



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA MECÂNICA E DE
COMPUTAÇÃO



Nativo da Natividade de Oliveira Neto

Projeto de um Conversor *Asymmetric Half-bridge* para um Motor de Relutância Variável aplicado em Veículo Elétrico Levíssimo



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

TERMO DE CIÊNCIA E DE AUTORIZAÇÃO PARA DISPONIBILIZAR VERSÕES ELETRÔNICAS DE TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO DE GRADUAÇÃO NO REPOSITÓRIO INSTITUCIONAL DA UFG

Na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Goiás (UFG) a disponibilizar, gratuitamente, por meio do Repositório Institucional (RI/UFG), regulamentado pela Resolução CEPEC no 1240/2014, sem ressarcimento dos direitos autorais, de acordo com a Lei no 9.610/98, o documento conforme permissões assinaladas abaixo, para fins de leitura, impressão e/ou download, a título de divulgação da produção científica brasileira, a partir desta data.

O conteúdo dos Trabalhos de Conclusão dos Cursos de Graduação disponibilizado no RI/UFG é de responsabilidade exclusiva dos autores. Ao encaminhar(em) o produto final, o(s) autor(a)(es)(as) e o(a) orientador(a) firmam o compromisso de que o trabalho não contém nenhuma violação de quaisquer direitos autorais ou outro direito de terceiros.

1. Identificação do Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação (TCCG)

Nome(s) completo(s) do(a)(s) autor(a)(es)(as): NATIVO DA NATIVIDADE DE OLIVEIRA NETO Título do trabalho:

Projeto de um conversor Asymmetric Half-bridge para um motor de relutância variável aplicado em veículo elétrico levíssimo

2. Informações de acesso ao documento (este campo deve ser preenchido pelo orientador) Concorda com a liberação total do documento [X] SIM [] NÃO¹

[1] Neste caso o documento será embargado por até um ano a partir da data de defesa. Após esse período, a possível disponibilização ocorrerá apenas mediante: a) consulta ao(à)(s) autor(a)(es)(as) e ao(à) orientador(a); b) novo Termo de Ciência e de Autorização (TECA) assinado e inserido no arquivo do TCCG. O documento não será disponibilizado durante o período de embargo.

Casos de embargo:

- Solicitação de registro de patente;
- Submissão de artigo em revista científica;
- Publicação como capítulo de livro.

Obs.: Este termo deve ser assinado no SEI pelo orientador e pelo autor.



Documento assinado eletronicamente por **Geyverson Teixeira De Paula**, Professor do Magistério Superior, em 26/08/2024, às 11:27, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Nativo Da Natividade De Oliveira Neto**, Discente, em 26/08/2024, às 13:16, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **4771988** e o código CRC **93D9753**.



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA MECÂNICA E DE
COMPUTAÇÃO



Nativo da Natividade de Oliveira Neto

Projeto de um Conversor *Asymmetric Half-bridge* para um Motor de Relutância Variável aplicado em Veículo Elétrico Levíssimo

Trabalho de conclusão de curso, apresentado à
disciplina PFC, do curso de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Goiás como requisito parcial
para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula

Universidade Federal de Goiás - UFG
Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação

Goiânia – GO
2024

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor, através do Programa de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da UFG.

Oliveira Neto, Nativo da Natividade de
Projeto de um Conversor Asymmetric Half-bridge para um Motor de Relutância Variável aplicado em Veículo Elétrico Levíssimo [manuscrito] / Nativo da Natividade de Oliveira Neto. - 2024. XVIII, 18 f.

Orientador: Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula.
Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Federal de Goiás, Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação (EMC), , Goiânia, 2024.

1. Conversor AHB. 2. Veículo elétrico. 3. Motor de relutância variável. 4. Controlador de motor. 5. Mobilidade elétrica.. I. Paula, Geyverson Teixeira de, orient. II. Título.

CDU 621.3



UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE COMPUTAÇÃO

ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

Ao(s) 12 dia(s) do mês de Julho do ano de 2024 iniciou-se a sessão pública de defesa do Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) intitulado “**Projeto de um conversor Asymmetric Half-bridge para um motor de relutância variável aplicado em veículo elétrico levíssimo**”, de autoria de NATIVO DA NATIVIDADE DE OLIVEIRA NETO, do curso de Engenharia Elétrica, da Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação da UFG. Os trabalhos foram instalados pelo(a) Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula (EMC/UFG) com a participação dos demais membros da Banca Examinadora: Prof. Dr. Bernardo Pinheiro de Alvarenga (EMC/UFG) e Me. Guilherme Fernandes dos Santos (EMC/UFG). Após a apresentação, a banca examinadora realizou a arguição do(a) estudante. Posteriormente, de forma reservada, a Banca Examinadora atribuiu a nota final de 10,0, tendo sido o TCC considerado Aprovado.

Proclamados os resultados, os trabalhos foram encerrados e, para constar, lavrou-se a presente ata que segue assinada pelos Membros da Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Geyverson Teixeira De Paula, Professor do Magistério Superior**, em 26/08/2024, às 11:29, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Bernardo Pinheiro De Alvarenga, Professor do Magistério Superior**, em 26/08/2024, às 11:41, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Guilherme Fernandes Dos Santos, Usuário Externo**, em 26/08/2024, às 15:55, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no § 3º do art. 4º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **4772029** e o código CRC **365849A3**.

Projeto de um conversor *Asymmetric Half-bridge* para um motor de Relutância Variável aplicado em Veículo Elétrico levíssimo

Nativo da Natividade de Oliveira Neto
Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação
Universidade Federal de Goiás
Goiânia, Goiás
nativon2o@gmail.com

Resumo— O Projeto consiste no desenvolvimento de um conversor AHB (*Asymmetric Half-Bridge*) para um motor de relutância variável 6/4 para veículos levíssimos. O conversor pode operar de 30 a 45V (bateria de 10 células de lítio em série) com uma potência de saída de 500W, os braços do conversor são formados por N-MOSFETS, diodos de roda livre e componentes necessários ao acionamento. Foi desenvolvida uma PCI (Placa de Circuito Impresso) que faz a interface entre o conversor e o microcontrolador, na placa de circuito há o sensoramento das correntes de cada braço do conversor, sensoramento da tensão da bateria, conversor abaixador que alimenta os componentes e *driver* para os MOSFETS de potência. Foi obtida a placa de interface para o motor de relutância chaveada, com o sensoramento de corrente em linha de cada fase, com o sensoramento da tensão da bateria, fonte de alimentação para os dispositivos internos e periféricos. Os sinais de saída foram condicionados para conexão externa de um microcontrolador que opere com 5 V.

Palavras-chaves— Conversor AHB, veículo elétrico, motor de relutância variável, controlador de motor, mobilidade elétrica.

Abstract—The Project consists of development of an *Asymmetric Half-bridge* (AHB) Converter for a 6/4 switched reluctance motor for very light vehicles. The converter can be supplied from 30-45V (10S lithium battery) with a power output of 500W, the switched branches are formed by N-MOSFETS, free-wheeling diodes and components necessary for driving. A PCB (Printed Circuit Board) has been designed and produced that interfaces the microcontroller with the converter, in this circuit board there is phase current sensing for each phase, battery voltage sensing, dc-dc converter for the power supply of the components and a circuit driver for the power MOSFETS. Has been obtained a interface circuit board for the switched reluctance machine, with the sensing of in line current of witch phase, with the sensing o battery voltage, power supply for the intern and periferical components. The output signals has been conditioning for the external conection of a microcontroller with operational voltage of 5 V.

Keywords— AHB Converter, eletric vehicle, varible reluctance motor, motor driver, electrical mobility.

1. INTRODUÇÃO

A MOBILIDADE elétrica está se tornando realidade, cada vez mais se escuta notícias sobre veículos elétricos que estão em circulação e modelos que estão por vir. Neste cenário a micro mobilidade, baseada em veículos levíssimos como bicicletas e patinetes elétricos, também vem crescendo com o

passar dos anos, segundo dados da Associação Brasileira do Setor de Bicicletas (Aliança Bike) [1], no ano de 2018 foram vendidas 22.500 unidades de bicicletas elétricas, no ano de 2022 esse número subiu para 44.833 unidades, um aumento de 99,26% nestes 5 anos, segundo a associação, para 2023 foi estimado que o número seria de 53.412 unidades no cenário mais conservador. No segmento dos patinetes elétricos, dentre os 5 modelos mais vendidos no ano de 2023 [2], 4 utilizam motores sem escovas (*brushless DC*) de ímãs de neodímio. A escolha de motores *brushless DC* para esses veículos decorre da alta eficiência deste tipo de máquina e sua alta densidade de potência. Os motores utilizados tanto por bicicletas elétricas como por patinetes elétricos utilizam ímãs permanentes feitos de metais terras-raras, esses metais são comercializados por poucos países, portanto o preço dos ímãs e consequentemente os motores ficam bastante dependentes de fatores externos.

Segundo J. J. A. E. Berker Bilgin [3], apesar do alto torque, alta densidade de potência e alta eficiência dos motores *brushless DC*, o custo dos ímãs permanentes é alto, e representa parte significativa do custo total de uma máquina de ímãs permanentes, mesmo que eles representam uma pequena porção da massa do motor. Segundo os mesmos autores, a China produz cerca de 76% dos ímãs permanentes do mundo, sendo que ela detém 84% da mineração de terras raras.

Motores de relutância variável são de construção simples sem enrolamentos no seu rotor, não necessitam de materiais exóticos e raros, a sua construção depende de metais como ferro e cobre, que são mais facilmente encontrados, portanto a máquina elétrica de relutância variável tem baixo custo de fabricação.

As principais vantagens dos motores de relutância chaveada (do inglês *SRM – Switched Reluctance Machine*) são: a simplicidade da construção sem bobinas ou ímãs no seu rotor, sua robustez, capacidade de operar em temperaturas mais altas, tolerância a falhas [3], ou seja, pode ser perdida uma fase do motor e ainda sim é possível sua operação com potência reduzida, isso não ocorre em motores que os enrolamentos de outras fases são compartilhados, que em caso de falha de um enrolamento, não é possível utilizar a máquina. Apesar da construção simples, seu acionamento dependente de conversores eletrônicos. O seu acionamento complexo faz necessário a utilização de um circuito de interface de potência,

em conjunto com um microcontrolador. Para operar o motor de relutância chaveada, é preciso das informações de corrente de alimentação das fases do motor, da tensão de alimentação, e alguma forma de monitorar a posição do rotor [4]. A posição do rotor pode ser medida diretamente com sensores de posição como *encoders*, ou ela pode ser estimada pelas leituras de corrente das fases e da tensão de alimentação (*sensorless controller*). De posse dessas leituras dos sensores, o microcontrolador criará os sinais correspondentes ao acionamento de cada fase do motor, de modo que a máquina rotacione da maneira desejada, controlando a velocidade, torque e sentido de giro.

Com os avanços da eletrônica e conseqüente redução de preços de componentes, há uma tendência da migração de máquinas de construção complicada como a máquina CC, para máquinas de construção simples como a *brushless DC*, e de relutância, sendo a complexidade deixada para o circuito que faz o acionamento do motor. No mercado existem inúmeras opções de *drivers* do tipo *ESC – Electronic Speed Controller*, em português, Controlador Eletrônico de Velocidade, para motores *brushless DC*, já que são produzidos e desenvolvidos a um bom tempo, isso não se aplica aos *SRM*, não há disponível comercialmente *drivers* para este tipo de motor.

O motor de relutância chaveada não necessita que a corrente em suas fases mude de direção, pois o torque depende do quadrado da corrente em cada fase, não do sentido dela, como pode ser observado na equação do torque desta máquina mostrado em (1). Logo não há necessidade de *drivers* em ponte completa, que invertam o sentido da corrente, portanto se optou pela meia ponte assimétrica (*AHB*), que permite a recuperação de parte da energia armazenada no campo magnético e não necessita de muitos componentes, são 2 transistores e dois diodos por fase do motor.

$$T_{mec} = \frac{i_a^2}{2} \frac{dL_a(\theta_r)}{d\theta_r} + \frac{i_b^2}{2} \frac{dL_b(\theta_r)}{d\theta_r} + \frac{i_c^2}{2} \frac{dL_c(\theta_r)}{d\theta_r} \quad (1)$$

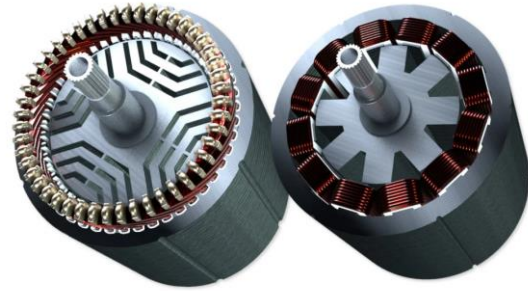
- T_{mec} → Torque mecânico (N.m);
- I_a → Corrente na fase A (A);
- I_b → Corrente na fase B (A);
- I_c → Corrente na fase C (A);
- θ_r → Ângulo do rotor (rad);
- L_a → Indutância própria da fase A (H);
- L_b → Indutância própria da fase B (H);
- L_c → Indutância própria da fase C (H).

2. O MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADA (SRM)

Existem basicamente dois tipos de motores de relutância utilizáveis em veículos elétricos, o *SynRM* (Motor de Relutância Síncrona) e o *SRM* (Motor de Relutância Variável). O primeiro tipo tem o estator que se assemelha ao de um motor de indução (enrolamentos distribuídos), com o rotor formado por lâminas com ranhuras que separam os caminhos do fluxo magnético, criando regiões de maior e menor relutância ao fluxo magnético. É um motor de grande eficiência, porém

demandando um sistema de controle complexo para evitar perdas de sincronismo. O outro tipo de máquina, a *SRM* tem o seu estator formado por polos salientes, com o rotor formado por lâminas de aço com formatos também salientes, criando regiões de máxima (polos do rotor e estator desalinhados) e mínima (polos do rotor e do estator alinhados) relutância. Este tipo de motor é menos eficiente se comparado ao *SynRM*. Na Figura 2 pode ser visto a seção transversal das máquinas [5].

Figura 2 - Representação visual dos motores de relutância, síncrona à esquerda e o de relutância chaveada à direita.

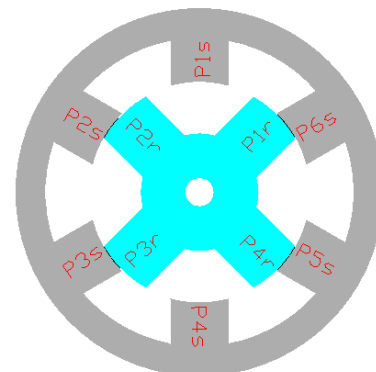


Retirado de: [5]

A máquina de relutância variável é formada por polos duplamente salientes, ou seja, há saliências no seu estator e no seu rotor. Uma máquina de relutância 6/4 tem seis polos no estator e 4 polos no rotor, uma representação desta máquina pode ser vista na Figura 1, onde é mostrado um corte transversal do rotor e estator da máquina (enrolamentos omitidos).

Devido ao fato das saliências da máquina, existe a variação do entreferro de acordo com o ângulo do rotor, isso faz com que exista um ponto de máxima relutância, quando o polo do rotor não está alinhado com o polo do estator, e quando há o alinhamento, ocorre o mínimo da relutância (ou valor máximo de indutância própria).

Figura 1 - Desenho do estator e do rotor.



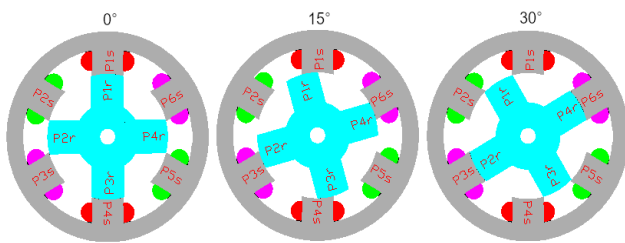
Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma característica dessa máquina é fato dela ter fases independentes, além disso, o acoplamento mútuo dos enrolamentos de fases diferentes é desprezível, isso permite que caso ocorra danos aos enrolamentos de uma das fases ou de seu

circuito de acionamento correspondente, é possível operar o motor com as fases sãs com uma potência de saída reduzida [4]. Este tipo de motor tem um rotor formado apenas por aço magnético laminado, que permite operação em maiores temperaturas que aqueles com ímãs permanentes como o *brushless DC* ou *PMM* (Motor de ímãs permanentes).

Na Figura 3 é mostrada uma representação de um motor 6/4 em três posições de alinhamento em relação aos polos P1s e P1r, 0° corresponde ao alinhamento completo, ou seja, ponto de menor relutância magnética, 15° alinhamento parcial, e 30° corresponde ao desalinhamento dos polos, ponto de maior relutância magnética. Na mesma figura é mostrado em corte os enrolamentos da máquina, nela é possível notar que os enrolamentos diametralmente opostos fazem parte da mesma fase, isso é feito para limitar a quantidade de ramos que o driver dessa máquina terá, já que esses enrolamentos têm o mesmo ângulo elétrico, portanto não precisam ser operados por circuitos diferentes. Os enrolamentos da fase A são mostrados na cor vermelha, a fase B na cor verde, e fase C na cor lilás.

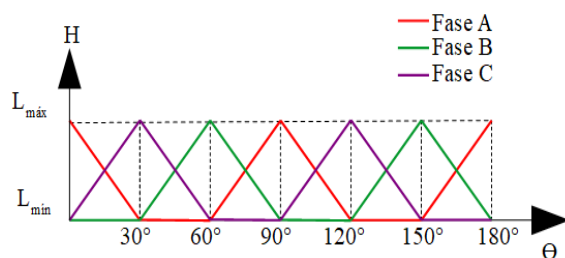
Figura 3 - Representação com diferentes graus de alinhamento entre P1s e P1r.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Ao rotacionar o rotor teremos um gráfico de indutância semelhante ao gráfico da Figura 4, que representa meia volta do eixo do rotor. É possível notar que existem posições em que a indutância de uma fase é constante, como o torque do motor depende da derivada da indutância como mostrado em (1), existem posições do rotor que para uma determinada fase que resultam em torque nulo, porém como o motor tem outras fases, é possível contornar esse problema, assim manter um torque no seu eixo, acionando a fase correta a determinada posição do rotor, para assim fazer o movimento de rotação no sentido desejado.

Figura 4 – Gráfico da indutância própria de cada fase em função da posição do rotor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O gráfico da indutância própria mostrado na Figura 4 é ideal, não leva em conta a saturação magnética do estator e do rotor.

3. CONVERSOR AHB

Em um motor de relutância variável, a corrente que alimenta as bobinas não precisa mudar de sentido, pois o torque produzido não depende do sentido da corrente como mostrado na equação (1), onde o torque depende do quadrado da corrente das bobinas sem ter ligação com o sentido dela. Devido ao fato da corrente das bobinas não precisar ser alternada, as topologias para os conversores utilizados em motores de relutância chaveada, utilizam dispositivos de chaveamento em série com os enrolamentos da máquina [4].

Existem alguns tipos de configurações para os conversores do *SRM* de acordo com R. KRISHNAN [4], sendo elas a *Asymmetric Half-bridge*, variações da *Asymmetric* com mais de dois transistores por fase, *C-dump*, *C-dump* com diodos de roda livre, *shared switch* etc. . Pela capacidade de recuperar parte da energia armazenada no campo magnético das bobinas, além de ser uma configuração que não utiliza muitos componentes, foi escolhida para o projeto a topologia *AHB* (*Asymmetric Half Bridge*), pois além de manter a corrente em apenas um sentido, o que torna o *driver* mais simples, ainda permite recuperar parte da energia armazenada no campo magnético, tornando o conjunto (motor *driver*) mais energeticamente eficiente.

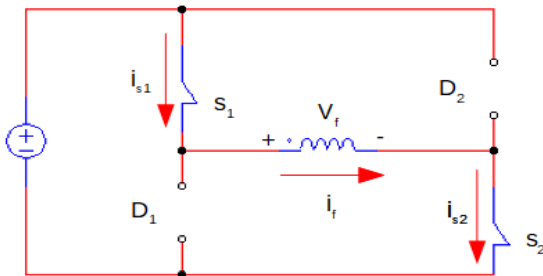
Na topologia *AHB* cada fase do motor é alimentada por um braço formado por 4 chaves, no processo de armazenagem de energia no campo magnético na bobina de uma das fases, 2 chaves são acionadas e conectam a bobina na fonte de alimentação, no processo de recuperação de parte dessa energia do campo magnético, outras duas chaves retornam essa energia para fonte de alimentação. Na prática as chaves que controlam o processo de armazenagem da energia nas bobinas são realizadas por transistores de potência e o processo inverso, por dois diodos que chaveiam automaticamente no momento que a tensão da bobina se inverte.

Na Figura 5 pode ser visto um esquema simplificado do processo de armazenamento de energia na bobina de uma das fases. A fase é alimentada pelos dois transistores, que são representados pelas chaves *S1* e *S2*, que são acionados ao mesmo tempo, as chaves passam a posição de fechadas, formando um caminho para a corrente que vem da fonte de alimentação, alimentando a bobina da fase correspondente representada por um indutor, nessa etapa os diodos ficam reversamente polarizados, o que significa que eles não conduzem, *D1* e *D2* são representados por um circuito aberto. O campo magnético vai se intensificando e a energia armazenada vai aumentando até chegar no limite de saturação do núcleo magnético, ou até que os transistores sejam desligados.

No outro instante de operação do conversor, os transistores são desligados (alimentação cortada), a corrente que circulava pelos transistores passará a circular pelos diodos e a fonte de alimentação, pois ela não muda de direção na bobina, isso é mostrado na Figura 6, os diodos conduzem automaticamente

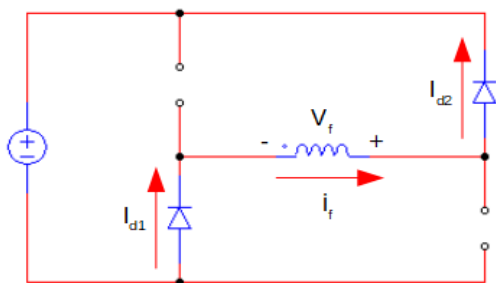
assim que os transistores são desligados, pois a tensão da bobina se inverte de acordo com a lei de *Lenz*, para resistir a variação do campo magnético. Isso faz com que os diodos sejam polarizados, assim entram em condução até que a energia no campo magnético se esgote ou até que sejam acionados os transistores, que os polarizam reversamente.

Figura 5– Esquema de armazenamento de energia no campo magnético, chaves s_1 e s_2 são fechadas e os diodos entram em corte.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6– Esquema de recuperação da energia armazenada no campo magnético, chaves s_1 e s_2 abertas e diodos d_1 e d_2 conduzem.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O conversor deverá operar nos dois modos descritos anteriormente, chaveando rapidamente entre esses dois modos para que seja controlada a corrente que flui para as bobinas do motor, de modo que seja possível ter controle da velocidade e torque da máquina. Pelo fato do conversor chavear entre os dois estados mais rápido que a rotação do motor, ele deve ser capaz de operar em frequências bem mais elevadas, e consequentemente as chaves do conversor *AHB* devem suportar essas frequências mais altas.

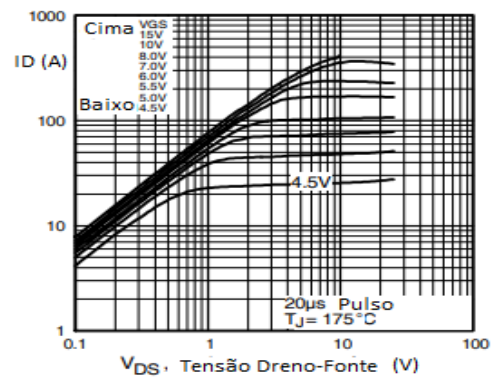
A. Acionamento dos transistores em ponte com bootstrapping

As chaves escolhidas para o conversor são do tipo *MOSFET* (Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico), esses dispositivos necessitam de uma tensão da ordem de 10V entre seus terminais de porta e fonte para que conduzam com as menores perdas. A curva de condução de um *MOSFET* do modelo IRF3205 é mostrada na Figura 7, nela é possível visualizar a capacidade de condução do dispositivo para diferentes tensões porta fonte, juntamente com a queda de tensão entre dreno e fonte para a temperatura máxima de

operação da junção. A partir de 7 V de *VGS* o dispositivo consegue conduzir bastante corrente, com baixa queda de tensão entre os terminais de dreno e fonte, isso se traduz em baixas perdas no dispositivo.

No esquema de meia-ponte assimétrica os transistores trabalham com tensões de acionamento diferentes devido ao fato de que uma chave se encontra conectada a *VCC* (polo +) e outra ao *GND* (polo -). Para garantir que o transistor que fica entre *VCC* e um dos terminais da fase opere de forma correta, ou seja, com baixa *RDS* (Resistência Dreno Fonte), que possibilita baixas perdas nessa chave, é necessário uma circuitaria capaz de fazer o chamado *bootstrap*, este permite que com apenas uma tensão de alimentação se faça uma tensão que não é referenciada ao *GND*.

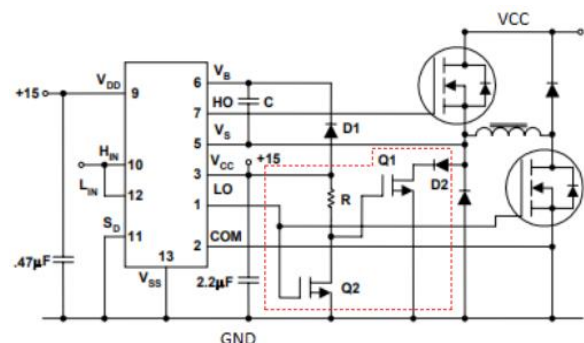
Figura 7 – Curva de condução do IRF3205 a temperatura de junção de 175 °C, para diferentes tensões porta fonte (*VGS*).



Retirado de: [6].

Para facilitar o acionamento com apenas um sinal de controle, adotou-se o esquema mostrado na Figura 8, recomendado pelo fabricante IOR [7] para o IR2110, nele apenas um sinal de entrada nos pinos 10 e 12 do CI, aciona os transistores simultaneamente quando o nível lógico é alto, o processo de carga do capacitor de *bootstrap* é realizado por alguns componentes adicionais *D2*, *Q1*, *Q2* e *R*, são mostrados em destaque dentro da área tracejada da Figura 8.

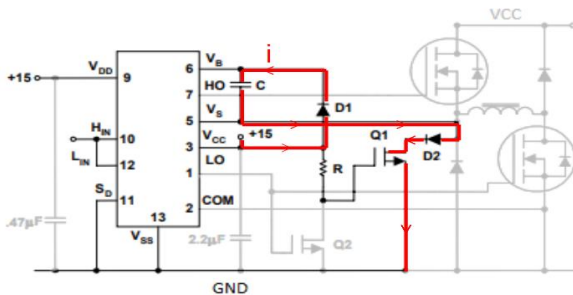
Figura 8– Esquemático de um *driver* de *MOSFET* para *AHB* com *bootstrap* e componentes auxiliares *D2*, *Q1*, *Q2* e *R*.



Retirado de: [7]

O processo de carga do capacitor de *bootstrap* é mostrado na Figura 9, onde as tensões e sentido de circulação de corrente são apresentados. O carregamento do capacitor acontece quando o nível lógico do sinal da entrada do CI é baixo, nesse momento *Q2* que estava em condução passa ao corte, fazendo com que o resistor *R* acione o transistor *Q1* que junto a *D2*, conecta o terminal 5 do CI praticamente ao *GND*, assim *D1* passa a conduzir corrente, carregando o capacitor *C*, quando vier um pulso em nível lógico alto na entrada do CI, a tensão do capacitor *C* aparecerá entre porta e fonte do *MOSFET* de alta, fazendo com que ele tenha baixa *RDS*, ou seja, menos perdas térmicas no dispositivo.

Figura 9- Esquema de carregamento do capacitor de *bootstrap* (*C*).



Fonte: Elaborado pelo autor

4. PROJETO DA PCI

A. Escolha de componentes e considerações de projeto

Pelo fato do conversor ser pensado para um veículo leve, ele deve ser compacto, com isso em mente, a maioria dos componentes escolhidos para fabricação da PCI (Placa de Circuito Impresso) foram do tipo *SMD* (Surface Mounted Device), com exceção dos transistores de potência, diodos de potência e de alguns capacitores eletrolíticos. Para a alimentação do conversor, foi pensado a utilização de um *pack* de baterias de lítio que contenha 10 células em série, isso foi escolhido pois existem muitas opções de baterias disponíveis com essa configuração, já que são utilizadas por patinetes e bicicletas elétricas.

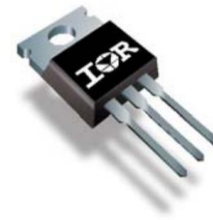
Um *pack* de 10 células de lítio opera na faixa de tensão de 30 V (bateria descarregada) a 42 V (bateria carregada), portanto o conversor deverá operar com tensões de 30 V a 42 V, sendo o valor de tensão máxima escolhido para o projeto de 45 V. Os transistores e os diodos de potência dos ramos das fases devem ter tensões de ruptura maiores que a tensão de alimentação, os capacitores do barramento CC de entrada e o CI do conversor abaixador também devem ser capazes de suportar essas tensões.

Os transistores de potência escolhidos são do tipo *MOSFET*, modelo IRF3205, por conta de sua baixa RDS_{on} de 8 m Ω a $VGS = 10 V$, que possibilita baixas perdas no conversor, na Figura 7 é possível notar que mesmo no caso extremo de temperatura de junção de 175 °C o componente conduz 20 A apenas com 300 mV de queda de tensão entre dreno e fonte para

essa *VGS*, foi escolhido também pelo fato de ele ter um preço acessível, sua tensão de ruptura é de 55 V, maior que a especificação do projeto.

Os diodos escolhidos são do tipo *schotky* que é um tipo especial capaz de operar em altas frequências (baixo tempo de recuperação), com uma queda de tensão baixa no modo condução, que reduz a dissipação de potência pelo componente, o modelo escolhido foi o *MBR1045* que suporta 45 V de tensão reversa e corrente I_{cc} de 10 A. Diodos e transistores de potência foram escolhidos no encapsulamento *TO-220AB* com resistência térmica entorno de 0,75 °C/W, entre junção e case, o encapsulamento pode ser visto na Figura 10. A escolha se deu por conta do baixo custo e facilidade de fixação em um dissipador de calor, existem versões desse encapsulamento isoladas, porém se optou pela versão de metal e se utilizou isoladores de silicone para interface entre componentes e dissipador, por conta de ser uma opção bem mais barata.

Figura 10 - Encapsulamento *TO-220AB*.



TO-220AB
Retirado de: [6]

Os *drivers* de *MOSFET* poderiam ser do modelo IR2110, representado na Figura 8, porém, além de possuir mais terminais, 16 no total, custa mais que o IR2101, que possui apenas 8 terminais e ocupa menor espaço de leiaute. Foi escolhido como *driver* de *MOSFET* para o conversor, o IR2101, pelas vantagens descritas. Por se tratar de um *driver* específico para uma *AHB*, não tem *dead-time* implementado, pois os dois transistores do ramo podem ser ligados simultaneamente sem risco de curto-circuito franco, já que a carga fica conectada entre os dois transistores.

As tensões necessárias à operação do conversor são geradas a partir da tensão de alimentação (30 V a 45 V), com um CI conversor abaixador, onde sua tensão de saída pode ser ajustada com um simples divisor resistivo. Para o acionamento dos *MOSFETS* do conversor foi escolhida a tensão de 12 V, tensão essa que alimenta os drivers dos transistores, a partir dela foi utilizado um regulador de tensão linear para gerar o nível de 5 V, necessário aos sensores de corrente e a operação do microprocessador.

O conversor foi pensado para operar com potência de 500 W na tensão de 30 V, estimando uma eficiência de 95%, assim a corrente drenada da fonte (bateria) pode ser calculada em (2), que resulta em 17,54 A.

$$I_F = \frac{P_{CV}}{\eta V_{CC}} = \frac{500}{0,95 \times 30} = 17,54 A \quad (2)$$

Foi adotado um valor de 5 mΩ para os resistores de sensoriamento de cada fase, assim a potência dissipada no componente pode ser calculada.

$$P_{shunt} = R_{shunt} I_F^2 = 0,005 \times 17,54^2 = 1,54 \text{ W} \quad (3)$$

Por conta do INA240A1, CI amplificador para detecção de corrente adotado, a configuração permite a medição de uma corrente instantânea de até 25 A. Os resistores escolhidos para o sensoriamento de corrente são do tipo SMD no invólucro 2512, são dois de 10 mΩ em paralelo, sendo o conjunto capaz de dissipar até 2 W, limitando a corrente de operação de cada fase em até 20 A.

Com a corrente calculada em (2) pode ser estimada a potência dissipada pelos transistores de potência, desprezando as perdas por chaveamento.

$$P_Q = R_{DS(on)} I_F^2 = 0,008 * 17,54^2 = 2,46 \text{ W} \quad (4)$$

Como o conversor deve ficar em um lugar fechado, foi estimado uma temperatura ambiente de 50 °C, ao analisar o datasheet do IRF3205 [6], a resistência térmica da junção para o ambiente é de 62 °C/W, assim a temperatura na junção do MOSFET pode ser calculada.

$$T_{Qj} = T_A + P_Q R_{\theta JA} = 50 + 2,46 \times 62 = 202,52 \text{ °C} \quad (5)$$

Como essa temperatura de junção é acima do máximo de 175°C, os dispositivos precisam ser montados em um dissipador de calor para não serem danificados.

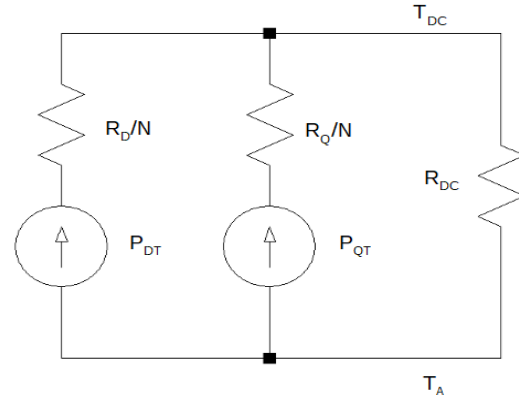
A potência dissipada em cada diodo é difícil de ser estimada, pois vai depender de fatores como a frequência de operação, indutância dos enrolamentos do motor e perdas por chaveamento do dispositivo. O fato de não saber ao certo a potência dissipada não é um fator agravante, já que é conhecida a corrente máxima que eles conduzirão, e estes operam retornando parte da energia que é usada para acionar o motor, processo que dura pouco tempo, assim foi escolhido um componente que suportaria os picos de corrente e teria capacidade de conduzir no mínimo metade da corrente na fase por longos períodos. O diodo escolhido suporta 10 A de corrente contínua e picos de 150 A de corrente em meio ciclo de onda de 60 Hz, como as frequências de chaveamento que o conversor operará são bem maiores que essa, o diodo terá que suportar uma corrente de 17,54 A de pico que decai rapidamente, assim sendo, o dispositivo poderá ser utilizado sem problemas. Para uma maior durabilidade do conversor, os diodos deverão ser montados em um dissipador de calor.

A resistência térmica do dissipador poderá ser calculada resolvendo o circuito térmico mostrado na Figura 11, esse circuito já é uma simplificação, onde os 6 diodos são representados por uma fonte de potência P_{DT} assim como os 6 transistores representados por P_{QT} , as resistências térmicas de cada componente aparecem divididas por N, que é a quantidade de dispositivos de cada tipo. R_{DC} é a resistência térmica do dissipador para o ambiente, T_A é a temperatura ambiente e T_{DC}

a temperatura do dissipador de calor.

Resolvendo o circuito térmico da Figura 11, simplificando pela temperatura máxima dos diodos que é menor, resulta em

Figura 11 – Circuito térmico simplificado do conjunto de transistores e diodos de potência.



Fonte: Elaborado pelo autor.

(6), com essa equação é possível encontrar um valor máximo para a resistência térmica do dissipador de calor para o ambiente, N representa a quantidade de diodos ou transistores, T_A a temperatura ambiente, P_Q e P_D as potências individuais dos componentes, T_{JD} a temperatura de junção dos diodos e R_D a resistência térmica da junção do diodo ao dissipador de calor. Considerando um valor de 1 °C/W para a resistência térmica do isolador de silicone, limitando a temperatura de operação dos diodos a 100 °C, considerando que a potência dissipada nos diodos é igual à dos transistores, é encontrado um valor máximo de resistência térmica de 1,55 °C/W para o trocador de calor.

$$R_{DC} = \frac{T_{JD} - P_D R_D - T_A}{N(P_Q + P_D)} \quad (6)$$

O sensoriamento de corrente feito com o CI INA240A1, de ganho fixo igual a 20, os resistores *shunt* de 10 mΩ em paralelo resultam em 5 mΩ, assim a tensão de saída do sensor seria de 1 V para cada 10 A, porém devido a ligação do sensor, 2,5 V corresponde a 0 A e as correntes crescentes na saída correspondem a valores decrescentes de tensão lida. Em (7) é mostrado a relação do valor lido de tensão na saída do sensor (V_{lida}) e a corrente correspondente na fase (I_{lida}).

$$I_{lida} = (2,5 - V_{lida}) \times 10 \quad (7)$$

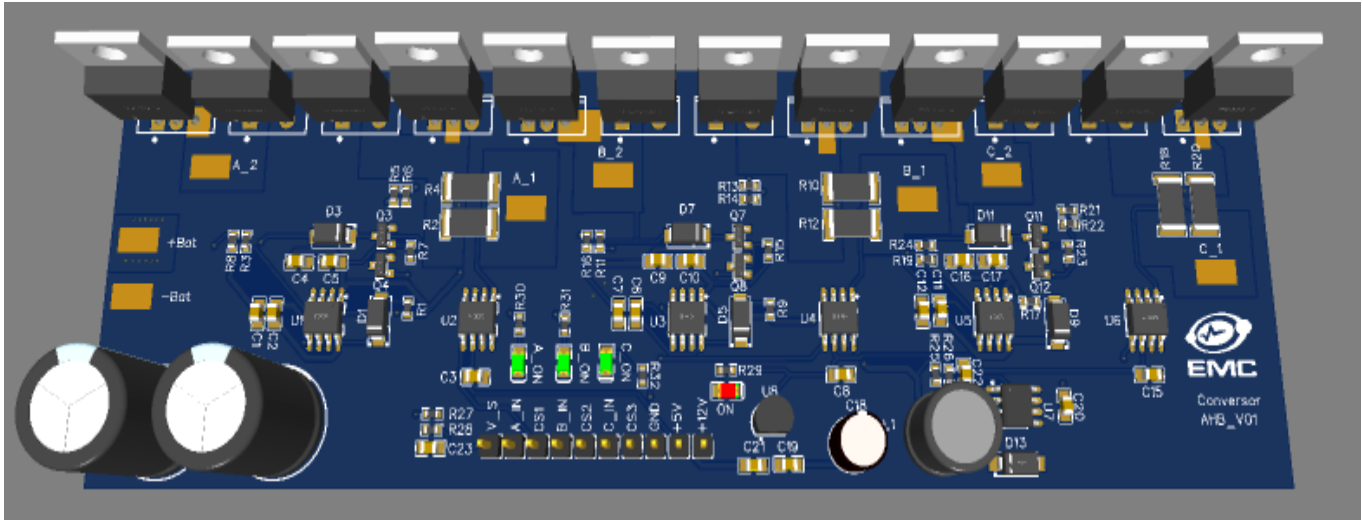
O sensoriamento da tensão da bateria foi realizado com um divisor resistivo formado por um resistor de 10 kΩ e um de 100 kΩ. Foi colocado um capacitor de 100 nF na saída do divisor, de forma a formar um filtro passa-baixos, para uma leitura da tensão de alimentação com menor nível de ruído, a frequência de corte do filtro é de 175 Hz. A relação entre tensão medida na saída (V_S) e tensão de entrada (V_{bat}) é mostrado em (8), assim a tensão máxima na saída do sensoriamento de tensão da bateria é de 4,09 V para o valor máximo de 45 V de entrada.

A alimentação dos componentes foi feita através de áreas de cobre para o GND, parte superior da placa e VCC parte inferior, necessárias para suportar as correntes de alimentação. Por fim se utilizou da ferramenta que confere se as ligações da PCI estão condizentes com o esquemático.

A renderização da placa pronta é representada na Figura 13,

nela é possível visualizar não somente a placa em si, mas uma representação 3D dos componentes, isso garante que seja verificado se os dispositivos estão dispostos da maneira correta sem conflitos, após essa conferência, foi encaminhado o arquivo *geber*, contendo especificação das camadas, furos etc. para uma empresa que confecciona PCIs, localizada na China.

Figura 13– Renderização da placa de circuito impresso com seus componentes.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Considerando a conversão do dólar a R\$ 5,40, apenas o custo dos componentes e da placa, sem colocar os custos com frete e taxas de importação, o custo de uma unidade do conversor foi de R\$ 74,46, que é um custo baixo se comparado a outras partes de um veículo elétrico. Em um produto comercial esses custos devem aumentar um pouco, pois deverá ser implementado o microcontrolador na placa, porém o custo adicional desse componente e de outros adicionais a sua operação, ainda torna esse tipo de conversor atraente para o mercado de mobilidade elétrica.

Após o recebimento da placa sem componentes, foi feito o processo de soldagem de cada componente com um ferro de solda com regulagem de potência e fio de liga de estanho com fluxo interno, após essa etapa foi feita a limpeza da placa com álcool isopropílico (99,8%), na parte superior da Figura 14 é mostrado a placa populada com os componentes, dissipador de calor e as fiações já soldadas, na parte inferior da figura, a placa sem componentes recebida da *JLPC*.

Para melhor entendimento de cada terminal da placa foi organizada uma tabela com a descrição dos terminais, suas funcionalidades e limites permitidos para corrente ou tensão, isso é mostrado na **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

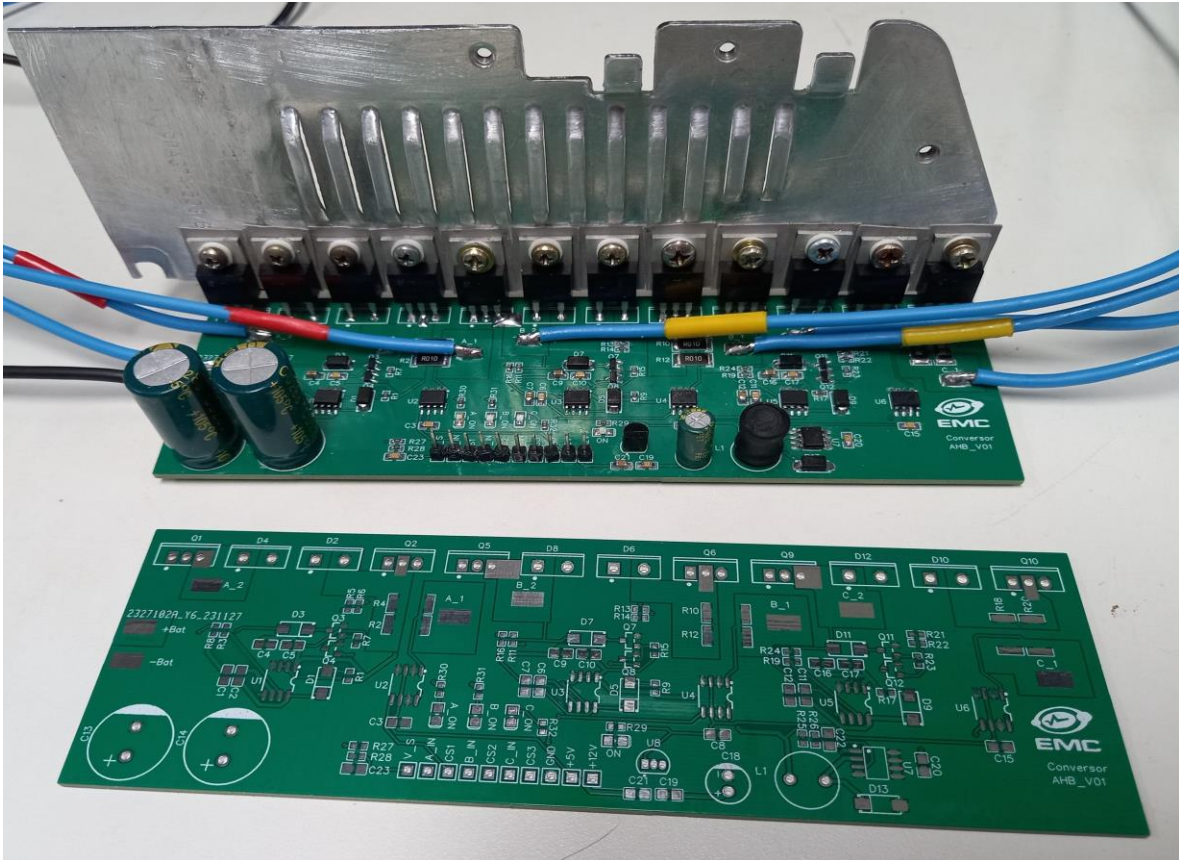
Para este projeto não foi pensado soluções em *hardware* para sobrecorrentes nas saídas do conversor, sendo que esse tipo de proteção foi pensado para ser feita em *software*, contudo, é ressaltado que uma proteção física por meio de bloqueios de *hardware* é muito mais eficaz pois não sofre com possíveis travamentos ou *bugs* no código do microcontrolador.

Tabela I -Lista de terminais da placa e suas funções.

Terminal	Tipo	Descrição
-Bat	Entrada	Terminal negativo da bateria
+Bat	Entrada	Terminal positivo da bateria
V_s	Saída	Sensor tensão da bateria
A_in	Entrada	PWM Fase A (0V-12V)
C_S1	Saída	Sensor de corrente fase A (0V-5V)
B_in	Entrada	PWM Fase B (0V-12V)
C_S2	Saída	Sensor de corrente fase B (0V-5V)
C_in	Entrada	PWM Fase C (0V-12V)
C_S3	Saída	Sensor de corrente fase C (0V-5V)
GND	Saída/Entrada	Referência conectada ao -Bat
+5V	Saída	Tensão 5V $I_{m\acute{a}x} = 80mA$
+12V	Saída	Tensão 12V $I_{m\acute{a}x} = 2A$
A_1	Saída	Fase A
A_2	Saída	Fase A
B_1	Saída	Fase B
B_2	Saída	Fase B
C_1	Saída	Fase C
C_2	Saída	Fase C

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 14 – Placa montada na parte superior e placa não populada na parte inferior.



Fonte: Elaborado pelo autor.

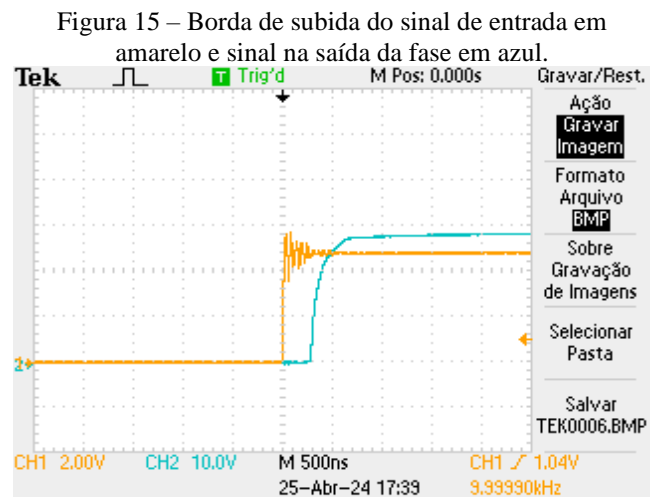
5. TESTES DOS SINAIS DE SAÍDA DAS FASES E IDENTIFICAÇÃO DE DEFEITOS

A. Testes dos sinais de saída das fases do conversor AHB

Para ter uma ideia se o conversor projetado está operando da maneira esperada, foi utilizado um gerador de funções configurado para produzir uma onda quadrada de frequência de 10 kHz e *duty-cycle* de 50%, com valor mínimo de 0 V e máximo de 5 V, simulando o acionamento de um microcontrolador. Esse sinal foi injetado nas entradas *A_in*, *B_in* e *C_in*, uma carga resistiva de $4,2 \Omega$ foi conectada na saída da fase que estava em teste. O teste escolhido para verificar o funcionamento consiste na verificação das formas de onda de saída comparadas a de entrada, de forma a medir os atrasos de propagação do sinal, na borda de subida e de descida, além de, observar se a forma de onda na saída acompanha de maneira mais fiel, o formato da onda na entrada, em outras palavras, o sinal de saída deve ser próximo a 0 V quando o de entrada for nível baixo, e próximo de 30 V quando o de entrada for alto.

Na Figura 15 é mostrado a borda de subida para o sinal de uma das fases, neste caso o *delay* para ligar a saída é cerca de 500 ns, o sinal em amarelo é o da saída do gerador de funções, e na cor azul, corresponde à saída do conversor. É observado que o sinal da saída acompanha o de entrada, ficando no valor de 0 V até que o sinal de entrada atinge o nível lógico alto (5V),

e o sinal de saída depois deste pequeno atraso chega a quase 30V.

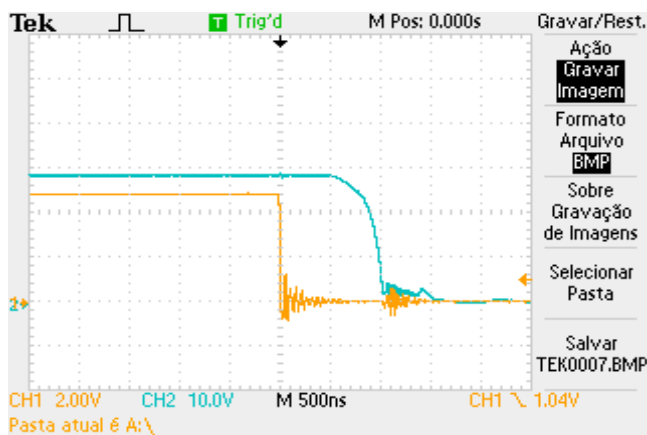


Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 16 é mostrado o *delay* no tempo de descida, cerca de 1us. Esta parte corresponde ao processo de desligar a fase do conversor, é observado que o sinal de saída em azul está próximo de 30 V, até que um momento depois do sinal de entrada em amarelo ser levado a nível lógico baixo, o de saída

também atinge 0V, o atraso para desligar o conversor é maior que o tempo para fazer seu acionamento.

Figura 16- Borda de descida do sinal de entrada em amarelo e sinal na saída da fase em azul.



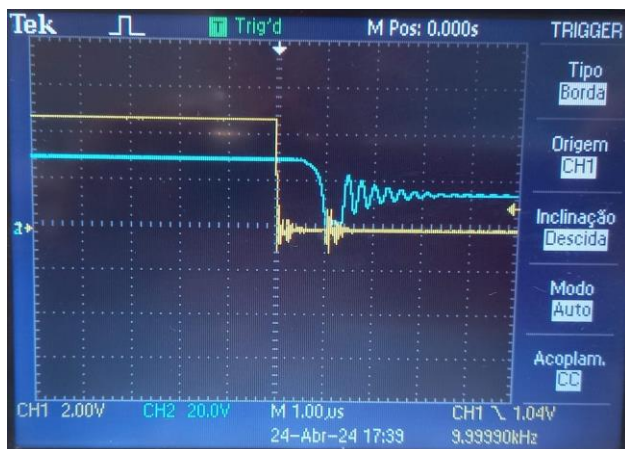
Fonte: Elaborado pelo autor

Os *delays* observados são pequenos para a frequência máxima de operação de 20 kHz, considerando que o período desta onda é de 50 μ s, os atrasos de subida e descida somados, corresponde a um valor 33 vezes menor que o período da onda, sendo assim para este quesito, o conversor opera da maneira esperada.

B. Identificação de defeitos e correção

Analisando cada uma das fases, foi observado um problema no formato do sinal de saída da fase A, este é evidenciado na Figura 18 (traço na cor azul), nela é possível notar que a tensão da fase A não atinge o valor de 0 V (linha tracejada horizontal) quando o sinal de entrada em amarelo está em nível lógico baixo, a forma de onda da saída fica cheia de ondulações e mantém um valor mínimo de cerca de 14 V quando a fase A é desligada.

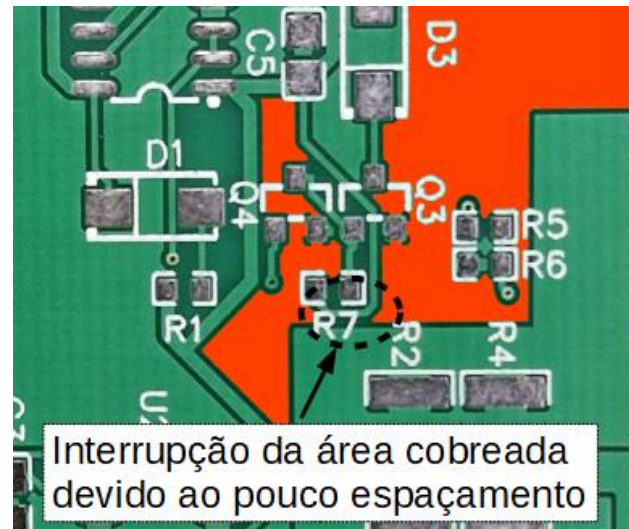
Figura 18 – Borda de descida para a fase defeituosa.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Após investigar o circuito de acionamento da fase A, foi encontrado a falta da conexão da fonte de Q4 com o GND como mostrado na Figura 17, isso faz com que Q3 sempre esteja ligado, assim quando Q1 fosse acionado, Q3 fecharia um curto franco entre VCC e GND. Devido a fragilidade de Q3 (2N7002), e a potência de curto-circuito no barramento, esse simplesmente falhou no modo circuito aberto, não danificando trilhas e nem componentes em série.

Figura 17 – Defeito no leiaute, ilhamento de Q4.

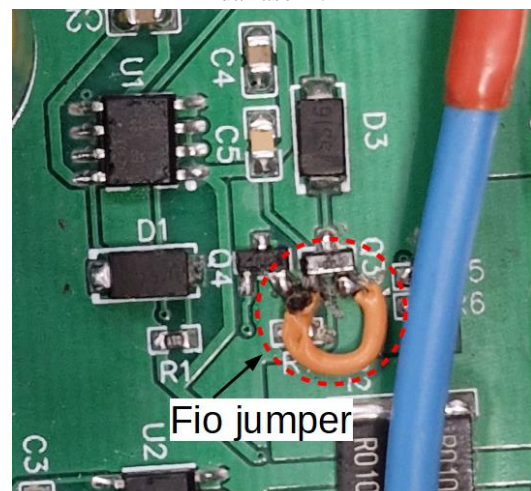


Fonte: Elaborado pelo autor.

Para corrigir o defeito foi feita a substituição de Q3, por um componente funcional, além disso, foi necessário fazer a conexão faltante, para isso, foi feita a inserção de um fio jumper entre o GND e o terminal fonte de Q4. As formas de onda mostradas na Figura 15 e Figura 16, se referem a fase A após a correção.

A correção feita para solucionar o problema da fase A pode ser vista na Figura 19, onde foi soldado um fio entre a fonte de Q4 (flutuante) e o terminal fonte de Q3 (GND).

Figura 19 – Fio jumper para correção do acionamento da fase A.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O erro no projeto da placa foi causado na parte de leiaute, por conta do ilhamento da fonte de Q4, que pertence ao nó *GND*, isso aconteceu por causa da *clearance* (espaçamento entre trilhas) adotada (0,254 mm), que deve existir para manter o isolamento elétrico das trilhas da placa, assim não foi renderizada a conexão com o restante do plano *GND*, como pode ser visto na Figura 17, a região em vermelho deveria estar unida. O leiaute da placa foi refeito e pode ser visto no anexo B. 1, porém não foi encomendada sua fabricação, sendo utilizado o leiaute antigo apenas com a modificação descrita anteriormente.

6. TESTES DA SAÍDA COM CARGA RESISTIVA

A. Testes de leitura de tensão nas saídas das fases

Após a etapa de verificação dos sinais de saída das fases, foram realizados testes que envolvem a seguinte metodologia; Mantendo constante a frequência de acionamento nas entradas em 10 kHz, utilizando a mesma tensão de 30V de alimentação do conversor, mantendo a carga resistiva de 4,2 Ω na fase que era testada, foi feita a variação do duty cycle desde o valor de 20% até 70% (limitado pela corrente de alimentação), para verificar se havia alguma anormalidade de acionamento do conjunto.

O valor mínimo de 20% para o duty cycle foi devido a limitações do gerador de funções utilizado, sendo que o valor máximo de 70% foi pelo fato que a corrente demandada da fonte seria maior do que ela pode suprir, entrando ela no modo de corrente constante, que abaixaria o nível de tensão na entrada do conversor para valores abaixo do mínimo de projeto.

Para facilitar a análise, foi feito algumas simplificações, considerando que a queda de tensão do conversor ocorre apenas nos transistores em série e no resistor *shunt*, e que a resistência equivalente entre dreno e fonte do *MOSFET* não varia e vale RDS_{on} , a queda de tensão no conversor V_{queda} , pode ser estimada como mostrado em (9). A queda de tensão calculada com a equação (9) para a corrente de projeto, resulta em apenas 368 mV, devido o valor de resistência dos *MOSFETs* e do resistor *shunt* em série com as fases ser baixo (cerca de 21 m Ω), então pode se desprezar a queda de tensão nesses componentes, para os valores de corrente que circulam pela carga.

$$V_{queda} = I_f \times (2 \times RDS_{on} + R_{shunt}) \quad (9)$$

Desprezando a tensão de queda no conversor, a tensão CC (valor médio) esperada na saída da fase em teste pode ser aproximada como mostrado em (10).

$$V_{fase} = V_{alimentação} \times duty - cycle \quad (10)$$

Utilizando (10) para calcular a tensão esperada de acordo com o valor do *duty cycle* empregado, e medindo a tensão de saída diretamente com um voltímetro CC, foi obtida a

, nela estão os dados obtidos variando o *duty cycle* do sinal nas entradas de cada uma das fases, e as medidas correspondentes de tensão na saída delas.

Tabela II- Tensão esperada e tensões da saída do conversor para diferentes valores de *duty cycle*.

Duty cycle (%)	Tensão esperada (V)	Tensão fase A (V)	Tensão fase B (V)	Tensão fase C (V)
20	6	5,42	5,42	5,42
30	9	8,45	8,35	8,34
40	12	11,47	11,35	11,35
50	15	14,56	14,62	14,54
60	18	17,72	17,75	17,27
70	21	20,69	20,72	20,24

Fonte: Elaborado pelo autor.

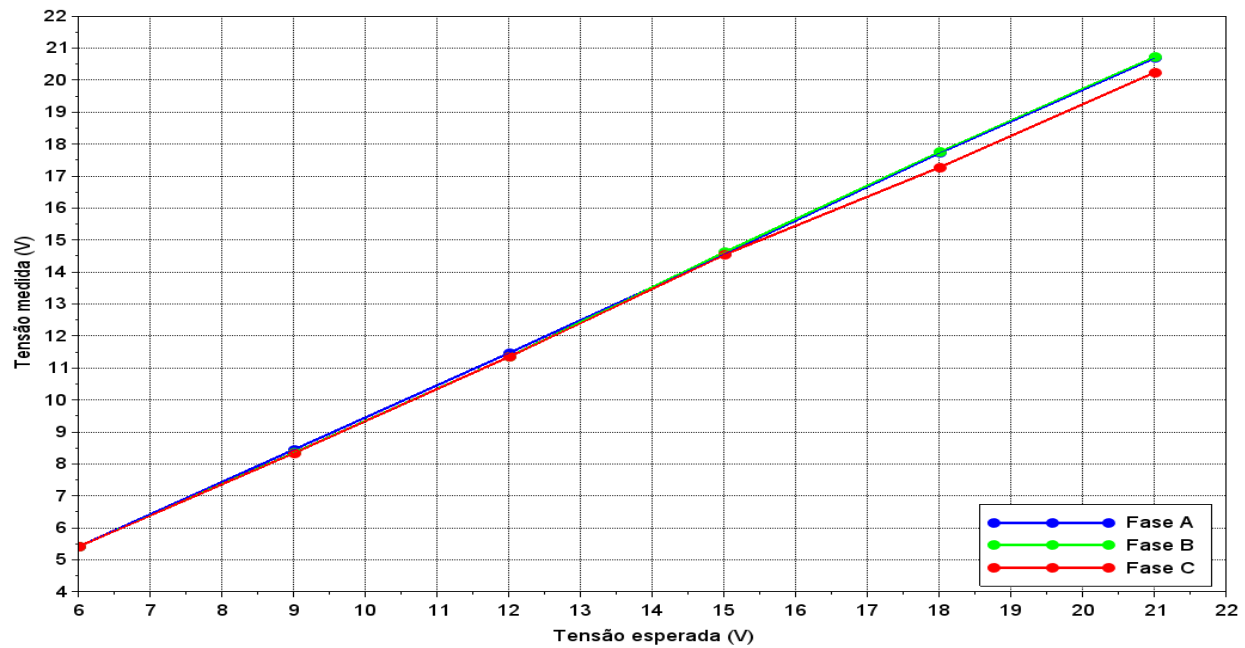
Na etapa de testes das tensões de saída do conversor com a carga resistiva, não foi notado nenhum novo problema com a fase A que foi corrigida anteriormente. As medições das tensões de saída das fases não ficaram flutuando, se mantiveram estáveis durante o teste com o *duty cycle* específico, reforçando o funcionamento adequado do conversor.

Foi observado que as fases se comportaram dentro do esperado, seguindo o aumento de tensão à medida que era aumentado o valor do *duty cycle*, havendo apenas uma pequena divergência para a fase C, que teve um menor valor de tensão se comparado as outras duas, essa diferença é pequena, cerca de 0,5 V, não chegará a impactar o funcionamento de um motor conectado. Não foi possível localizar a razão dessa diferença, já que as quedas de tensão medidas nos transistores das fases foram semelhantes, além disso, não foram identificados aquecimentos demasiados nos componentes de potência, somente ruídos característicos do chaveamento dos dispositivos foram percebidos.

Considerando o quesito das tensões medidas na saída do conversor, seu funcionamento parece ocorrer da maneira esperada. Contudo seria interessante ter sido feito um teste também com uma carga *RL*, para ver como se comporta a parte de recuperação da energia armazenada, feita pelos diodos de roda livre.

Para melhor visualização dos dados das tensões das fases, foi elaborado o gráfico da Figura 20, ele mostra a relação entre a tensão esperada (eixo das abscissas), pela tensão medida (eixo das ordenadas).

Figura 20 – Gráfico da tensão medida pela tensão esperada para as fases.



Fonte: Elaborado pelo autor.

B. Testes de leitura de corrente em linha dos sensores

Mantendo uma carga resistiva conectada na saída da fase, utilizando para V_{fase} o valor obtido em (10), o valor da corrente média esperada pode ser calculado como mostrado em (11), assim é possível encontrar uma corrente média para cada valor de *duty cycle* desejado.

Como as saídas dos sensores de corrente disponíveis são de tensão, foi utilizado um voltímetro nos terminais da placa, que correspondem as saídas de sensoriamento de corrente em linha das fases: C_{S1} , C_{S2} e C_{S3} (Tabela I). Utilizando (7), os valores medidos de tensão média foram convertidos em corrente lida para cada uma das fases. Seguindo a variação do *duty cycle* de 20% a 70%, os valores esperados de corrente foram calculados, e os valores medidos utilizando o método citado são mostrados na Tabela III.

$$I_{fase} = \frac{V_{fase}}{R_{carga}} \quad (11)$$

Infelizmente por conta da limitação de 5 A da fonte de bancada, não foi possível utilizar uma carga de resistência menor, para assim poder observar como as medidas de corrente pelos sensores, se comportam na condição de máxima potência de projeto. Para os testes realizados, não foi observado nenhum aquecimento demasiado dos componentes, nem variações de valores de correntes significativas ao longo dos ensaios.

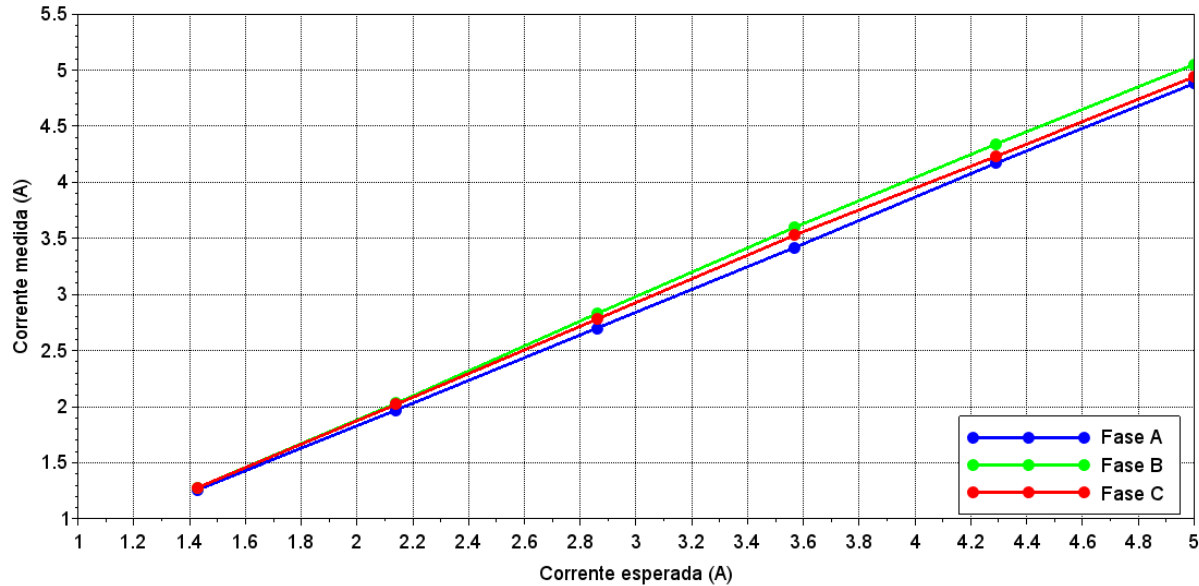
Tabela III – Correntes esperadas e correntes medidas para determinado *duty cycle*.

Duty cycle (%)	Corrente esperada (A)	Corrente Fase A (A)	Corrente Fase B (A)	Corrente Fase C (A)
20	1,43	1,26	1,28	1,28
30	2,14	1,97	2,03	2,02
40	2,86	2,70	2,83	2,78
50	3,57	3,42	3,60	3,53
60	4,29	4,17	4,34	4,23
70	5,00	4,88	5,05	4,94

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para melhor visualizar se as correntes medidas pelos sensores das fases estão de acordo com o previsto, foi traçado o gráfico da Figura 21, nele é possível observar que as fases A e C medem valores menores de corrente que a B, mas essa diferença é pequena e não deve impactar o funcionamento do conversor.

Figura 21– Gráfico da corrente medida pela corrente esperada para as fases.



Fonte: Elaborado pelo autor.

7. CONCLUSÃO

O trabalho apresentado demonstra o projeto de hardware de um conversor *AHB* para ser utilizado em um veículo elétrico levíssimo, foi dada ênfase a parte de interface de potência e medição.

Foram realizadas escolhas de componentes de acordo com as especificações de projeto, foi construído o *layout* da placa, sendo essa confeccionada por uma empresa especialista na fabricação de PCIs. A montagem dos componentes foi realizada pelo autor.

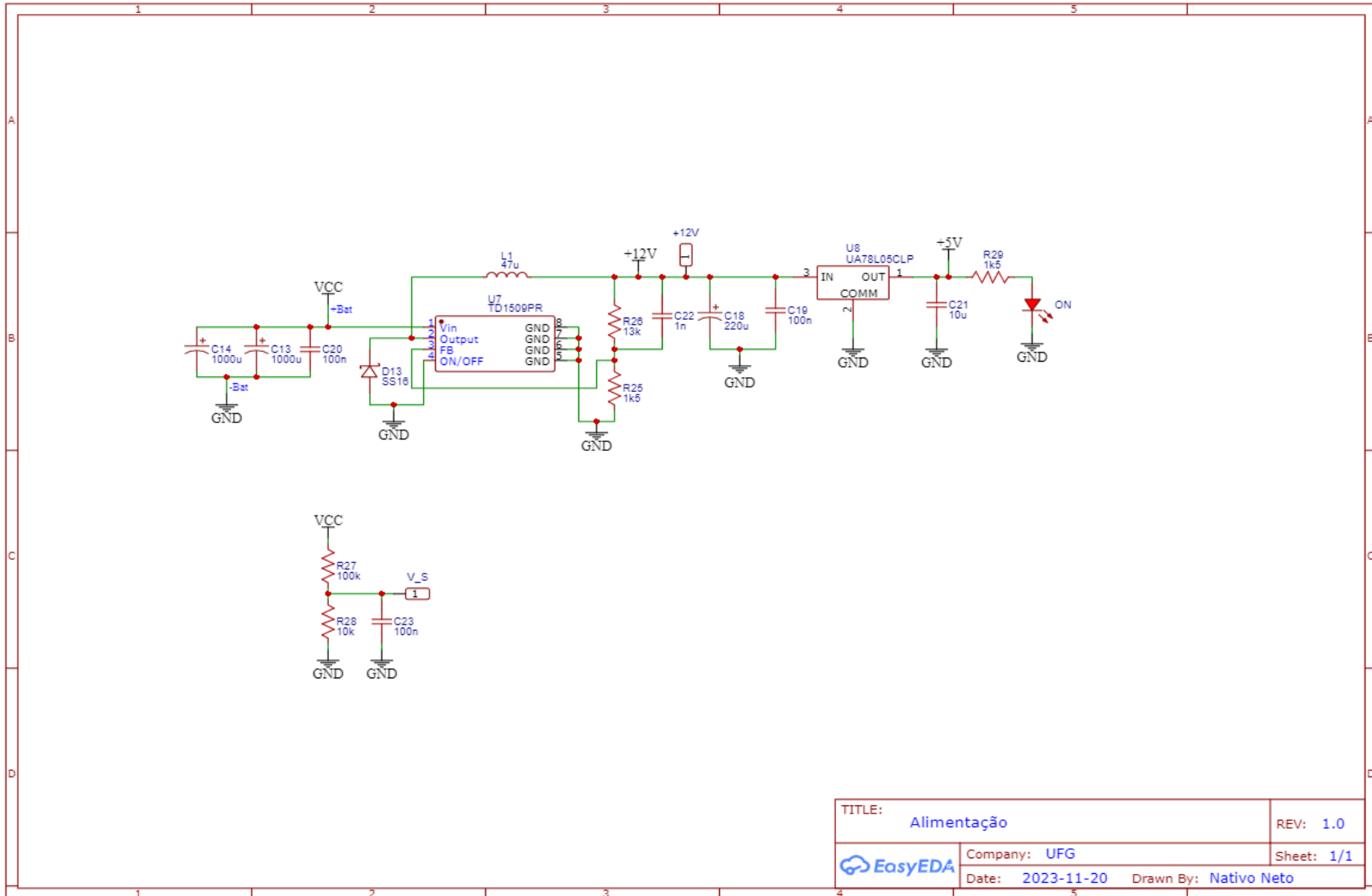
Erros foram encontrados no decorrer do projeto, sendo esses corrigidos ao longo da etapa de testes, a identificação desses defeitos foi importante para o aprendizado do autor em eletrônica de potência e produção de PCIs. É sugerido que futuros trabalhos foquem em implementar o microcontrolador juntamente ao conjunto desenvolvido, para uma solução compacta. Além do hardware desenvolvido é incentivado o desenvolvimento do firmware bem como já mencionado a compactação do conversor junto a parte de controle, para aplicação comercial do dispositivo. O desenvolvimento de veículos elétricos com base neste tipo de conversor tem potencial por conta da sua utilização em um tipo de motor de baixo custo, que não depende de materiais raros e controlados por poucos países.

REFERÊNCIAS

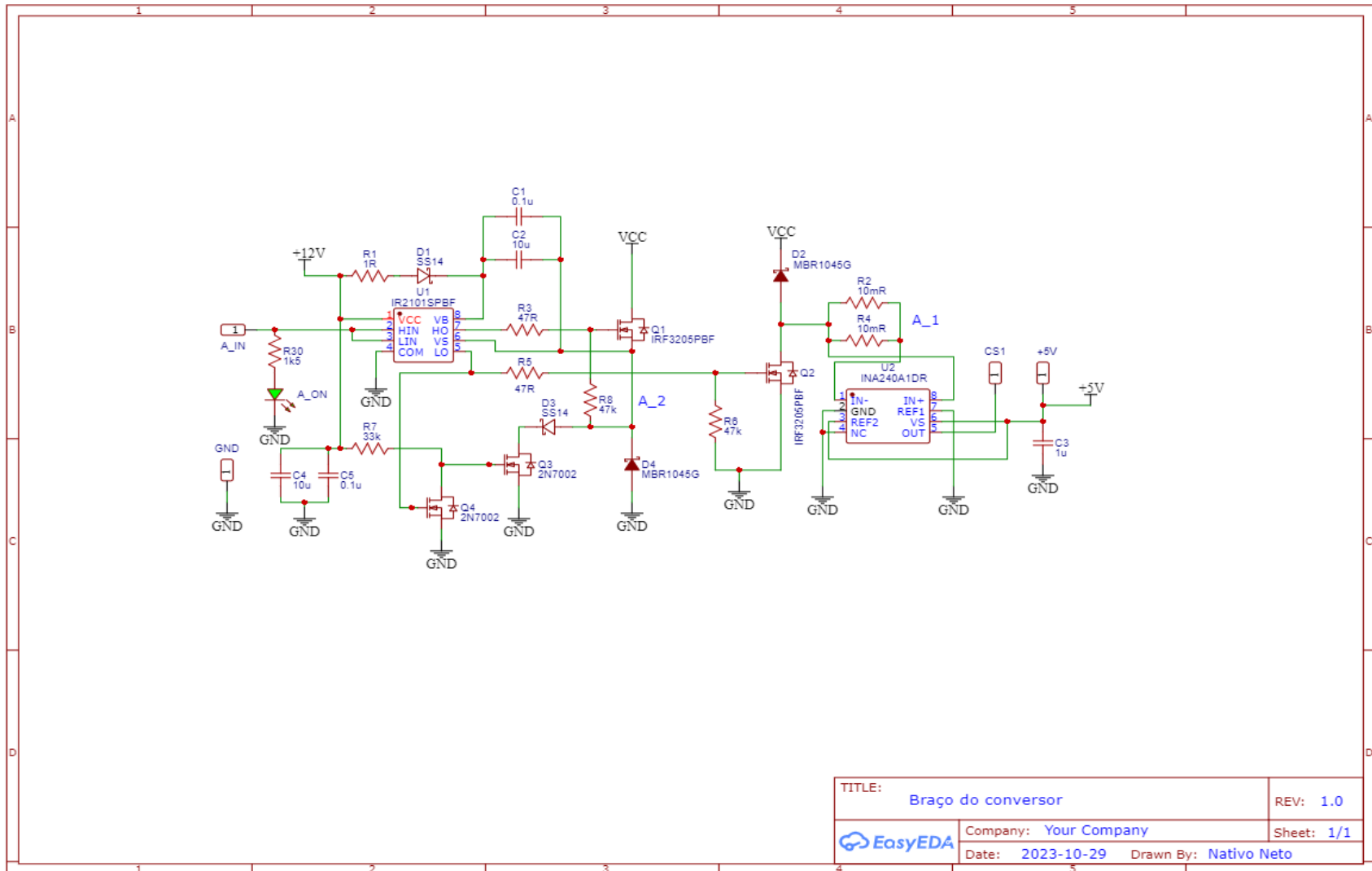
- [1] “ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE BICICLETAS,” Aliança Bike, 2023. [Online]. Available: <https://aliancabike.org.br/dados-do-setor/bicicletas-eletricas/#:~:text=O%20pre%C3%A7o%20m%C3%A9dio%20das%20bicicletas,de%20bicicletas%20e%C3%A9tricas%20no%20pa%C3%ADs..> [Acesso em 06 Janeiro 2024].
- [2] “Viva patinete,” Viva Patinete, 2023. [Online]. [Acesso em 25 02 2024].
- [3] J. J. A. E. Berker Bilgin, “Switched reluctance motor drives,” fundamentals to applications, Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2019.
- [4] R. KRISHNAN, SWITCHED RELUCTANCE MOTOR DRIVERS, Boca Raton, FL, EUA: CRC Press, 2001.
- [5] OSWOS, “Reluctance motor,” OSWOS, [Online]. Available: <https://oswos.com/reluctance-motor/>. [Acesso em 10 12 2023].
- [6] “Infineon, IRF3205pbf datasheet,” Infineon, [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRF3205-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355def244190a. [Acesso em 10 2023].
- [7] I. Rectifier, *Application note AN-978, HV Floating MOS-Gate Driver ICs*, El Segundo, CA, EUA, 2007.
- [8] J. B. C. A. Texas Instruments, *Current Sensing for Inline Motor-Control Applications*, Dallas, TX, EUA, 2016.

APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO

A. 1 – Diagrama esquemático de alimentação



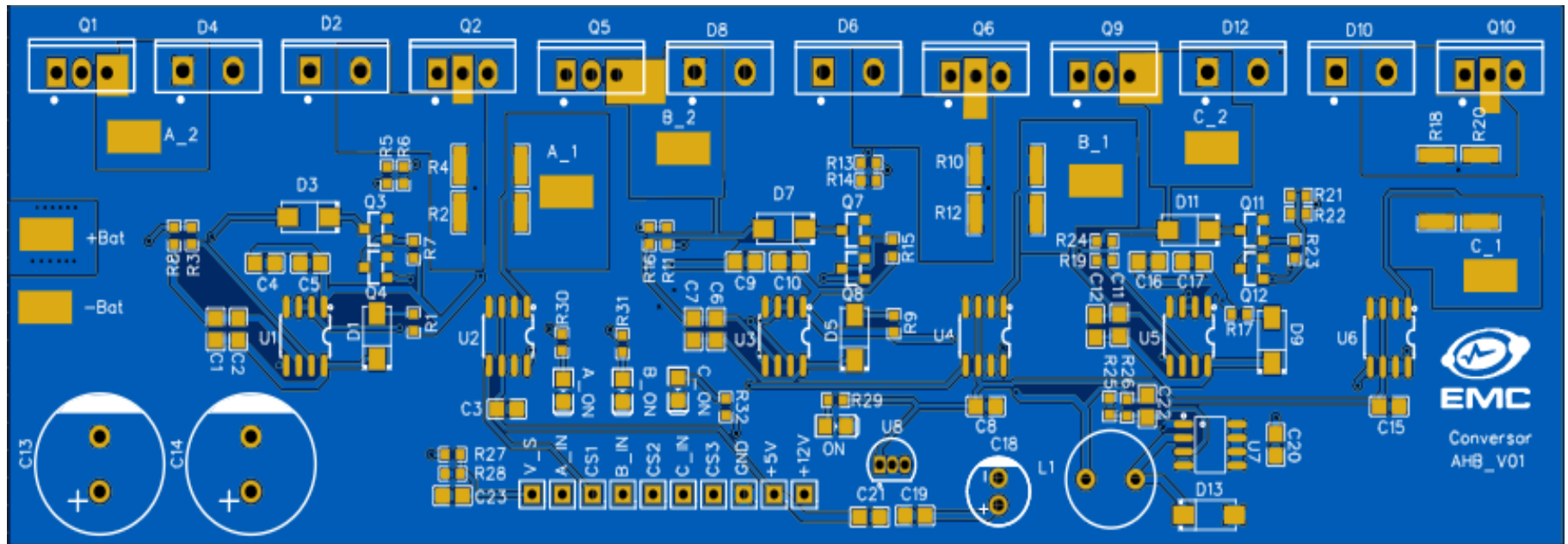
A. 2 – Diagrama esquemático de um dos braços do conversor



Os diagramas das fases B e C são idênticos ao da fase A (Figura 12, e A.2), com exceção da nomenclatura de nós e componentes

APÊNDICE B – Renderização 2D da placa corrigida.

B. 1– Leiute da placa corrigida, retirado o ilhamento de Q4



APÊNDICE C – Lista de componentes.

C. 1 – Lista dos componentes utilizados

Código LCSC	Código do componente	Invólucro	Designação	Descrição	QT D.
C260253	MBR1045	TO-220AC-2	D2,D4,D6,D8,D10,D12	45V 650mV@10A 10A TO-220AC-2 Schottky Barrier Diodes (SBD) ROHS	6
C296042 5	50V1000uF CD288	Plugin,D13xL26 mm	C13,C14	1000uF 50V $\hat{A}\pm 20\%$ Plugin,D13xL26mm Aluminum Electrolytic Capacitors - Leaded ROHS	2
C301773 3	SCR0603J1K5	603	R29,R30,R31,R32,R25	100mW Thick Film Resistors 75V $\hat{A}\pm 5\%$ 1.5k Ω 0603 Chip Resistor - Surface Mount ROHS	4
C476766	C0805B104K500NT	805	C1,C5,C6,C10,C11,C17,C19,C20,C23	50V 100nF X7R $\hat{A}\pm 10\%$ 0805 Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT ROHS	9
C28323	CL21B105KBFNN NE	805	C3,C8,C15	50V 1uF X7R $\hat{A}\pm 10\%$ 0805 Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT ROHS	3
C15850	CL21A106KAYNN NE	805	C2,C4,C7,C9,C12,C16,C21	25V 10uF X5R $\hat{A}\pm 10\%$ 0805 Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT ROHS	6
C513960 2	RAT031R00FTP	603	R1,R9,R17	$\hat{A}\pm 1\%$ 1 $\hat{I}\hat{C}$ 0603 Chip Resistor - Surface Mount ROHS	3
C301769 9	SCR0603J47K	603	R6,R8,R14,R16,R22,R24	100mW Thick Film Resistors 75V $\hat{A}\pm 5\%$ 47k Ω 0603 Chip Resistor - Surface Mount ROHS	6
C103210	RTT03103JTP	603	R28	100mW Thick Film Resistors 75V $\hat{A}\pm 100\text{ppm}/\hat{a},f$ $\hat{A}\pm 5\%$ 10k Ω 0603 Chip Resistor - Surface Mount ROHS	1
C304148 3	TD1509PR	SOP-8	U7	SOP-8 DC-DC Converters ROHS	1
C400313	PK0810-470MB	Plugin	L1	1.5A 47uH I-shaped inductor $\hat{A}\pm 20\%$ Plugin Power Inductors ROHS	1
C717019	NL0805B102K500C PBN	805	C22	50V 1nF X7R $\hat{A}\pm 10\%$ 0805 Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT ROHS	1
C908233	SS16	SMA(DO-214AC)	D13,D1,D3,D5,D7,D9,D11	60V Single 700mV@1A 1A SMA(DO-214AC) Schottky Barrier Diodes (SBD) ROHS	7
C296022 1	25V220uF CD288	Plugin,D6.3xL12 mm	C18	220uF 25V $\hat{A}\pm 20\%$ Plugin,D6.3xL12mm Aluminum Electrolytic Capacitors - Leaded ROHS	1
C916396	2N7002	SOT-23	Q3,Q4,Q7,Q8,Q11,Q12	60V 115mA 1.2 Ω @10V,500mA 200mW	6

				2.1V@250uA 1PCSNChannel SOT-23 MOSFETs ROHS	
C191899 52	IRF3205	TO-220	Q1,Q2,Q5,Q6,Q9,Q10	55V 110A 7.2mΩ@10V,40A 210W 4V@250uA 1PCSNChannel TO-220 MOSFETs ROHS	6
C2956	IR2101STRPBF	SOIC-8	U1,U3,U5	Half Bridge 2 210mA 100ns 50ns 10V~20V 360mA SOIC-8 Gate Drivers ROHS	3
C206076 9	INA240A1DR	SOIC-8	U2,U4,U6	Single SOIC-8 Current- Sensing Amplifiers ROHS	3
C286570	RS-03K1302FT	603	R26	100mW Thick Film Resistors 50V $\hat{A}\pm 100\text{ppm}/\hat{a},f \hat{A}\pm 1\%$ 13kΩ 0603 Chip Resistor - Surface Mount ROHS	1
C209152	RMS06FT47R0	603	R3,R5,R11,R13,R19,R21	100mW Thick Film Resistors 50V $\hat{A}\pm 100\text{ppm}/\hat{a},f \hat{A}\pm 1\%$ 47Ω 0603 Chip Resistor - Surface Mount ROHS	6
C301636 4	SCR0603F33K	603	R7,R15,R23	100mW Thick Film Resistors 75V $\hat{A}\pm 1\%$ 33kΩ 0603 Chip Resistor - Surface Mount ROHS	3
C301638 8	SCR0603F100K	603	R27	100mW Thick Film Resistors 75V $\hat{A}\pm 1\%$ 100kΩ 0603 Chip Resistor - Surface Mount ROHS	1
C127692	25121WF100MT4E	2512	R2,R4,R10,R12,R18,R20	1W Thick Film Resistors 200V $\hat{A}\pm 1\%$ 10mΩ 2512 Chip Resistor - Surface Mount ROHS	6
C28637 37	UA78L05CLP	TO-92	U8	100mA 49dB@(120Hz) Fixed 5V Positive electrode 20V TO-92-3 Voltage Regulators - Linear, Low Drop Out (LDO) Regulators ROHS	1