plano de potência que transporta alta corrente, o que pode introduzir erros de medição devido à queda de tensão indesejada ao longo da trilha. Do mesmo modo, o caminho para a entrada positiva da detecção de corrente de entrada é compartilhado com a alimentação do CI. Sugere-se conectar esses traços diretamente aos pinos de detecção, isolando-os do plano de potência, logo, melhorando a precisão das leituras.

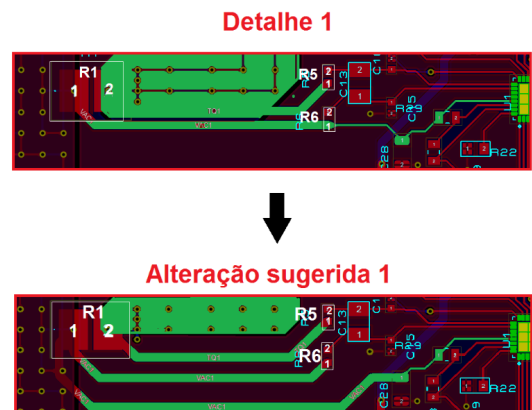


Fig. 15: Sugestão de melhoria 1.

De modo análogo, o mesmo problema pode ser identificado para o resistor de detecção de saída (R2), com isso, sugerindo-se a mesma melhoria criando um caminho direto de R4 (entrada positiva para a detecção de corrente de carga) para R2, conforme Fig. 16.

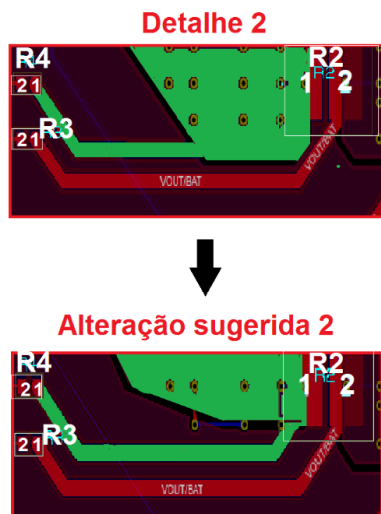


Fig. 16: Sugestão de melhoria 2.

Uma possível melhoria no desempenho do *feedback* de tensão envolve a adição de um capacitor em paralelo com o resistor de medição de tensão na saída (Fig. 17). Este capacitor está presente na placa de referência do CI [14], contudo não está montado. Tal configuração pode atuar como um filtro passivo, reduzindo ruídos de alta frequência e suavizando a resposta do circuito de controle, resultando em uma regulação de tensão mais estável.

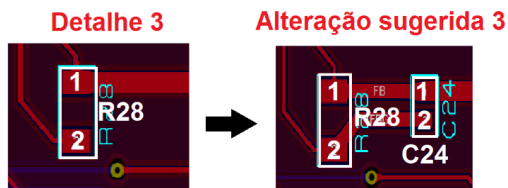


Fig. 17: Sugestão de melhoria 3.

Por fim, cabe destacar que o modelo de avaliação da Texas Instruments [14] utiliza seis camadas de *layout*, enquanto o protótipo projetado possui apenas duas camadas, uma das quais dedicada ao plano de terra no lado inferior da placa. Essa configuração pode não ser ideal para aplicações que envolvam sinais de alta frequência e corrente significativa, devido à maior distância física entre o plano de terra na parte inferior da placa e as trilhas na parte superior, o que reduz a capacitância parasita e aumenta a indutância resultante da trilha, potencialmente degradando o desempenho do sistema.

Conforme [15], um plano de terra contínuo em uma placa multicamada permite um fluxo mais eficiente de corrente de retorno, minimizando interrupções que poderiam comprometer a integridade do sinal. Além disso, a separação de camadas dedicadas para

potência e terra reduz a impedância e melhora a distribuição de correntes de retorno, tornando o sistema menos suscetível a interferências eletromagnéticas. Frente a este fato, sugere-se desenvolver um *layout* em 4 camadas, com 2 planos dedicados ao controle, 1 plano para potência e trazendo o terra para mais próximo dos sinais críticos, assim, melhorando a distribuição de correntes de retorno e reduzindo ruídos.

V. CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS

A comunicação entre as placas de potência e interface foram estabelecidas com sucesso, sendo possível acessar parâmetros de monitoramento, bem como configurar a bateria a ser carregada. Tendo em vista o microcontrolador ESP32 utilizado na placa de interface, ao qual dispõe de um transceptor Wi-Fi integrado, sugere-se que em trabalhos futuros possa-se explorar o desenvolvimento de um servidor *web* para exibir dados gráficos em tempo real, acessíveis via navegador, sem necessidade de dispositivos adicionais.

Apesar da placa de potência não realizar o carregamento de forma precisa, ela demonstrou-se eficaz na detecção de falhas críticas, como tensão e temperatura fora do limite operacional, desativando as chaves de forma adequada para proteção do sistema. Sugere-se também que em trabalhos futuros habilite-se o algoritmo MPPT _ *Maximum Power Point Tracking*, traduzido para Rastreamento do Ponto de Máxima Potência _ já existente no CI, a fim de otimizar a operação com módulos fotovoltaicos.

Os resultados evidenciam o potencial do protótipo como uma base funcional para futuras melhorias. Com as sugestões de *layout* apresentadas, espera-se contribuir ainda mais para o desenvolvimento de carregadores confiáveis e eficientes para baterias de íons de lítio (Li-Ion) e fosfato de ferro-lítio (LiFePO₄), garantindo uma operação segura e estável.

REFERÊNCIAS

- [1] FAGUNDES, Wélique Silva. Síntese e caracterização do composto de LiFePO₄/Pani para aplicação em baterias de íons lítio. 2015. 90 f. Dissertação (Mestrado em Química) - Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2015. Disponível em: <https://repositorio.ufu.br/bitstream/123456789/18371/1/SinteseCaracterizacaoComposito.pdf>. Acesso em: 12 out. 2024.
- [2] BATTERY UNIVERSITY. How does the Lead Acid Battery Work? Disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/bu-201-how-does-t-he-lead-acid-battery-work>. Acesso em: 18 out. 2024.
- [3] BATTERY UNIVERSITY. Can the Lead-acid Battery

Compete in Modern Times? Disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/can-the-lead-acid-battery-compete-in-modern-times>. Acesso em: 18 out. 2024.

[4] PESSE, Lucas Pereira. Desenvolvimento de um Sistema de Carregamento inteligente para baterias de lítio-íon. 2023. 84 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Eletrônica, Departamento de Eletrônica e Sistemas, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2023. Disponível em: <https://repositorio.ufpe.br/bitstream/123456789/52179/1/TCC%20LUCAS%20PEREIRA%20PESSSE.pdf>. Acesso em: 22 out. 2024.

[5] GOULART, Celio Camara. Desenvolvimento de um carregador de baterias para bicicleta elétrica. 2018. 44 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2018. Disponível em: https://repositorio.ufsm.br/bitstream/handle/1/15418/Goulart_C%3%a9lio_Camara_2018_TCC.pdf?sequence=1&isAllowed=y. Acesso em: 24 out. 2024.

[6] SHAFIQ, Z.; EGGER, W. Study of Charging Strategies of Lithium Batteries and their Effect on the Batteries Technologies. 2022 IEEE 13th Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference, IEMCON 2022, p. 540–545, 2022.

[7] BATTERY UNIVERSITY. Battery History. Disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/bu-1501-battery-history>. Acesso em: 22 out. 2024.

[8] INSTITUTO NEWTON C. BRAGA (Brasil). Como funcionam os carregadores de baterias. 2010. Disponível em: <https://www.newtoncbraga.com.br/como-funciona/2630-art448.html?showall=1>. Acesso em: 22 out. 2024.

[9] MORAIS, Caio. Conversores CC-CC Não Isolados. 2018. Disponível em: <https://eletronicadepotencia.com/conversores-cc-cc-nao-isolados/>. Acesso em: 22 out. 2024.

[10] TEXAS INSTRUMENTS. BQ25756: stand-alone or I²c-controlled 70-v bidirectional buck-boost charge controller with mppt. Stand-alone or I²C-controlled 70-V bidirectional buck-boost charge controller with MPPT. 2023. Disponível em: <https://www.ti.com/product/BQ25756>. Acesso em: 22 out. 2024.

[11] QUEIROZ JUNIOR, Valdemir José de. Conversor Four Switch Buck-Boost Aplicado ao Controle de Carga e Descarga de Banco de Baterias em Veículos Elétricos. 2022. 53 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2022. Disponível em: <https://repositorio.ufu.br/bitstream/123456789/36109/3/ConversorFourSwitch.pdf>. Acesso em: 30 out. 2024.

[12] ESPRESSIF. ESP32 Series Datasheet. 2020. Disponível em: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentat/esp32_datasheet_en.pdf. Acesso em: 01 nov. 2024.

[13] GLOBAL (Porto Alegre). Baterias de Ions de Lítio. 2024. Disponível em: <https://globalbat.com.br/baterias-litio-lion-lifepo4/>. Acesso em: 06 nov. 2024.

[14] TEXAS INSTRUMENTS. BQ25756 Evaluation Module. Dallas, 2021. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ug/slucct7c/slucct7c.pdf>. Acesso em: 06 fev. 2025.

[15] WILLIAMS, Tim. The Circuit Designer's Companion. 2. ed. Oxford: Newnes, 2005. 340 p.