

Projeto de um controlador de motor escovado para locomoção de robôs de combate

Thiago H. Soares Santos*, Listz Simões de Araújo**, Elias José de Rezende Freitas***

*Trincabotz CEFET-MG, Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, MG
(*e-mail*: thiago.s.soares99@gmail.com)

**Departamento de Engenharia Elétrica, Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, MG
(*e-mail*: listz@cefetmg.br)

***Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Minas Gerais, Ibirité, MG
(*e-mail*: elias.freitas@ifmg.edu.br)

Abstract: This paper describes the project of a brushed DC motor controller for the locomotion system of a combat robot with the aim of developing the national technology, since similar controllers are only available in the international market. Also is presented in detail the thermal dissipation study developed and the calculation of track width in printed circuit boards so that the controller supports currents of up to 80 A. The project also counts with peripherals such as datalogger, telemetry and a sensors network capable of monitoring voltage, current and temperature. Currently the device is fully working, with printed circuit board already assembled and tested in laboratory.

Resumo: Este trabalho apresenta o projeto de um controlador de motor escovado para locomoção de robôs de combate com o objetivo de desenvolver a tecnologia nacional, já que controladores similares são encontrados apenas no exterior. Também é apresentado detalhadamente o estudo de dissipação térmica desenvolvido, bem como o dimensionamento de trilhas de placas de circuito impresso para que o controlador suporte correntes de até 80 A. O projeto ainda conta com periféricos como *datalogger*, telemetria e uma rede de sensores para medição de tensão, corrente e temperatura. Atualmente o dispositivo está em pleno funcionamento, com placa de circuito impresso montada e validada em laboratório.

Keywords: Power Electronics; Heat Dissipation; Hardware Development, Combat Robots; Brushed Motors.

Palavras-chaves: Eletrônica de potência; Dissipação de calor; Desenvolvimento de *hardware*; Robôs de combate; Motores escovados.

1. INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de robótica em instituições de ensino tem sido fundamental para o aprendizado individual e coletivo de discentes, permitindo-os aplicar conhecimentos técnicos adquiridos em sala de aula para resolver problemas reais interdisciplinares. Nesse contexto, diversas equipes de robótica foram criadas no Brasil, tais como Trincabotz (CEFET-MG), Uairrior (UNIFEI) e Troia (UFLA).

A competição de robôs de combate teve seu início no Brasil em 2001, sendo a primeira competição do tipo disputada na Unicamp (Meggiolaro, 2009). Com o passar dos anos, as competições têm ganhado mais expressão e já fazem parte do calendário das principais equipes. Destacam-se, atualmente, o evento internacional BattleBots (BattleBots, 2022) que é realizado nos EUA e transmitido pelo canal Discovery+ e o evento nacional Robocore Experience (Robocore, 2022).

Os autores deste trabalho fazem parte da consolidada equipe Trincabotz, a qual foi criada em 2004 no Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG) (Trincabotz, 2022) e tem por objetivo participar de competições de robótica tanto nacionais quanto internacionais.

Em 2020 a equipe foi convidada para participar do evento Techfest, realizado na Índia, na categoria *middleweight* – em que os robôs pesam até 54 kg (Techfest, 2022). Um ponto crítico do desenvolvimento desses robôs é o controle dos motores escovados, que possuem dentre outras características, maior potência em comparação aos robôs de categorias de peso inferior. A solução inicial de muitas equipes é a utilização de controladores vendidos no mercado internacional. Porém, percebe-se que para tornar o robô de combate mais competitivo é necessário desenvolver um controlador próprio, mais barato que os importados e que possua periféricos como *datalogger*, telemetria e uma rede de sensores para monitoramento de tensão, corrente e temperatura.

Portanto, este trabalho apresenta o desenvolvimento de um controlador de motor escovado para a locomoção de robôs de combate. O controlador em questão foi nomeado como Hades.

As próximas seções deste artigo são organizadas como segue. A Seção 2 apresenta as especificações do projeto e na Seção 3 são apresentados os métodos utilizados para desenvolvê-lo. Os experimentos e resultados são apresentados e discutidos na Seção 4. Por fim, a Seção 5 expõe as conclusões e aponta os trabalhos futuros.

2. ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

O projeto Hades é um Controlador Eletrônico de Velocidade (ou ESC – *Electronic Speed Controller*) que tem por objetivo primário controlar a velocidade e o sentido de giro do motor. Existem ESC's para motores de corrente contínua não escovados (*brushless*) e escovados (*brushed*). No caso, o projeto Hades foi desenvolvido para o segundo tipo, os motores escovados. O controlador foi projetado para controlar os motores Ampflow A28-150-F48 e A28-400-F48 (Ampflow, 2022).

Com base nos dados desses motores, o controlador precisa suportar pelo menos tensões de 50 V, correntes em regime permanente em torno de 80 A para o modelo de motor A28-150-F48 e de 150 A para o modelo de motor A28-400-F48.

Como um dos maiores problemas dentro de um robô de combate é o espaço, definiu-se que as dimensões máximas da placa seriam 87x49 mm.

Em atendimento à necessidade de incorporação de sistema de telemetria ao projeto, definiu-se que o *hardware* deveria ser capaz de se comunicar via *Wi-Fi* ou *Bluetooth* para transmissão de dados com um dispositivo externo. Além disso, o projeto deveria ser capaz de fazer a medição de grandezas de interesse, como tensão da bateria, corrente do motor e temperatura da ponte H. Ressalta-se que o projeto traz uma funcionalidade adicional que é a gravação dos dados medidos em um cartão micro SD (*datalogger*). A partir das grandezas elétricas medidas, pretende-se implementar rotinas de diagnóstico e proteção, como subtensão, curto-circuito, sobrecorrente e sobre temperatura. A Tabela 1 sumariza todas as características que o projeto deve satisfazer.

Tabela 1. Especificações do projeto Hades

	Mínimo	Médio	Máximo
Tensão de alimentação	20 V	50 V	60 V
Corrente permanente	-	80 A	150 A
Corrente máxima	-	-	370 A
Temperatura de funcionamento	-	80 °C	100 °C
Dimensões máximas	87x49 mm		
Recepção de sinal	2x Rádio (PPM)		
Comunicação externa	<i>Wi-Fi</i> ou <i>Bluetooth</i>		
<i>Datalogger</i>	Cartão micro SD		
Sensores	Corrente do motor		
	Tensão da bateria		
	Temperatura da ponte H		
Proteções	Curto-circuito		
	Sobrecorrente		
	Subtensão		
	Sobre temperatura		

3. DESENVOLVIMENTO

Conforme apresentado na Seção 2, uma característica desafiadora desse projeto são os altos níveis de corrente. Assim, considerando essa condição crítica, foi feito um cálculo de dimensionamento das trilhas e um estudo de dissipação térmica a fim de garantir que tanto a PCB (*Printed Circuit Board*) quanto os MOSFETs suportassem os níveis de corrente drenados pelo motor.

3.1 Dimensionamento das trilhas

Utilizou-se a norma IPC-2221 - *Generic Standard on Printed Board* (ACEI, 1998) para realizar o cálculo das trilhas com base na variação de temperatura, a espessura de cobre da placa e a corrente que a trilha deverá suportar. A IPC-2221 fornece as equações (1) e (2), as quais norteiam o dimensionamento das trilhas.

$$A = \left(\frac{I}{k \times \Delta T^{0,44}} \right)^{0,725} \quad (1)$$

$$L = \frac{A}{\text{Espessura}} = \frac{A}{d \times 1,378} \quad (2)$$

Em que A [mils^2] é a área transversal total necessária, I [A] a corrente máxima desejada, ΔT [°C] a variação de temperatura, L [mils] a largura necessária da trilha, d [Oz/ft^2] a densidade de cobre e k uma constante tal que: $k = 0,048$ para camadas externas e $k = 0,024$ para camadas internas da PCB. A Fig. 1 ilustra esses parâmetros.

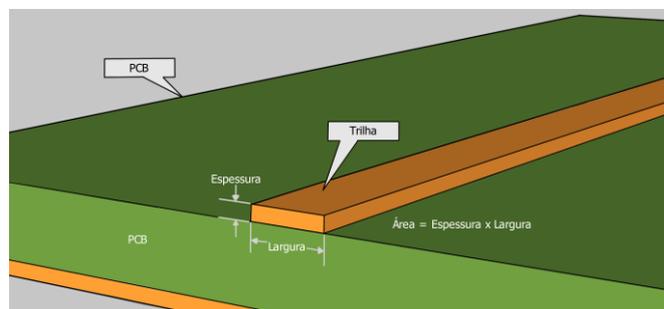


Figura 1. Parâmetros da trilha de uma PCB.

A densidade de cobre do laminado da placa é definida pelo fabricante da PCB. Geralmente, a maioria das PCBs possuem $1 \text{ oz}/\text{ft}^2$ de densidade. Percebe-se em (2) que aumentando a densidade, diminui-se a largura da trilha para um mesmo nível de corrente. Observou-se que para densidades de cobre de apenas $1 \text{ oz}/\text{ft}^2$ ou $2 \text{ oz}/\text{ft}^2$, as trilhas seriam muito largas em relação à dimensão física disponível para o projeto. Como alternativa, aumentou-se a densidade para $3 \text{ oz}/\text{ft}^2$.

A Tabela 2 apresenta os resultados alcançados quando se utilizou (1) e (2), considerando uma densidade de cobre de $3 \text{ oz}/\text{ft}^2$ e uma variação de temperatura de 75 °C . O projeto em questão teve foco na corrente de regime permanente de 80 A e todas as trilhas de potência foram projetadas com largura mínima de 9,3 mm e 24,2 mm para trilhas externas e internas, respectivamente.

Tabela 2. Cálculo da largura das trilhas utilizando a norma IPC-2221

Motor	I(A)	Trilhas externas		Trilhas internas	
		Área	Largura	Área	Largura
Ampflow A28-150-F48	50	0,68 mm ²	4,87 mm	1,78 mm ²	12,7 mm
	80	1,31 mm ²	9,3 mm	3,40 mm ²	24,2 mm
Ampflow A28-400-F48	150	3,11 mm ²	22,2 mm	8,08 mm ²	57,7 mm
	200	4,62 mm ²	33,0 mm	12 mm ²	86 mm

3.2 Dissipação térmica

O estudo de dissipação térmica é uma fase crucial para que o projeto consiga suportar os níveis de corrente esperados. Portanto, em busca de evitar aquecimento demasiado nos MOSFETs, esta seção apresenta a solução adotada no projeto.

O estudo foi feito com base no modelo de resistores térmicos discutido por Sedra, Adel S., Smith, Kenneth C., (2015). A Fig. 2 apresenta o circuito térmico do projeto.

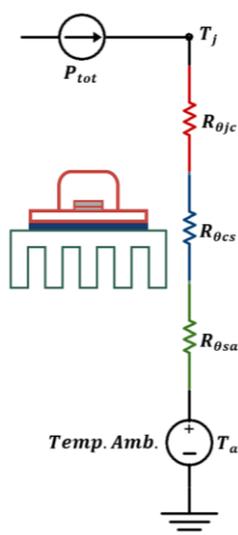


Figura 2. Circuito térmico do projeto. Adaptado de Ordonez, Marin., Shafaei, Rouhollah (2022).

Em que $R_{\theta_{jc}}$ representa a resistência térmica entre a junção e o *pad* do MOSFET, $R_{\theta_{cs}}$ representa a resistência térmica entre o *pad* do MOSFET e o condutor térmico e $R_{\theta_{sa}}$ representa a resistência térmica entre o condutor térmico e o dissipador.

Por analogia à lei de Ohm, quando a perda de potência (corrente) passar pelas resistências térmicas (resistor), ela irá gerar uma queda de temperatura (tensão). Assim, a temperatura na junção do MOSFET será

$$T_j = P_{tot} (R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{sa}}) + T_a \quad (3)$$

Conforme pode ser observado na Fig. 2, a fonte de corrente representa todas as perdas de calor geradas no MOSFET. Essas perdas passam por todos os materiais. Assim, antes de determinar a temperatura no componente, é necessário calcular todas as perdas de potência geradas por ele.

3.2.1 Perdas no MOSFET

Conforme explicado por ROHM Semiconductor (2016), as perdas totais em um MOSFET podem ser dadas pela seguinte expressão:

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{sw} \quad (4)$$

Em que P_{cond} representa a parcela de perda por condução e é dada por (5).

$$P_{cond} = I_D^2 R_{DS(on)} \quad (5)$$

E P_{sw} representa a parcela de perdas por chaveamento e é dada por (6).

$$P_{sw} = \frac{1}{2} I_D V_{DD} (t_{on} + t_{off}) f_{sw} \quad (6)$$

Os valores adotados para os cálculos foram (Infineon, 2019):

$$\begin{cases} R_{DS(on)} = 0,66 \text{ m}\Omega \\ t_{rise} = 18 \text{ ns} \\ t_{fall} = 22 \text{ ns} \\ V_{DD} = 50,4 \text{ V} \end{cases}$$

A Tabela 3 apresenta resultados obtidos a partir de (4), (5) e (6), os quais representam as perdas para diferentes valores de corrente e para duas frequências de chaveamento: 4kHz e 10kHz.

Tabela 3. Perda de potência gerada no MOSFET

Modelo	I(A)	P_{cond}	P_{sw}		P_{tot}	
			4 kHz	10 kHz	4 kHz	10 kHz
Ampflow A28-150-F48	50	1,60 W	0,20 W	0,50 W	1,85 W	2,15 W
	80	4,22 W	0,32 W	0,80 W	4,55 W	5,03 W
Ampflow A28-400-F48	150	14,8 W	0,60 W	1,52 W	15,4 W	16,4 W
	200	26,4 W	0,80 W	2,01 W	27,2 W	28,4 W

Nota-se, a partir da Tabela 3, que o circuito irá gerar 4,55W e 15,4 W de perdas, para os níveis de corrente de 80 A e 150 A, respectivamente.

3.2.2 Estimativa da temperatura de junção do MOSFET

Para determinar a temperatura do MOSFET utilizando o modelo de resistores térmicos, necessita-se conhecer a perda de potência gerada por ele (fonte de calor no circuito térmico) e as resistências térmicas de todos os caminhos por onde o calor irá passar até chegar ao ambiente, conforme mostra (3). Uma vez determinado as perdas no componente, será estimado a temperatura de junção do MOSFET para três cenários diferentes que serão apresentados a seguir.

3.2.2.1 Estimativa da temperatura de junção sem a utilização de um dissipador

Estima-se a temperatura de junção do MOSFET a partir das características fornecidas pelo fabricante, tais como as suas resistências térmicas. A Tabela 4 apresenta os dados extraídos do *datasheet* do componente (Infineon, 2019).

Tabela 4. Características térmicas do MOSFET

Parâmetro	Símbolo	Valores	
		Típico	Máximo
<i>Thermal resistance from junction to mounting base</i>	$R_{\theta JC}$	0,2 K/W	0,4 K/W
<i>Thermal resistance from junction to ambient</i>	$R_{\theta JA}$	-	62 K/W

O fabricante fornece dois valores de resistência térmica: $R_{\theta JC}$ e $R_{\theta JA}$. A primeira resistência térmica – *thermal resistance from junction to mounting base* – se refere à dificuldade que o calor tem de passar da junção do MOSFET para o *pad* do encapsulamento, que fica debaixo dele. A segunda resistência térmica – *thermal resistance from junction to ambient* – se refere à dificuldade que o calor tem de passar da junção para a parte de cima do CI através do seu *die* (bloco de material semiconductor que forma o transistor) e então ao ambiente por convecção.

Nota-se que a primeira resistência térmica é muito menor que a segunda. Isso é coerente pois é mais fácil o calor sair pelo *pad* de metal que está debaixo do MOSFET do que por cima, através do seu *die*.

Portanto, para o caso sem dissipador, usa-se a segunda resistência térmica $R_{\theta JA}$, pois espera-se que o calor se dissipe para o ambiente. Dessa forma, a resistência térmica desse MOSFET ($R_{\theta JA}$) vale 62 K/W. Adaptando (3), pode-se determinar a temperatura de junção do MOSFET sem dissipador como

$$T_j = P_t \cdot R_{\theta JA} + T_a. \quad (7)$$

Conforme a Tabela 3, para os níveis de corrente de 80 A e 150 A, o MOSFET irá gerar 4,55 W e 15,45 W de perdas, respectivamente. Assim, as temperaturas de junção nesses dois casos serão:

$$T_{j1} = 4,55 \times 62 + 298 = 580 \text{ K} = 306 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{j2} = 15,45 \times 62 + 298 = 1256 \text{ K} = 981 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Os dados indicam que o componente sem a utilização de dissipador irá queimar, uma vez que a temperatura máxima de junção especificada pelo fabricante é de 175 °C (Infineon, 2022). Portanto, o projeto precisa obrigatoriamente de um sistema de dissipação para operar nos níveis de corrente esperados.

3.2.2.2 Estimativa da temperatura de junção utilizando um dissipador

Ao se utilizar um dissipador, é muito importante atentar-se à forma como ele será montado. Instalar o dissipador por cima do encapsulamento do MOSFET não é algo eficiente, pois como já visto na Tabela 4, é muito difícil para o calor passar da junção para a parte de cima do CI. Nesse tipo de montagem, a troca de calor entre o dissipador e o componente será muito baixa, tornando o seu uso pouco eficiente. Assim, ao usar um dissipador, é necessário montá-lo de uma forma que otimize a troca de calor entre o componente e o dissipador. Mais à frente

será discutido o *design* térmico proposto no projeto que tornará isso possível.

Se for assegurado o contato do dissipador com o *pad* do MOSFET, pode-se utilizar a primeira resistência térmica fornecida pelo fabricante. Nesse caso, analisando a Fig. 2, o calor será dissipado por 3 caminhos diferentes: da junção do MOSFET até o seu *pad*, do *pad* até um condutor térmico e do condutor térmico até o dissipador, que por sua vez irá dissipar o calor gerado na junção do MOSFET para o ambiente. Para cada caminho haverá uma resistência térmica diferente. Logo, conhecendo essas três resistências térmicas, pode-se aplicar (3) para estimar a temperatura de junção. A primeira resistência térmica ($R_{\theta JC}$) é fornecida pelo fabricante do componente. Conforme mostra a Tabela 4, ela corresponde a 0,2 K/W.

A segunda resistência térmica ($R_{\theta CS}$) será determinada pelo tipo de condutor térmico que se utiliza para conectar o *pad* do MOSFET e o dissipador. A função desse condutor térmico é isolar eletricamente o componente e o dissipador e garantir uma boa transferência de calor entre o *pad* e o dissipador.

Em geral, utilizam-se dois tipos principais de condutores térmicos: o *thermal pad* e a pasta térmica. Os dois são bons condutores térmicos com valor típico de resistência térmica ($R_{\theta CS}$) de aproximadamente 1 K/W.

A terceira resistência térmica ($R_{\theta SA}$) é fornecida pelo fabricante do dissipador. O valor dessa resistência depende do tamanho do dissipador, do seu formato e do seu material. Assim, deve-se escolher um dissipador com uma resistência térmica baixa para garantir uma temperatura máxima menor do que o limite do MOSFET. Os fabricantes de dissipadores fornecem dois tipos de resistência térmica: uma quando o dissipador opera com ventilação natural e outra quando ele opera com ventilação forçada. Neste tópico, primeiramente, assume-se o seu uso com ventilação natural e sua resistência térmica ($R_{\theta SA}$) vale 8,8 °C/W (Wakefield-vette, 2013).

De posse dessas três resistências térmicas, pode-se estimar as temperaturas de junção do MOSFET usando (3).

$$T_{j1} = 4,55 \times (0,2 + 1 + 8,8) + 25 = 70,5 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{j2} = 15,45 \times (0,2 + 1 + 8,8) + 25 = 179,5 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Analisando os resultados encontrados, para o nível de corrente de 80 A, apenas o dissipador é suficiente, sendo que a temperatura final estimada chegaria a 70,5 °C. Já para o nível de 150 A, apenas o dissipador não seria suficiente, pois a temperatura final excederia a máxima especificada pelo fabricante de 175 °C (Infineon, 2022). Para solucionar tal problema, utiliza-se ventilação forçada, que será discutido na próxima seção.

3.2.2.3 Estimativa da temperatura de junção utilizando um dissipador com ventilação forçada

Outra maneira de projetar o sistema de dissipação é, além de usar um dissipador de calor, usar ventilação forçada. Geralmente ela é feita por *fans* (pequenos ventiladores usados

em circuitos eletrônicos), os quais aumentam a circulação de ar sobre o dissipador, diminuindo ainda mais a sua resistência térmica. Para o mesmo dissipador, mas agora com ventilação forçada de 200 LFM, a sua resistência térmica ($R_{\theta SA}$) vale 2,2 °C/W (Wakefield-vette, 2013).

Assim, pode-se determinar as temperaturas de maneira análoga à apresentada no tópico anterior.

$$T_{j1} = 4,55 \times (0,2 + 1 + 2,2) + 25 = 40,5 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_{j2} = 15,45 \times (0,2 + 1 + 2,2) + 25 = 77,5 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

Observa-se que a adição de um *fan* provoca uma diminuição na temperatura de junção T_{j2} para 77,5 °C no caso de corrente de 150 A. Portanto, conclui-se que o projeto suporta 80 A com dissipador e até 150 A se utilizada ventilação forçada.

3.2.3 Design térmico proposto

Conforme discutido nos tópicos anteriores, somente é possível chegar aos níveis de temperatura calculados se o *design* térmico garantir que o dissipador troque calor com o *pad* do MOSFET. A Fig. 3 mostra o encapsulamento SMD (*Surface Mounted Device*) do componente utilizado.

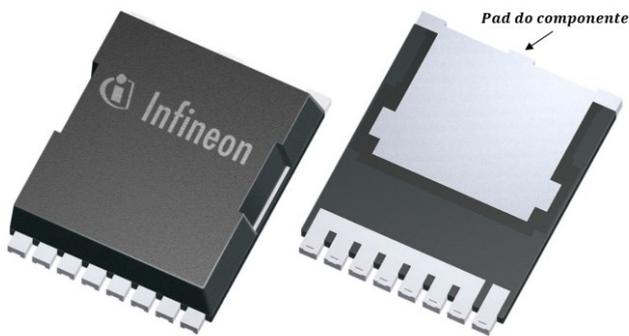


Figura 3. Encapsulamento do MOSFET (Infineon, 2022).

Tal tipo de encapsulamento traz uma dificuldade de montagem do dissipador com o caminho de menor resistência térmica, uma vez que o *pad* do componente irá ficar sobre a superfície da placa. A montagem mais simples e comum para o dissipador seria montá-lo em cima do próprio CI. Entretanto, esse tipo de montagem é pouco eficiente, pois conforme já discutido, a resistência térmica para o topo do encapsulamento é sempre alta. Portanto, foi necessário elaborar uma solução para que o dissipador troque calor com o *pad* do componente.

As Fig. 4 e 5 mostram como o dissipador foi montado no projeto e a solução adotada para que ele trocasse calor com *pad* do componente.

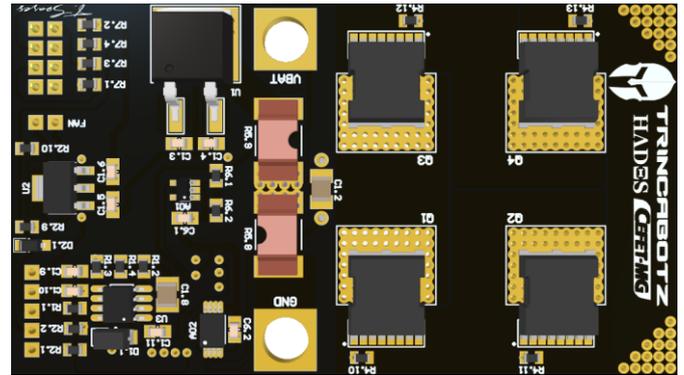


Figura 4. Vista inferior: MOSFETs montados com o *pad* trocando calor diretamente pelas vias da PCB.

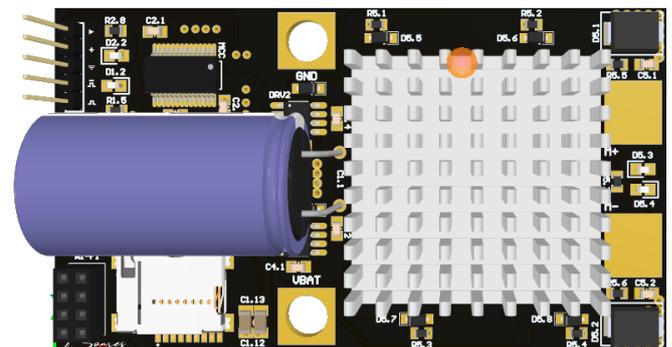


Figura 5. Vista superior: dissipador montado no lado oposto aos MOSFETs.

Conforme mostram as Fig. 4 e 5, o dissipador será montado do lado oposto aos MOSFETs e não em cima deles. Para conseguir que o calor flua de um lado da placa para o outro, utilizaram-se vias na PCB, logo abaixo do MOSFET, conforme ilustrado na Fig. 6.

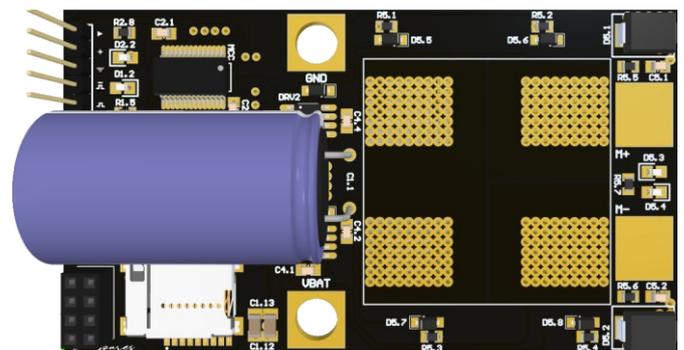


Figura 6. Vista superior sem o dissipador.

A solução proposta tem como desvantagem o fato de ocupar mais espaço, pois o lado em que ficará o dissipador não poderá ter nenhum componente. Porém, essa solução assegura que o dissipador troque calor com o *pad* do componente, fazendo com que ele flua pelo caminho de menor resistência térmica.

3.3 Visão geral do controlador

Após a definição das especificações, o dimensionamento das trilhas e o estudo de dissipação, o controlador foi projetado utilizando-se uma EDA (*Electronic Design Automation*). A Fig. 7 apresenta o diagrama de blocos do circuito.

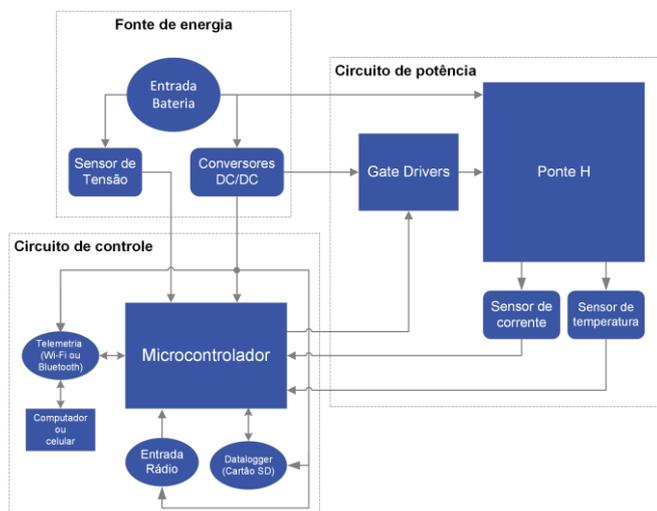


Figura 7. Diagrama de blocos.

Como pode ser visto na Fig. 7, o circuito eletrônico pode ser dividido em 3 grandes grupos: fonte de energia, circuito de controle e circuito de potência. A seguir será descrito cada uma dessas partes e os blocos que as compõem.

3.3.1 Fonte de energia

O bloco fonte de energia compreende os reguladores de tensão e a entrada da bateria. Basicamente, a regulação é responsável por converter a tensão da bateria para valores adequados para os demais circuitos, como Microcontrolador, *Gate Drivers*, Telemetria, *Datalogger* e Sensores.

O projeto utiliza um regulador chaveado, o qual converte a tensão de alimentação da bateria, que pode variar de 20 V a 60 V, para uma tensão fixa de 15 V. Por sua vez, essa saída será usada para alimentar os *gate drivers* e os reguladores lineares.

Os reguladores lineares são usados para alimentar os circuitos de controle. O microcontrolador e todos os circuitos que ele interage são alimentados com 3,3V. Já o circuito de 5V alimenta o receptor de rádio, o *fan* e o próprio circuito de 3,3V.

3.3.2 Circuito de controle

O circuito de controle compreende os blocos do Microcontrolador, Telemetria, *Datalogger* e os Sensores.

O bloco do Microcontrolador interage com todos os outros blocos ora mencionados. O funcionamento do sistema é iniciado a partir de um sinal provido do rádio controle, o qual alimenta o microcontrolador para que o circuito realize o controle de velocidade e sentido de giro do motor. Com base na interpretação do sinal recebido, um algoritmo do microcontrolador processa, define e gera sinais para ativação

da ponte H, disparando os *gate drivers*. Além disso, recebe os sinais vindos dos sensores de tensão da bateria, corrente e temperatura, condiciona-os e envia-os para o módulo *Wi-Fi* e, por fim, grava-os no cartão micro SD. Também é o responsável pelas rotinas de proteção e diagnóstico.

O bloco dos Sensores é formado pelos sensores de corrente do motor, tensão da bateria e temperatura da ponte H. Utilizaram-se técnicas de instrumentação eletrônica, com circuitos de topologias tradicionais, para obter sinais de tensão proporcionais às grandezas medidas.

O bloco de Telemetria é formado por um dispositivo de comunicação sem fio, que será capaz de se comunicar em tempo real com uma central externa, como um computador ou celular, a fim de enviar os dados das grandezas medidas, além de obter informações de *status* e diagnóstico do circuito.

O bloco *Datalogger* é responsável por gravar os dados dos sensores para posterior análise. Esse bloco é formado basicamente por um cartão micro SD, que já foi projetado para ficar instalado na placa do controlador.

3.3.3 Circuito de potência

O circuito de potência é formado por dois grandes blocos: os *Gate Drivers* e a Ponte H.

O bloco *Gate Drivers* recebe sinais de baixa tensão do microcontrolador e gera sinais de comando com tensão maior no *gate* dos MOSFETs da ponte H. Basicamente, é a ponte entre o microcontrolador e os MOSFETs.

A Ponte H é a parte do circuito de potência pela qual passará toda a energia drenada pelo motor. É o bloco do circuito mais crítico, pois deve ser capaz de suportar elevados níveis de corrente e temperatura, além de picos de tensão gerados pelo motor. Esse bloco é constituído basicamente por 4 MOSFETs numa topologia conhecida como ponte H.

3.3.4 PCB

A PCB possui 4 camadas com aproximadamente 100 componentes e já consiste no projeto final, sendo que antes foi feita uma versão protótipo para validação dos circuitos. A Fig. 8 mostra o roteamento da placa em *software*.

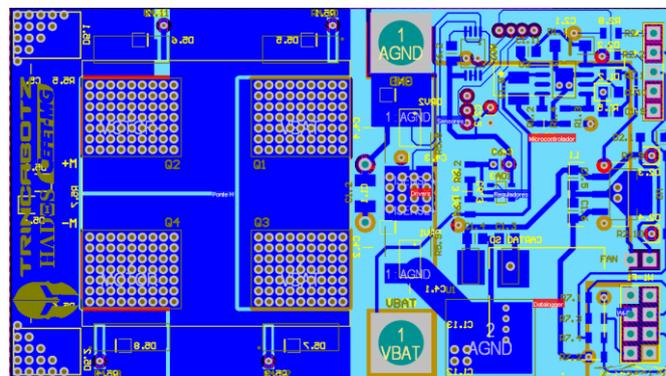


Figura 8. Vista 2D do roteamento da placa.

4. MONTAGEM DO CIRCUITO E RESULTADOS

4.1 Montagem da placa

Uma placa de circuito impresso foi confeccionada e todos os componentes foram soldados pelos autores, conforme ilustrado na Fig. 9. Note que a dimensão da placa atende ao limite estabelecido na Tabela 1. Ressalta-se que o processo de montagem foi bastante dispendioso, já que a maioria dos componentes são do tipo SMD.

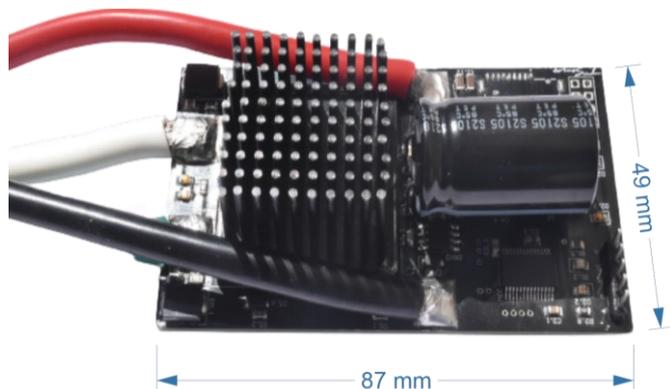


Figura 9. Vista superior da placa montada

4.2 Resultados: ensaios laboratoriais

Realizaram-se ensaios laboratoriais para validar o funcionamento dos módulos apresentados na Fig. 7. A primeira análise do circuito se concentrou na avaliação do desempenho da fonte de energia. Verificaram-se que os níveis e as formas de onda de tensões nos barramentos de alimentação estavam em acordo com o especificado.

Na sequência, foram feitos ensaios para avaliar o desempenho do circuito de controle (Fig. 7). O teste consistiu em utilizar um rádio controle para enviar os comandos ao microcontrolador. Basicamente, se o algoritmo de controle estiver operando corretamente, o microcontrolador interpreta os sinais providos do rádio e envia comandos aos *gate drivers*. O projeto conta com dois *drivers*, sendo que cada um aciona dois MOSFETs da ponte H, conforme ilustrado na Fig. 10.

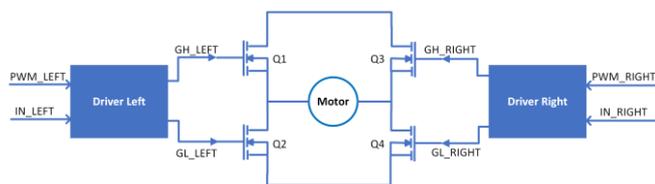
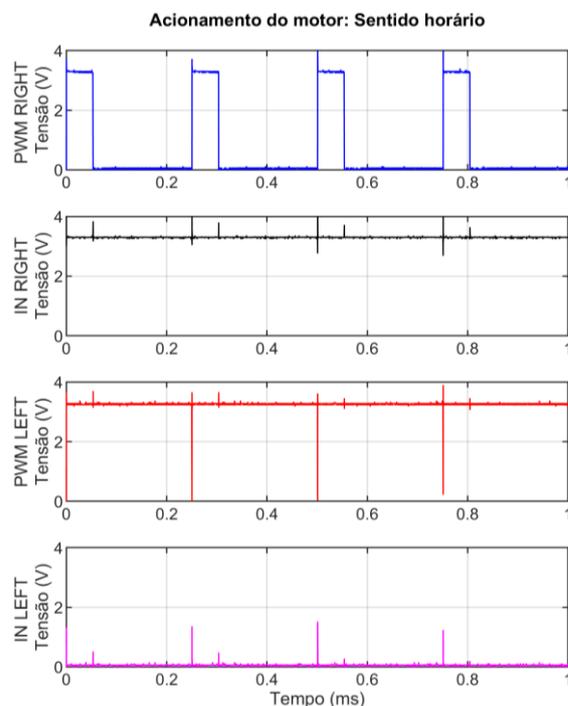


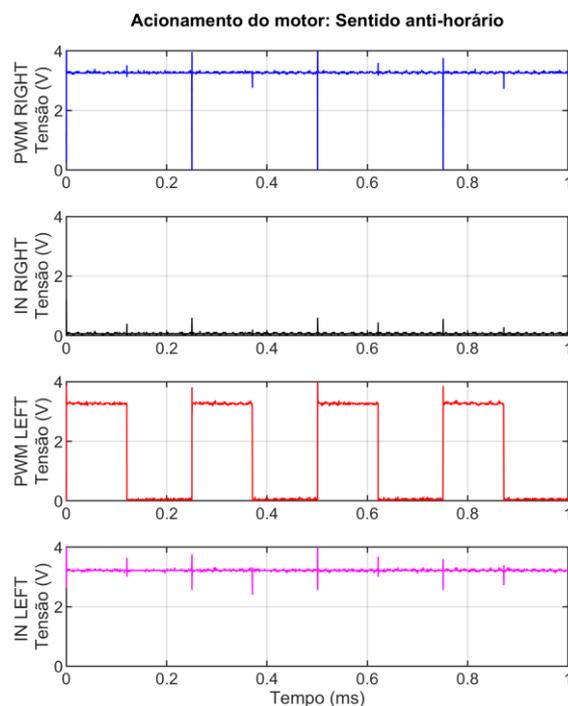
Figura 10. *Gate drivers* e ponte H

As entradas IN_LEFT e IN_RIGHT selecionam os MOSFETs que estarão em operação. Já as entradas PWM_LEFT e PWM_RIGHT são os sinais PWM de controle. O acionamento do motor no sentido de giro horário é definido quando IN_RIGHT está em nível lógico alto (Q3 saturado e Q4 em corte) e IN_LEFT está em nível lógico baixo (Q2 saturado e Q1 em corte). O chaveamento utilizando a técnica PWM é realizado sobre o transistor Q3 por meio da entrada PWM_RIGHT. O acionamento no sentido anti-horário é

definido de maneira análoga à descrita para o sentido horário, de modo que IN_RIGHT está em nível lógico baixo (Q4 saturado e Q3 em corte) e IN_LEFT está em nível lógico alto (Q1 saturado e Q2 em corte). Neste caso, o controle PWM é realizado sobre o transistor Q1 por meio da entrada PWM_LEFT. As Fig. 11a e 11b apresentam as formas de onda de tensões obtidas nos terminais de entrada do *driver* quando o motor gira em sentido horário e anti-horário, respectivamente.



(a)



(b)

Figura 11. Formas de onda nos terminais de entrada do *driver*

5. CONCLUSÕES

Um projeto de controlador de motor escovado foi desenvolvido e implementado integralmente pelos autores, desde a fase de projeto até a instalação dos componentes. A versão atual já é capaz de controlar a velocidade e o sentido de giro do motor escovado A28-150-F48.

O presente trabalho aborda detalhadamente o estudo de dissipadores térmicos e dimensionamento de trilhas considerando uma corrente máxima em regime permanente de 80 A fluindo pelos MOSFETs da ponte H. Devido à complexidade ocasionada pelo número elevado de componentes e à dimensão limitada (87x49 mm), a placa do controlador conta com 4 camadas, sendo duas internas e duas externas. Para atender à demanda de corrente, as trilhas de potência foram projetadas com largura mínima de 9,3 mm e 24,2 mm para trilhas externas e internas, respectivamente. O estudo de dissipação térmica mostrou que é necessário conhecer as resistências térmicas de cada componente do sistema, sobretudo do dissipador que será utilizado. A partir das características térmicas de todos os componentes, concluiu-se que o projeto requer a instalação de um dissipador térmico com ventilação natural para assegurar que a temperatura máxima do MOSFET não ultrapasse 175 °C.

Uma solução original foi aplicada para a instalação do dissipador, pois se utilizou as vias da PCB como caminho para o calor ser transferido até o dissipador, conforme descrito na seção 3.2.3. Além disso, o projeto traz para o mercado brasileiro uma solução de *hardware* e *software* que pode ser aplicada em diversos controladores desse tipo.

Ensaio laboratoriais foram realizados com o objetivo de validar o funcionamento da placa construída. Basicamente, testes de continuidade em trilhas foram executados e o acionamento e controle de velocidade do motor foram realizados por meio de um rádio controle. Em todos os casos testados, o projeto se mostrou bastante robusto, uma vez que não apresentou falhas e nenhum problema de *hardware* foi reportado. Todos os blocos testados estão em pleno funcionamento.

Embora os resultados iniciais sejam promissores, o projeto ainda requer uma análise mais apurada no que diz respeito ao funcionamento do motor em situação de alta demanda de corrente. Desta forma, será possível avaliar efetivamente se as temperaturas dos MOSFETs estão dentro dos limites estabelecidos no projeto. Pretende-se, portanto, como proposta de continuidade, avaliar o desempenho térmico do sistema durante o combate de robôs. Além disso, é necessário desenvolver o *software* de telemetria, *datalogger* e as rotinas de diagnóstico e proteção.

AGRADECIMENTOS

Agradecemos ao Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais (CEFET-MG), por todo o apoio que tem prestado à equipe Trincabotz ao longo dos seus 18 anos, aos patrocinadores da equipe que apoiam o projeto, em especial o iSSO – Instituto Social Sotreq - que proporcionou a

participação da equipe na competição Techfest e o nascimento desse projeto. Agradecemos também à própria equipe Trincabotz CEFET-MG, por ter garantido todos os recursos necessários para a confecção do controlador e à confiança nos autores para o desenvolvimento de um projeto tão desafiador. Sem a equipe, jamais seria possível retirar do *software* um projeto tão caro e complexo.

REFERÊNCIAS

- Meggiolaro, Marco Antonio. (2009). Riobotz Combat Tutorial. Disponível em:< (riobotz.com)>. [Acesso em 24 de março de 2022].
- Ampflow. (2022). High performance motors – three inchs. Disponível em:< Three Inch High Performance Motors (ampflow.com)>. [Acesso em 22 de março de 2022].
- Association Connecting Electronics Industries - ACEI. 1998. IPC2221: *Generic Standard on Printed Circuit Board Design*.
- Infineon. (2019). *Datasheet* IPT007N06NATMA1. Disponível em:<Datasheet IPT007N06N (infineon.com)>. [Acesso em 23 de março de 2022].
- Wakefield-vette. (2013). *Datasheet* 908-35-2-23-2-B-0. Disponível em:<901-910 SERIES CHIPSET HEAT SINKS (mouser.com)>. [Acesso em 23 de março de 2022].
- Trincabotz. (2022). Trincabotz CEFET-MG – Equipe de Robótica Aplicada a Competições. Disponível em:< (trincabotz.com.br)>. [Acesso em 22 de março de 2022].
- Techfest. (2022). Robowars. Disponível em:<Robowars | Techfest, IIT Bombay>. [Acesso em 23 de março de 2022].
- BattleBots. (2022). Disponível em:< BattleBots>. [Acesso em 23 de março de 2022].
- Robocore. (2022). Robocore Experience. Disponível em:< (robocoreexperience.com)>. [Acesso em 25 de março de 2022].
- Ordenez, Marin., Shafaei, Rouhollah. (2022). Power Electronics - Thermal Management and Heatsink Design. Disponível em:< Power Electronics - Thermal Management and Heatsink Design - YouTube>. [Acesso em 27 de março de 2022].
- Sedra, Adel S., Smith, Kenneth C. (2015). *Microelectronic Circuits 7ª Edition*. New York, Oxford. Oxford University press, pp. 971-981.
- ROHM Semiconductor. (2016). Calculation of Power Losses (Synchronous). Disponível em:<Calculation of Power Loss (Synchronous): Power Management (rohm.com)>. [Acesso em 09 de abril de 2022].