



PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM DRIVER MICROCONTROLADO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA PARA LÂMPADAS DE LED

Osmar José Diretti Junior, Rodrigo José Piontkewicz, Anna Karolina Baasch Raizer

Instituto Federal de Santa Catarina

Campus Jaraguá do Sul – Rau – Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica

e-mail: junior.diretti@gmail.com, rodrigo.piontkewicz@ifsc.edu.br, anna.baasch@ifsc.edu.br

Trabalho de Conclusão de Curso – TCC – 14/02/2022

Resumo – Esse artigo apresenta as etapas necessárias para o desenvolvimento de um *driver* microcontrolado de elevada potência, para lâmpadas de LED do setor de iluminação pública. Para a correção do fator de potência e redução da distorção harmônica, utilizou-se um circuito PFC *Boost* no estágio de entrada do *driver*. O acionamento da carga é realizado por um conversor *Half-Bridge*, com tensão e corrente de saída controlados digitalmente. Esse controlador foi projetado pela técnica de cancelamento de polos e implementado em um PIC16F690. Outro propósito do microcontrolador é possibilitar a dimerização das lâmpadas de LED, visando a economia de energia elétrica em horários com menor fluxo nas vias públicas. Desse modo, objetivou-se alcançar uma solução eficiente e de baixo custo, passível de ser empregada comercialmente, que no futuro possa ser desenvolvida para contribuir com o setor energético brasileiro. Apesar das dificuldades encontradas, como resultado comprovou-se que um microcontrolador de baixo custo é capaz de proporcionar a dimerização do *driver* proposto. Além disso, com pequenas modificações no circuito de controle, a estrutura envolvendo o *Boost PFC* e *Half-Bridge* garante bons resultados e um custo acessível quando produzida em larga escala.

Palavras-chave – Dimerização, *Driver*, Iluminação Pública, Lâmpada de LED, Microcontrolador.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A MICROCONTROLLED DRIVER WITH HIGH POWER FACTOR FOR LED LAMPS

Abstract – This article presents the necessary steps for the development of a high power microcontrolled driver for LED lamps in the public lighting sector. For power factor correction and harmonic distortion reduction, a PFC Boost circuit was used in the driver input stage. The load activation is performed by a Half-Bridge converter, with digitally controlled output voltage and current. This controller was designed using the pole cancellation technique and implemented in a PIC16F690. Another purpose of the microcontroller is to enable the dimming of LED lamps, aiming at saving electricity at times with less flow on public

roads. Thus, the objective was to achieve an efficient and low-cost solution, capable of being commercially used, which in the future could be developed to contribute to the Brazilian energy sector. Despite the difficulties found, as a result it was proved that a low-cost microcontroller is capable of providing the dimerization of the proposed driver. Furthermore, with small modifications in the control circuit, the structure involving Boost PFC and Half-Bridge guarantees good results and an affordable cost when produced in large scale.

Keywords – Dimming, Driver, LED Lamp, Microcontroller, Street Lighting.

I. INTRODUÇÃO

Desde seu advento, a iluminação artificial tornou-se imprescindível na manutenção da qualidade de vida, proporcionando conforto e segurança em ambientes como residências, indústrias e vias públicas. A partir de 1998 o mercado da iluminação foi revolucionado, através da criação do primeiro LED (*Light Emitter Diode*, ou Diodo Emissor de Luz) de potência Luxeon, pela Lumileds [1]. Sua adesão foi tão intensa que, para o ano de 2030, estimativas indicam que estarão presentes em 87% de toda iluminação mundial [2]. Essa soberania é reflexo de sua durabilidade, alta eficiência e qualidade da iluminação, com um custo cada vez mais acessível [3].

Assim como os convencionais, o LED de potência é uma carga que deve ser acionada por corrente contínua (CC). Desse modo, não é permitida sua conexão diretamente na rede elétrica, fazendo-se necessário o uso de um circuito eletrônico (*driver*) para o seu acionamento [4].

Existem diversos trabalhos acadêmicos à respeito do projeto e construção de *drives* para lâmpadas de LED de potência. Em [5], apresenta-se o estudo de um sistema eletrônico de iluminação com correção de fator de potência (PFC – *Power Factor Correction*), por meio do o conversor CC/CC isolado SEPIC. O acionamento da matriz de LEDs ocorre por meio de um inversor de tensão *Half-Bridge*, chaveado por um circuito PWM com amplificadores operacionais.

Uma solução diferente para o conversor é proposto em [6], onde empregou-se um *Buck* como segundo estágio em um *driver*



de LED, alimentado à partir da rede elétrica. Apesar de ser uma topologia com melhor custo benefício, possui a desvantagem de não conferir isolamento elétrico entre a entrada e a saída. Para a regulação do fator de potência (FP), um circuito PFC *Boost* foi aplicado como o estágio de entrada, operando em Condução Contínua (CCM). Como forma de controlar o acionamento do MOSFET, foi aplicado o CI TL494.

Com a mesma preocupação da qualidade energética, em [7] elaborou-se um drive de LED que, em apenas um estágio, possibilitou a alimentação da carga e a regulação do FP: um conversor CC/CC *buck-boost*. O circuito de controle foi baseado no CI SG3524. Esta metodologia mais simplificada promete bons resultados com complexidade e quantidade de componentes reduzidos, porém pode ser empregada apenas para circuitos de baixa potência (iluminação residencial).

Como uma nova proposta para o controle, ao invés de utilizar um circuito integrado dedicado, em [8] empregou-se um microcontrolador aliado a um conversor ressonante LLC, projetado por uma metodologia de elevada acurácia. O estágio inicial do drive proposto também contém um circuito PFC *Boost*. Mantendo o uso de um microcontrolador, em [4] realiza-se o controle de um conversor *Buck*, com estágio inicial baseado em um circuito de controle de FP por meio de um *Flyback*, projetado com a técnica de *Input Current Shaper*.

Considerando as literaturas avaliadas, investiga-se no presente artigo o desenvolvimento de um circuito eletrônico para o acionamento de LEDs. Fez-se o uso de um conversor *Half-Bridge*, cujo estágio de entrada é baseado em um circuito PFC *Boost*. Seu projeto foi realizado com competências desenvolvidas nas unidades curriculares de Eletrônica de Potência I e II, Circuitos Elétricos I e II e Eletrônica. Para o controle dos MOSFETs, empregou-se um microcontrolador de baixo custo, de modo a controlar digitalmente a corrente e tensão da carga; programado com competências em Microcontroladores, Programação de Computadores e Controle Digital I. Como diferencial em relação ao que foi apresentado na literatura, o *driver* terá sua potência de saída regulável, de modo a possibilitar o ajuste da intensidade luminosa dos LEDs, conforme o interesse da aplicação.

A Seção II deste artigo retrata a fundamentação teórica, onde aborda-se sobre a iluminação pública e justificam-se as escolhas de projeto. Os materiais e métodos utilizados estão contidos na Seção III. Por fim, na Seção IV estão os resultados alcançados e na Seção V as conclusões obtidas com o protótipo, bem como as dificuldades ultrapassadas.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A Iluminação Pública (IP) é o serviço capaz de prover de luz, ou claridade artificial, os logradouros públicos no período noturno (ou em escurecimentos diurnos ocasionais). Ela é o agente fundamental no desenvolvimento das cidades, tanto em aspectos econômicos quanto sociais, impactando diretamente na qualidade de vida das pessoas [9]. Dada a dimensão de sua

importância, investimentos na área de iluminação pública são estratégicos para o poder público [6], desta forma, a demanda por estudos aplicados a este tema podem ser justificados pela constante busca pelo aprimoramento tecnológico, aumento da eficiência e economia de recursos.

Além disso, o aumento no consumo de energia elétrica no Brasil, impulsionado pelo seu acelerado crescimento econômico, têm causado preocupações no setor elétrico brasileiro. Diante disso, projetos para a redução do consumo de eletricidade tornaram-se uma realidade [10]. Tratando mais especificamente na área de iluminação pública, existem alguns programas, como o Reluz da Eletrobras, no qual é abordado sobre a inovação tecnológica neste setor [11]. Uma de suas principais tratativas, se remete a substituição das lâmpadas convencionais por tecnologia de LED, o que reduz a energia requerida em seu funcionamento e melhora os índices de iluminância. Segundo a Procel, no geral, é possível atingir uma economia de energia de cerca de 30% por sistema de iluminação pública, através do uso de tecnologias mais eficientes, como as soluções em LED [12].

Os diodos emissores de luz de potência (conhecidos como HP-LEDs) empregados na iluminação pública, são cargas que devem ser acionadas por uma fonte de corrente contínua, estável o suficiente para proporcionar um fluxo luminoso perceptivelmente constante. Em razão da grande comodidade com o uso da tensão alternada, disponível diretamente na rede elétrica, um *driver* para o acionamento de lâmpadas de LED é normalmente fundamentado em um conversor CA-CC [13].

De acordo com Li [14], estes conversores para LEDs de potência podem ser classificados como chaveados (onde há a comutação de interruptores eletrônicos em elevadas frequências) e passivos (operam na frequência da rede). Como os *drivers* chaveados trabalham em alta frequência, possuem um tamanho mais compacto e perdas elétricas reduzidas. Desse modo, são os mais indicados para a aplicação em lâmpadas de LED de iluminação pública, onde almeja-se durabilidade e economia.

As topologias de conversores comercialmente mais empregadas em HP-LEDs são a *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Ćuk* e em Ponte. De acordo com uma relação apresentada em [6], as quatro primeiras topologias citadas, caracterizadas como conversores não isolados, apresentam um custo relativo mais baixo de todos, com eficiência global de 75% e potência máxima de operação maior ou igual a 150 W. Já os conversores em ponte, por sua vez, denominados de isolados, apresentam uma potência máxima de saída mais elevada. Como desvantagem, sua eficiência é ligeiramente menor e o seu custo mais que o dobro dos anteriores. Apesar disso, todos estes conversores são considerados soluções simples, propícias à implementação e consecução de produtos comerciais de baixo custo, com uma longa vida útil [15].

Em uma luminária LED, este conversor é o elemento de menor confiabilidade, por conter componentes eletrônicos que possuem vida útil inferior à dos diodos emissores de luz. Assim, o circuito escolhido para construção da lâmpada deve ser robusto e confiável, a fim de alcançar o mais próximo possível da

durabilidade dos LEDs, que em média é de até 100.000 horas [16].

Os conversores que operam conectados à rede elétrica, tipicamente são formados por dois estágios: o de correção do fator de potência e o estágio de controle de tensão e corrente da saída (PC, do inglês *Power Control*) [8]. A Fig. 1 ilustra o esquemático de um *driver* típico, contendo sinais ilustrativos das variáveis de corrente e tensão em cada trecho.

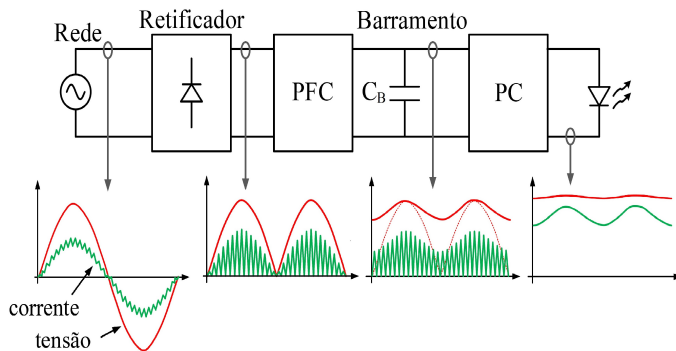


Fig. 1. *Driver* típico para lâmpadas de LED. Adaptado de [8].

De acordo com o anuário estatístico de energia elétrica, elaborado pela EPE (Empresa de Pesquisa Energética), no ano de 2019, 3,3% do total de energia consumida foi destinada à Iluminação Pública. Este valor sofreu um acréscimo de 1%, quando comparado com o ano anterior, totalizando 15,85 GWh [17]. Visando desenvolver uma contribuição tecnológica para a redução destes valores, é realizado, no presente artigo, um *driver* para lâmpadas de LED com potência de saída excursionável, aplicado à Iluminação Pública.

Além de buscar uma solução eficiente e barata, o intuito principal é tornar possível o controle do fluxo luminoso de acordo com o horário do dia. Portanto, como exemplo, no período das 19 h até meia noite, prevê-se que o conversor entregará a potência máxima, enquanto que no período das 0 h até 6 h da manhã, o conversor poderá operar em 50% de sua capacidade. Assim, será almejado uma redução no consumo de eletricidade nos horários onde o fluxo de pessoas e veículos é menos intenso. Os períodos citados foram definidos intuitivamente, por conta da delimitação do tema. Assim, abre-se uma oportunidade de estudos futuros a respeito da melhor relação entre a potência do conversor e o horário possível. Deve-se deixar claro também, que o controle de potência do *driver* de acordo com o horário do dia não é o foco deste trabalho, mas sim, projetar o hardware e testá-lo para que isso seja possível.

Referindo-se ao circuito propriamente dito, como estágio de entrada, será empregado um retificador monofásico de onda completa em ponte, associado a um circuito *Boost* PFC. Desse modo, objetiva-se aproximar o circuito eletrônico chaveado de uma carga resistiva, perante os terminais de alimentação, garantindo um elevado fator de potência (FP) e baixa distorção harmônica de corrente. Esta topologia é mandatória pois, de acordo com a IEC 61000-3-2, para lâmpadas LED acima de

25 W, o valor de FP deve ser maior que 0,92, enquanto a emissão de conteúdo harmônico deve obrigatoriamente atender aos requisitos da Classe C desta norma [18].

Para o segundo estágio do *driver* de LED, utilizou-se o circuito conversor CC-CC baseado na topologia *Half-Bridge*. Ela foi escolhida por apresentar uma faixa de potência de saída típica adequada para o projeto, entre 100 W – 500 W (uma vez que a lâmpada acionada será de 200 W), com uma eficiência considerável, de aproximadamente 72%. Contudo, o principal motivo dessa seleção é a isolamento proporcionada entre entrada e saída, garantindo maior segurança pessoal em manutenções futuras [6].

III. MATERIAIS E MÉTODOS

Nessa seção, apresentam-se as especificações do projeto, o dimensionamento dos componentes eletrônicos de cada um dos estágios do circuito do *driver* para lâmpadas de LED, o cálculo do sistema de controle, bem como os métodos empregados para a obtenção do protótipo final.

A. Especificações do projeto

Para o desenvolvimento do *driver* microcontrolado para lâmpadas de LED, é necessário primeiramente a definição das especificações requeridas do projeto. Sendo assim, para se obter um direcionamento do trabalho, escolheu-se acionar uma placa de LED de 200 W de potência, pois é comumente utilizada na iluminação pública (o foco desse estudo). O modelo sugerido é apresentado na Fig. 2. Desse modo, define-se também a potência máxima de saída do conversor *Half-Bridge*: os mesmos 200 W da carga (P_o).

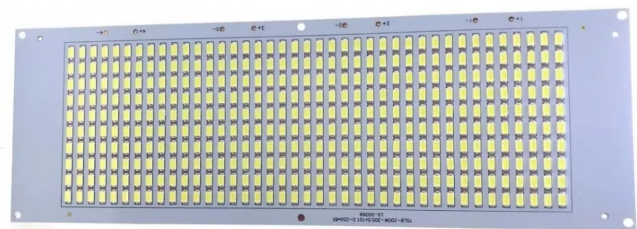


Fig. 2. Placa de LED SMD de 200 W. Retirado de [19].

Aliando as características necessárias para o acionamento da lâmpada de LED com a forma de emprego da luminária completa, pôde-se definir os demais requisitos de projeto do *driver*:

- Tensão de alimentação (V_{rede}): 85 – 250 Vca (possibilita o acionamento em diferentes níveis de tensão de forma automática);
- Frequência de alimentação (f_{in}): 60 Hz;
- Tensão de barramento (V_{in}): 400 Vca (saída do circuito PFC);
- Tensão de saída (V_o): Variável entre 12 – 54 Vcc;
- Frequência de chaveamento (f_s): 50 kHz;

- Variação da tensão de saída (ΔV_o): menor que 1% da tensão V_o mínima (0,12 V);
- Relação transformação do conversor *Half-Bridge* (n): 3.

Com base na tensão de saída, pode-se estabelecer a corrente na carga (I_o), conforme a Eq.(1). Assim, mantendo P_o fixo em 200 W e considerando a tensão de saída máxima de 54 Vcc, obtém-se I_o de 3,7 A. Já para a tensão de 12 Vcc, alcança-se uma corrente de saída máxima de 16,67 A.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (1)$$

B. Retificador monofásico em ponte e o circuito Boost PFC

A correção do FP de um circuito eletrônico, consiste em utilizar técnicas que auxiliem na diminuição da distorção da forma de onda da corrente de alimentação, tornando-a mais próxima de uma senoide. Além disso, trata de diminuir o ângulo de defasagem entre essa corrente e a tensão de entrada, elevando assim o fator de potência para o mais próximo da unidade [6].

O conversor CC-CC *Boost* (não isolado) é um dos mais utilizados para efetuar a correção do fator de potência, pois além de entregar uma tensão de saída maior que a de entrada, drena potência de forma contínua da fonte [20]. A fim de evitar os problemas de recuperação reversa do diodo *boost* e diminuir as perdas de chaveamento, aplica-se este conversor em Modo de Condução Crítico (MCCr), ou seja, a corrente que circula no indutor retorna ao zero e comuta instantaneamente [21]. Além disso, essa é uma das configurações mais simples e de menor custo existentes na literatura, principais motivos decisivos para a escolha desta topologia.

Para o projeto do circuito *Boost* PFC, utilizou-se o Circuito Integrado (CI) dedicado L6561. Ele é capaz de ser empregado com uma tensão de entrada universal (85 Vac – 250 Vac), conforme o requisito de projeto. Além disso, possui uma excelente taxa de distorção harmônica total e gera uma tensão de barramento de 400 Vcc estável [22], ideal para o estágio seguinte do *driver*. A Fig. 3 apresenta o circuito base para o desenvolvimento do *Boost* PFC com este CI.

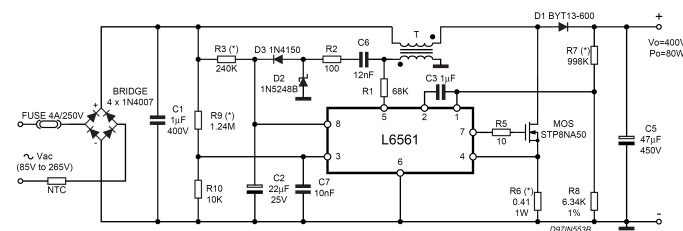


Fig. 3. Circuito *Boost* PFC com o CI L6561. Retirado de [22].

A partir da Fig. 3, nota-se que a entrada do primeiro estágio do *driver* desenvolvido é formado por um retificador monofásico de onda completa. Ele consiste em um conversor CA-CC, o qual utiliza quatro diodos posicionados de forma a fornecer uma tensão CC pulsante em sua saída. Com a finalidade de

limitar essa ondulação de tensão, mantendo a forma de onda o mais constante possível, emprega-se um filtro capacitivo em paralelo com a saída do conversor *Boost* (capacitor C_5) [23]. O capacitor C_1 neste esquemático possui a função de filtro para altas frequências. Além disso, há um magnético envolvido, responsável por excitar o funcionamento de uma fonte auxiliar de 18 Vcc, que de fato, alimenta o CI de controle.

Para o dimensionamento de todos os componentes do *Boost* PFC, utilizou-se o datasheet do L6561 [22] e duas notas de aplicação da fabricante STMicroelectronics. Uma delas referente ao Modo de Transição aplicado ao Corretor do Fator de Potência [24] e outro sobre a modelagem do *loop* de controle [25]. Portanto, além de ter acesso ao modelo do esquemático, pôde-se compreender o funcionamento do circuito e encontrar as equações necessárias para o cálculos dos componentes empregados.

Com a finalidade de deixar o projeto mais interativo, desenvolveu-se uma planilha no software Mathcad, contendo todas as equações e cálculos dos componentes necessários, além dos esforços, dimensionamento do dissipador e projeto dos magnéticos (este com base no livro Projeto de Fontes Chaveadas de Ivo Barbi [26]), conforme mostrado no Apêndice I. A Tabela I apresenta os valores de corrente média ($I_{méd}$), eficaz (I_{ef}) e de pico ($I_{máx}$), além da máxima diferença de potencial ($V_{máx}$) dos principais componentes de potência do *Boost* PFC, empregados para o projeto e escolha dos modelos comerciais.

TABELA I

Correntes e tensões calculadas dos componentes do *Boost* PFC.

Componente	$I_{méd}$ [A]	I_{ef} [A]	$I_{máx}$ [A]	$V_{máx}$ [V]
Diodo <i>Boost</i> D1	0,550	1,509	-	420,00
Mosfet <i>MOS</i>	1,780	2,579	7,321	420,00
Indutor <i>Boost</i>	-	2,989	7,321	-
Diodos da Ponte	1,266	1,989	3,979	353,55

C. Conversor CC-CC Half-Bridge

O segundo estágio do circuito do *driver* para LEDs desenvolvido, interligado diretamente na saída do *Boost* PFC, é um conversor CC-CC meia ponte, também conhecido como *Half-Bridge*. Esta topologia é derivada do conversor *Buck*, pois apresenta o característico estágio de saída baseado no filtro LC. A principal diferença para com este é a utilização de um transformador, que confere isolamento elétrica entre entrada e saída. Além disso, é graças a ele que se permite operar como abaixador ou elevador de tensão [23]. A Fig. 4 apresenta a topologia do conversor *Half-Bridge*.

Uma das principais vantagens do conversor meia ponte, especialmente quando comparado com as topologias *Flyback*, *Forward* e *Push-pull*, é a tensão máxima reversa sobre as chaves T_1 e T_2 (normalmente transistores MOSFETs). Enquanto que para os conversores citados ela é o dobro da tensão de entrada, para o *Half-Bridge* é apenas equivalente a V_{in} . Isso ocorre pois, os capacitores C_1 e C_2 (idealmente com a mesma capacitância),

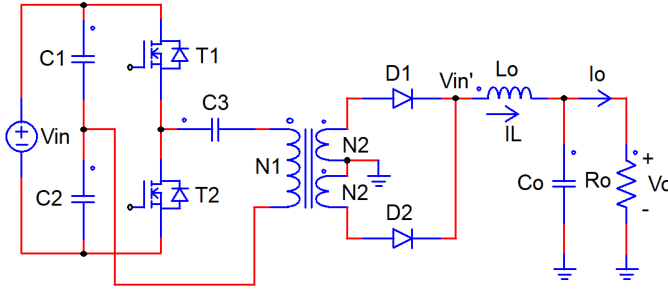


Fig. 4. Topologia do conversor meia ponte.

desempenham o papel de um divisor de tensão. Desse modo, quando uma chave está conduzindo, aplica-se apenas metade da tensão de entrada sobre o primário do transformador ($V_{in}/2$), enquanto a outra é exposta ao dobro desta tensão [27].

Para o projeto do conversor *Half-Bridge*, definiu-se o modo de condução contínua (MCC). Isto indica que a corrente no indutor L_o nunca atingirá o zero após entrar em operação. É um dos modos mais comuns de ser empregado, apresentando um bom resultado e maior simplicidade nos cálculos.

O segundo passo do dimensionamento é a obtenção do valor do indutor e do capacitor do filtro LC de saída do HB. Desse modo, utilizando por referência o Livro de Conversores CC-CC Básicos Isolados de Denizar, estabelece-se a Eq. (2), para obtenção do valor da indutância do L_o do conversor, e a Eq. (3), para retornar o valor da capacitância C_o [28].

$$L_o = \frac{V_{in}}{16 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_o} \cdot n} \quad (2)$$

$$C_o = \frac{V_{in}}{256 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_o \cdot n} \quad (3)$$

Onde ΔI_{L_o} é 1,667 A, representando a variação de corrente no indutor, (normalmente admite-se valores máximos de variação de 10% em relação a corrente de saída I_o máxima); ΔV_o a ondulação da tensão na saída; e f_s é a frequência de operação da modulação por largura de pulso (PWM). Substituindo os valores, chega-se em $L_o = 100 \mu H$ e $C_o = 17,361 \mu F$, conforme demonstrado na Eq. (4) e Eq. (5)

$$L_o = \frac{400}{16 \cdot 50000 \cdot 1,667 \cdot 3} = 100 \mu H \quad (4)$$

$$C_o = \frac{400}{256 \cdot 50000^2 \cdot 100 \mu \cdot 0,12 \cdot 3} = 17,361 \mu F \quad (5)$$

Devido a necessidade de impedir a circulação de componentes contínuas de corrente no próprio transformador, utiliza-se o capacitor C_3 em série com o enrolamento primário. Assim, ele evita que o núcleo seja saturado, acarretando numa possível queima de um ou dos dois MOSFETs [26]. Para o seu cálculo, deve-se encontrar um valor de capacitância que atenda dois métodos, apresentados na Eq.(6) e na Eq.(7)

respectivamente. A variável ΔV_{CB} é a variação da tensão admitida neste capacitor (5% de V_{in}).

$$CB \geq \frac{4}{\pi^2 \cdot f_s^2 \cdot n^2 \cdot L_o} \quad (6)$$

$$CB \geq \frac{I_o}{2 \cdot f_s \cdot n \cdot \Delta V_{CB}} \quad (7)$$

Resolvendo as equações anteriores, chega-se em $CB \geq 2,778 \mu F$, conforme demonstrado na Eq. (8). Aproximando a um valor comercial, definiu-se o capacitor C_3 de $3,3 \mu F$.

$$CB \geq \frac{16,67}{2 \cdot 50000 \cdot 3 \cdot 0,05 \cdot 400} \geq 2,778 \mu F \quad (8)$$

Ainda com base em [28], pôde-se calcular os esforços elétricos máximos em todos os componentes do circuito *Half-Bridge*, apresentados na Tabela II. Da mesma forma que para o outro estágio, elaborou-se uma planilha de cálculos no Mathcad, facilitando possíveis mudanças de parâmetros. Nela, estão presentes as definições acima e todas as demais necessárias para o projeto, incluindo o cálculo dos dissipadores e dos magnéticos, de acordo com o Apêndice II do presente artigo.

TABELA II

Correntes e tensões calculadas das componentes do conversor.

Componente	$I_{méd}$ [A]	I_{ef} [A]	$I_{máx}$ [A]	$V_{máx}$ [V]
Diodo $D1$	8,333	11,790	17,500	133,33
Diodo $D2$	8,333	11,790	17,500	133,33
Mosfet $T1$	0,500	1,667	5,833	400,00
Mosfet $T2$	0,500	1,667	5,833	400,00
Indutor L_o	16,667	16,667	17,500	54,67
Capacitor C_o	0,000	0,481	0,833	54,27
Enrolamento $N1$	0,000	2,358	5,833	200,00
Enrolamento $N2$	8,333	11,790	17,500	66,66

Uma das grandes dificuldades encontradas com a utilização do conversor *Half-Bridge* é a preservação da sua isolamento elétrica entre entrada e saída. Para manter essa importante característica, utilizou-se dois optoacopladores interligados nas entradas de acionamento “LIN” e “HIN”. Assim, o lado do emissor de luz foi referenciado ao 0 V, enquanto o receptor, ao GND, conforme mostrado no Apêndice VIII. Eles se fazem necessários pois, para maior simplicidade do circuito de medição, decidiu-se manter o circuito de controle com o microcontrolador referenciado ao secundário (chamado de 0 V).

Optou-se por utilizar um *driver* dedicado para o acionamento dos MOSFETs, o IR2110S. Ele possibilita a adequação dos sinais provenientes dos optoacopladores para níveis de tensão e corrente exigidos pelos gates. As suas conexões típicas foram elaboradas conforme um esquemático de uso, ilustrado na Fig. 5, retirado de seu datasheet [29].

Typical Connection

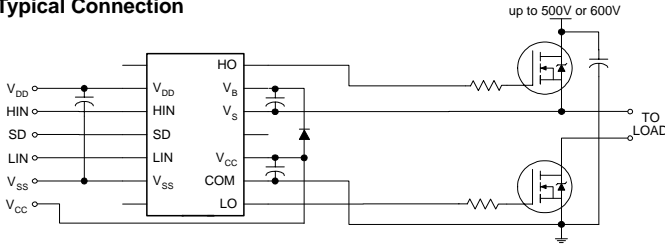


Fig. 5. Circuito típico para emprego do IR2110S. Retirado de [29].

D. Circuitos de instrumentação

De forma a monitorar a tensão de saída do conversor, isto é, a tensão efetiva que a lâmpada de LED será alimentada, foi necessário o dimensionamento de um divisor de tensão resistivo interligado à saída. Assim, definindo uma tensão requerida de 0,5 V na saída do divisor (V_{Odiv}), com base na Eq. (9), e arbitrando o valor de 100 kΩ para R29, encontra-se R35 de 1 kΩ (valor comercial), conforme a Eq. (10). A variável V_{Omax} se refere a maior tensão possível na carga, considerando a variação de 1% de projeto.

$$R35 = \frac{V_{Odiv} \cdot R29}{V_{Omax} - V_{Odiv}} \quad (9)$$

$$R35 = \frac{0,5 \cdot 100k}{54 + 0,54 - 0,5} = 925\Omega \quad (10)$$

A tensão de saída desse divisor resistivo é interligada a um circuito amplificador não inversor, com um amplificador operacional (Ampop), conforme contido na Fig. 6. Assim, visando elevar essa tensão para 5 V (V_{amp}), calcula-se o valor de R30, definindo R31 como sendo 1,8 kΩ. Através da Eq. (11), obtém-se $R30 \approx 15 \text{ k}\Omega$, conforme demonstrado na Eq. (12).

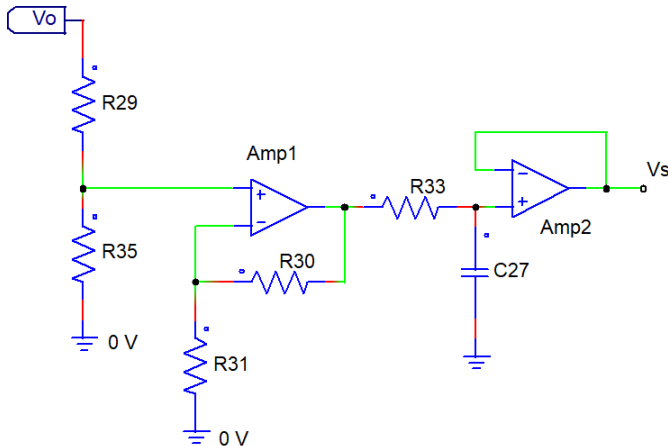


Fig. 6. Circuito de instrumentação do sensor de tensão.

$$R30 = \left(\frac{V_{amp}}{V_{Odiv}} - 1 \right) \cdot R31 \quad (11)$$

$$R30 = \left(\frac{5}{0,5} - 1 \right) \cdot 1,8k \approx 15 \text{ k}\Omega \quad (12)$$

Por fim, na saída do circuito amplificador (“Amp1”), projetou-se um filtro passa-baixas ativo, cuja topologia também está contida na Fig. 6. Seu intuito é eliminar possíveis ruídos de alta frequência. Ele foi calculado com auxílio da ferramenta de design de filtros ativos, da Texas Instruments [30]. Definindo a frequência de corte em 50 kHz, obteve-se $C27 = 1 \text{ nF}$ e $R33 = 3 \text{ k}\Omega$.

Já para a medição da corrente de saída, optou-se por empregar dois resistores na configuração *Shunt* (isto é, em série com a carga). Ambos com 0,01 Ω, interligados em paralelo para diminuir a sua influência na tensão de saída. Como a queda de potencial neles é muito baixa, optou-se por projetar um amplificador não inversor com ampop, assim como foi feito para o sensor de tensão. Em sua saída, também empregou-se outro filtro passa-baixas, com os mesmos valores que foram anteriormente projetados. O circuito resultante pode ser visto na Fig. 7

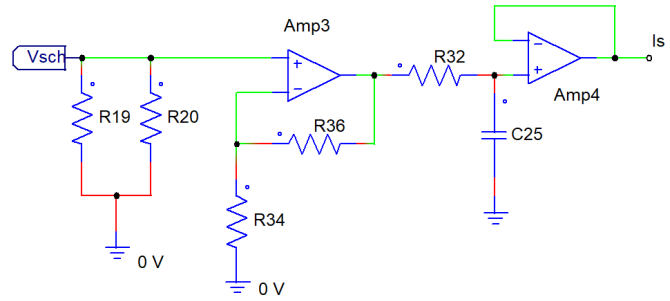


Fig. 7. Circuito de instrumentação do sensor de corrente.

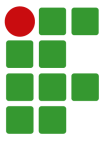
E. Dimensionamento do sistema de controle

Para que de fato fosse possível realizar o projeto dos controladores de tensão e corrente da saída do conversor *Half-Bridge*, buscou-se encontrar as equações que representam o modelo dinâmico. Como este conversor é bastante difundido na literatura, as funções de transferência que relacionam a tensão de saída por razão cíclica e a corrente de saída por razão cíclica, obtidos de [31], são respectivamente apresentados nas Eq. (13) e Eq. (14).

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = P_v(s) = \frac{\frac{V_{in}}{n}}{L_o \cdot C_o \cdot s^2 + \frac{L_o}{R_L} \cdot s + 1} \quad (13)$$

$$\frac{I_L(s)}{d(s)} = P_i(s) = \frac{\frac{V_{in}}{n \cdot R_L}}{L_o \cdot C_o \cdot s^2 + \frac{L_o}{R_L} \cdot s + 1} \quad (14)$$

Nas equações anteriores, R_L representa a resistência de carga. A partir da tensão e potência de saída do conversor, pré-



estabelecidos nos requisitos de projeto, pode-se estimar seu valor aplicando a Lei de Ohm. Sabendo que a tensão de carga varia entre $54 V_{cc}$ e $12 V_{cc}$, projetou-se a planta de tensão e a de corrente de acordo com o caso mais crítico, isto é, para $V_o = 54 V_{cc}$. Para os outros pontos de operação, o controle geralmente expressa uma resposta satisfatória. Sendo assim, pode-se obter $R_L = 14,58 \Omega$, conforme mostrado na Eq. (15).

$$R_L = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{54^2}{200} = 14,58 \Omega \quad (15)$$

O projeto dos controladores é realizado utilizando a metodologia apresentada em [26]. O compensador aplicado para ambos projetos é conhecido como “Lead-Lag”, ou compensador de avanço-atraso. A função de transferência desse controlador é vista na Eq. (16).

$$C(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot \omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot \omega_{z2}}\right) \cdot K_p}{s \left(1 + \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot \omega_{p2}}\right)} \quad (16)$$

Para obter a localização dos zeros e polo do controlador, objetivo de todo o projeto desta natureza, parte-se do pressuposto apresentado na Fig. 8, que ilustra um sistema em malha fechada (MF). Nesta etapa não é considerado uma dinâmica de perturbação $D(s)$, ela é incrementada apenas na simulação da resposta controlada. Existem diversas técnicas de projeto, mas por conta da simplicidade, escolheu-se encontrar esses ganhos através do método de cancelamento de polos. Portanto, analisando a malha direta, nota-se que para ocorrer o cancelamento, os zeros do controlador devem estar exatamente sobre os polos da planta.

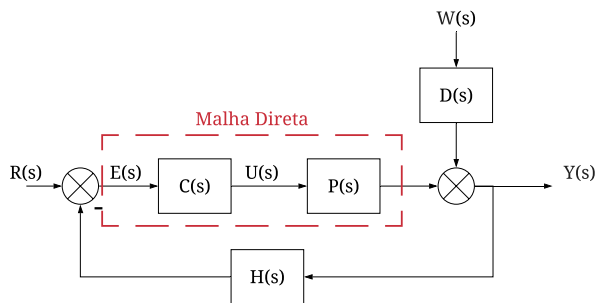


Fig. 8. Diagrama de Blocos de um sistema em malha fechada.

Assim, para o controle de tensão, inicialmente calcula-se a localização exata dos polos da planta, de acordo com a Eq. (17), que reflete a frequência de ressonância do filtro LC de saída. Substituindo os valores, encontra-se $f_{LC} = 3,82 \text{ kHz}$. Desse modo, definem-se os zeros do controlador $\omega_{z1} = 3,82 \text{ kHz}$ e $\omega_{z2} = 3,82 \text{ kHz}$, para que ocorra o cancelamento de polos. Já para alcançar o valor do polo do controlador, define-se uma

frequência bem elevada para ele. Nesse caso $\omega_{p2} = 50 \text{ kHz}$. Isso porque, por ele estar em uma frequência bem maior que os zeros, ele não influenciará na dinâmica de controle.

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{100\mu \cdot 17,361\mu}} = 3,82 \text{ kHz} \quad (17)$$

Para encontrar o ganho K_p do controlador de tensão, devem ser considerados o ganho do sensor de tensão (divisor resistivo e circuito de amplificação) e do PWM. O ganho do sensor de tensão é $K_v = 5 \text{ V}/54 \text{ V} = 0,0926$, sendo que o valor de 5 V é referente a tensão máxima da entrada analógica do microcontrolador. Já o ganho do PWM é dado por $K_{PWM} = 1/V_p = 1/50 = 0,02$, sendo V_p o valor máximo do registrador do PWM do PIC escolhido. Então, de acordo com eles, calcula-se a função de transferência da malha direta (F_v), conforme a Eq. (18). Despreza-se a influência do filtro RC (passa baixa) do circuito de medição, pois este situa-se em uma dinâmica de frequência muito acima da dinâmica de controle.

$$F_v(s) = P_v(s) \cdot K_v \cdot K_{PWM} \quad (18)$$

Após isso, plota-se o gráfico de bode desta malha e verifica-se o valor necessário de K_p para que a curva de magnitude intercale o valor de 0 dB na frequência de controle (f_c). Para este projeto, essa frequência foi definida em 100 Hz . Fazendo isso, como resultado obteve-se $K_p = 250$. A Fig. 9 apresenta o diagrama de Bode de $F_v(s)$ com o ganho K_p encontrado.

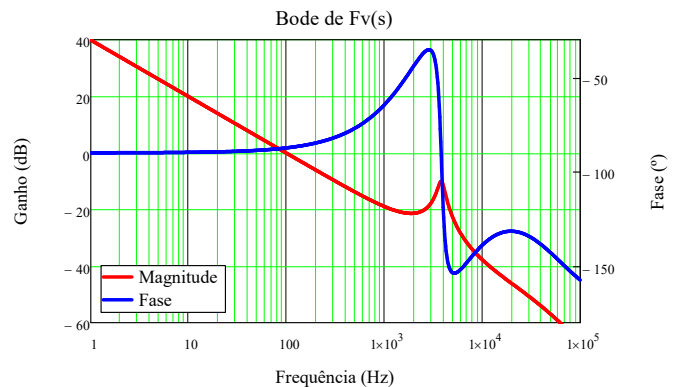
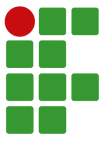


Fig. 9. Diagrama de bode da FT de malha direta $F_v(s)$.

Verifica-se que em baixas frequências, o ganho do sistema passa a cair 20 dB por década, em razão do integrador do controlador. O cruzamento com a origem do gráfico do ganho ocorre exatamente em 100 Hz , conforme projetado. Como esperado para um sistema de segunda ordem com polos conjugados, cancelados por zeros, ocorre um pico de ressonância na frequência de f_{LC} . Após isso, o ganho continua decaindo 20 dB por década, até encontrar o polo em 50 kHz , a partir de onde passa a cair 40 dB . A respeito da fase, por conta do integrador, em baixas frequências tende a 90° e em altas



frequências, tende a -180° .

Seguindo um raciocínio análogo ao apresentado, é possível realizar o projeto do compensador da planta de corrente. Deve-se levar em consideração que ao invés de utilizar o ganho do sensor K_v nas análises, considera-se o ganho do sensor de corrente $K_i = 0,005$, proveniente do resistor *shunt* utilizado para medir a corrente de saída do conversor. Como resultado, a alocação dos zeros e polo do controlador ficou igual ao de tensão. O único parâmetro diferente foi o ganho proporcional, onde obteve-se $K_p = 7000$, ao usar a frequência de controle f_c em 10 Hz . No Apêndice III é possível verificar o dimensionamento completo dos controladores de tensão e corrente.

Como estes controles serão implementados digitalmente em um microcontrolador, também foi necessário discretizá-los. Isso foi possível através da utilização de uma ferramenta do software PSIM, denominada de “*s2z Converter*”. Considerou-se a frequência de discretização de 1 kHz , de modo a obedecer o teorema da amostragem de Nyquist. O controlador de tensão e o de corrente discretizados são apresentados na Eq. (19) e Eq. (20) respectivamente.

$$C_v(z) = \frac{0,2704 \cdot z^2 - 0,02163 \cdot z + 0,0004326}{z^2 - 1,0032 \cdot z + 0,003173} \quad (19)$$

$$C_i(z) = \frac{7,5714 \cdot z^2 - 0,6057 \cdot z + 0,01211}{z^2 - 1,0032 \cdot z + 0,003173} \quad (20)$$

F. Programação do Microcontrolador

Para que fosse possível a validação prática do *Half-Bridge* (HB), inicialmente foi necessário programar um controle em malha aberta no microcontrolador PIC16F690. Isto é, foi preciso realizar uma lógica para o acionamento dos MOSFETs do conversor, para que o mesmo operasse em um *Duty Cycle* pré-definido. Tudo isso, inicialmente sem considerar a monitoração de tensão e corrente de saída. Para essa e outras programações, utilizou-se o software MPLAB X IDE, desenvolvido pela Microchip.

Como as chaves do conversor HB devem ser comutadas alternadamente, com um limite máximo de condução de 50% (ou seja, um *Duty Cycle* D de 0,5), programou-se duas saídas PWM (*Pulse Width Modulation*) obedecendo a este critério. Este cuidado é necessário para que ambas chaves não conduzam simultaneamente, o que provocaria um curto-circuito na entrada de alimentação deste estágio, visto que idealmente não haveriam impedâncias entre os terminais da fonte. Na prática, normalmente-se utiliza um valor mais baixo de D , de até 45%, para garantir que o tempo de desligamento das chaves seja respeitado [28]. No projeto desenvolvido, o valor máximo do *Duty Cycle* (D_{max}) ficou em 0,405, conforme apresentado na Eq. (21).

$$D_{max} = \frac{n \cdot V_o}{V_{in}} = \frac{3 \cdot 54}{400} = 0,405 \quad (21)$$

A programação foi realizada na linguagem C, com base no

datasheet do microcontrolador, disponível em [32]. Ela iniciou com a definição dos “*Configuration Bits*”, responsáveis por estabelecer o funcionamento fundamental do microcontrolador. Após isso, visando a configuração dos canais PWM, verificou-se que o PIC16F690 possui um modo de controle específico para o *Half-Bridge*. Sendo assim, utilizou-se esta ferramenta, pois através do simples ajuste de “tempo-morto” entre os dois sinais, possibilitou-se variar o D do conversor.

Em seguida, elaborou-se a programação completa para o funcionamento em malha fechada. Portanto, além de manter o que já havia sido feito, foi preciso programar os periféricos e a rotina de controle. Assim, com base em [32], configurou-se a utilização de quatro portas analógicas: duas para a leitura dos sensores de corrente e tensão e outras duas interligadas em potenciômetros. Estes potenciômetros têm a finalidade de realizar o ajuste da referência de tensão e da referência de corrente de saída, facilitando os testes práticos. Após isso, programou-se uma rotina de tempo com base no *Timer1*. Cada interrupção foi programada para ocorrer em $0,001\text{ s}$, se remetendo aos 1000 Hz propostos para a rotina de controle.

Por fim, implementou-se as funções de transferência de controle, apresentadas na Eq. (19) e Eq. (20). Utilizou-se o modelo de equação da diferença, que considera os mesmos coeficientes obtidos, mas com o uso de até duas amostras anteriores para a tensão de controle e o sinal de erro. Para que o conversor possa limitar corretamente a tensão e a corrente de saída, os controladores projetados operam de forma concorrente. Para que isso fosse possível na programação, considerou-se uma função “*if*”, comparando a magnitude entre o sinal do controle de tensão e o de corrente, fazendo atualizar a saída com o menor deles. A programação final do microcontrolador é apresentada no Apêndice IV. A Fig. 10 contém o diagrama de blocos mostrando a sequência lógica do microcontrolador e do Controle Concorrente.

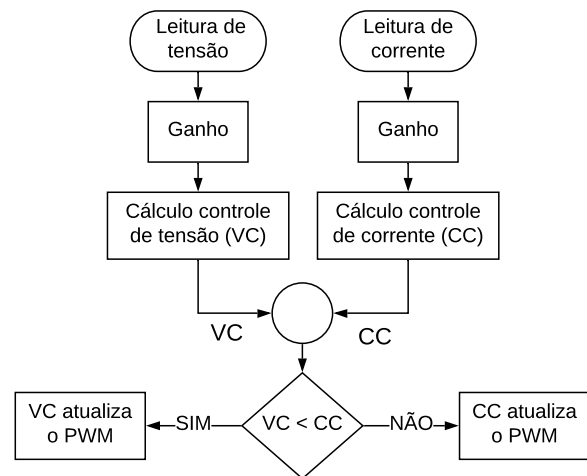
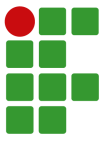


Fig. 10. Diagrama de blocos da programação do PIC.



G. Montagem do protótipo

Com o objetivo de enriquecer o aprendizado, optou-se pela produção manual do protótipo. Como o valor dos indutores e do transformador calculados não são tipicamente comerciais, foi necessário confeccioná-los. A Tabela III apresenta o modelo e especificações dos magnéticos do protótipo. Sabendo que seria necessário a utilização de fontes auxiliares de tensão contínua para alimentação dos circuitos de controle, projetou-se três fontes isoladas idênticas, enroladas no indutor do *Boost* PFC (vide Apêndice I). Também foi prevista na placa eletrônica terminais para o uso de alimentação externa caso necessário.

TABELA III

Materiais empregados na montagem dos indutores e do transformador.

Componente	Material	Características
Indutor Lo	Condutor	AWG 27 - 72 m
	Núcleo	NEE-42/21/20 - Thornton
	Carretel	EE42/20 - 10 Terminais
Trafo do HB	Condutor N_p	AWG 27 - 21 m
	Condutor N_s	AWG 27 - 80 m
	Núcleo	NEE-55/28/25 - Thornton
	Carretel	EE55/26 - 14 Terminais
Indutor PFC	Condutor	AWG 27 - 49 m
	Condutor Aux.	AWG 27 - 3x1 m
	Núcleo	NEE-42/21/20 - Thornton
	Carretel	EE42/20 - 10 Terminais

Juntamente desta etapa, desenvolveu-se a Placa de Circuito Impresso (PCI), com auxílio do software Altium Designer. Os Apêndices VI, VII, VIII e IX contém o esquemático completo do projeto do *driver* de LED. Já a vista superior da placa pode ser vista no Apêndice X. A partir do layout e lista de componentes (vide Apêndice V), foi produzida e montada a PCB conforme a Fig. 11

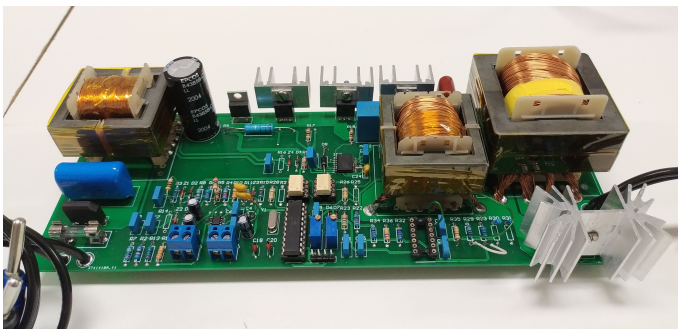


Fig. 11. Protótipo montado.

IV. RESULTADOS

O *driver* para lâmpadas de LED foi desenvolvido para se aproximar ao máximo de um protótipo com finalidades comerciais. Sendo assim, nesta seção analisa-se três pontos

principais: sua funcionalidade simulada, resultados práticos e o custo envolvido.

As condições de simulação foram realizadas aproximando a luminária LED de uma carga resistiva. Este fato torna o controle mais próximo da dinâmica de laboratório, que também foi realizada com carga resistiva. Na prática, com uma luminária LED, a dinâmica do sistema não seria afetada consideravelmente, pois empregou-se controle de tensão e corrente.

A. Simulação do protótipo

Anteriormente à montagem de qualquer projeto, torna-se indispensável a validação do dimensionamento do circuito de controle e de potência por meio de simulações. Para o *driver* de lâmpadas de LED desenvolvido, utilizou-se o software PSIM versão estudante, em razão de seus ricos recursos para eletrônica de potência e sua acurácia nos resultados.

Como o *Boost* PFC foi um circuito brevemente adaptado de outros projetos funcionais realizados, além de não ser o foco principal deste artigo, seus resultados teóricos não foram abordados neste documento.

Para a simulação do *Half-Bridge* com controle, realizou-se a montagem de sua topologia, conforme mostrado na Fig. 4. Após isso, utilizou-se blocos específicos para a medição de tensão e corrente, interligados no conversor, a fim de obter o sinal de realimentação da malha fechada de controle. Finalmente, utilizando blocos de função de transferência discretos pôde-se implementar a função de controle de tensão e corrente projetados. Para que eles possam operar em modo concorrente, ou seja, ambos podem ter prioridade a depender da ocasião, utilizou-se diodos em anti-paralelo nas saídas de controle. O circuito completo simulado pode ser visto no Apêndice XI.

Na Fig. 12, é apresentado a saída V_o do conversor, com este operando em malha fechada. Considera-se que está previamente com a tensão de saída máxima de projeto ($54 V_{cc}$) e com a carga $R_L = 14,58 \Omega$. No tempo 15 ms da simulação aplica-se um degrau de tensão negativo de 54 à $12 V_{cc}$, na referência do controlador de tensão. Verifica-se que rapidamente a saída do sistema se estabiliza na nova referência V_{ref} e que há um atraso de resposta de 1 ms, característico do sistema discretizado. O sinal de controle, inicialmente em 2 V, é reduzido gradativamente, em degraus, visando diminuir o *Duty-Cycle* e por consequência a tensão da saída.

Na Fig. 13 é apresentada a corrente controlada I_o do conversor. Para este sistema, considera-se que está previamente com a corrente de saída máxima de projeto ($16,67 A$) e com a carga $R_L = 0,72 \Omega$. Aplica-se um degrau na referência de corrente, no tempo de simulação de 15 ms, passando de $16,67 A$ para $10 A$. Nota-se que após essa variação, a corrente se estabiliza na referência rapidamente, porém há sobressinal e maior oscilação, quando comparado com a simulação do controle de tensão. Isso pode ser relacionado a carga considerada, uma vez que ela causa a mudança da planta simulada. Como ocorre para o sistema de controle de tensão, o

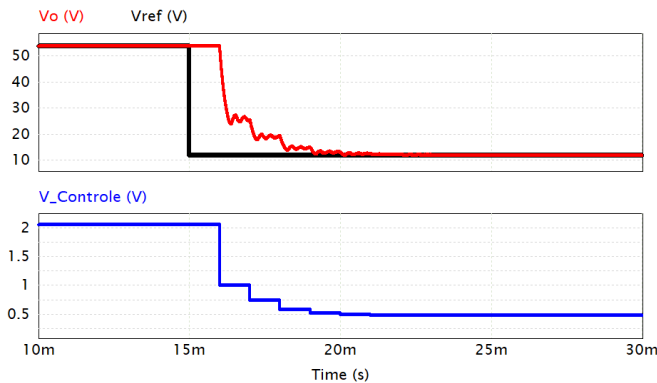


Fig. 12. Resultados de simulação do sistema de controle de tensão.

o sinal de controle tende a diminuir em degraus, visando diminuir o *Duty-Cycle*.

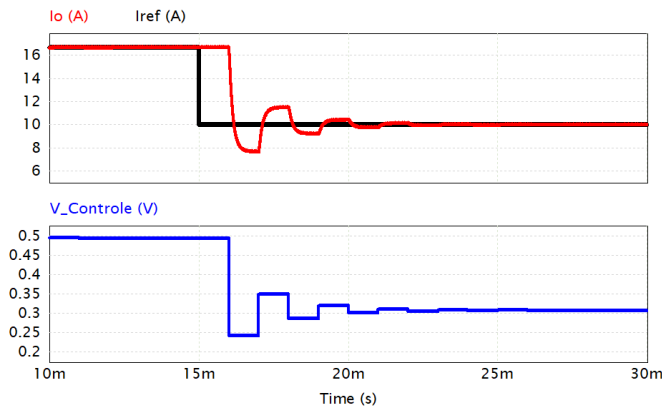


Fig. 13. Resultados de simulação do sistema de controle de corrente.

Após a verificação que o conversor está seguindo corretamente as referências de tensão e corrente, inicia-se uma nova análise a respeito do comportamento para mudanças repentinas de carga. A Fig. 14 ilustra a tensão de saída V_o , a corrente de carga I_o e a corrente no indutor do *Half-Bridge* I_L . Adota-se que o conversor está operando em 12 V e 200 W (uma carga $R_L = 0,72 \Omega$). No tempo de simulação de 11 ms, quadruplica-se instantaneamente a carga $R_L = 2,88 \Omega$. Em consequência disso, ocorre uma oscilação considerável na tensão, alcançando aproximadamente 30 V. Instantes depois o controle de tensão atua, mantendo a carga na referência de 12 V. Avaliando a corrente na carga e no indutor, nota-se que há uma redução de amplitude, devido a esse aumento repentino de resistência (Lei de Ohm). Pode-se verificar também que a corrente no indutor possui uma pequena oscilação, quando comparado com a de carga, mas esta característica é prevista inclusive no projeto. Por conta da própria indutância, a dinâmica de I_L é mais lenta que a corrente de saída.

Considera-se agora outro ponto de operação do conversor: tensão nominal de 54 V e 200 W (uma carga $R_L = 14,58 \Omega$), conforme contido na Fig. 15. No tempo de simulação de

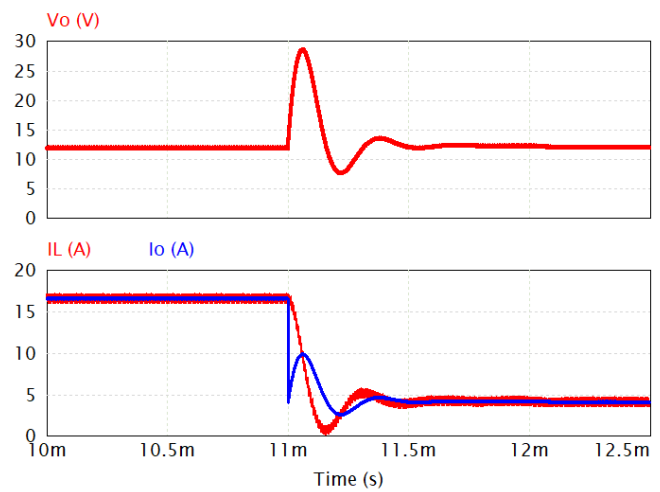


Fig. 14. Simulação com saída de 12 V e acréscimo de carga.

105 ms, muda-se instantaneamente a carga para $R_L = 3,65 \Omega$ (quatro vezes menor). Observando o gráfico inferior, nota-se que ocorreu um pico bem considerável no momento da troca da carga, atingindo 18,5 A. De acordo com a atuação do controle de corrente, que está com uma referência de 3,70 A, este sobressinal passa a se normalizar, voltando ao valor de referência em até 20 ms depois. Já no gráfico superior, verifica-se que a tensão de saída sofre um pico de 60 V e nos instantes depois começa a diminuir, acompanhando a corrente da carga.

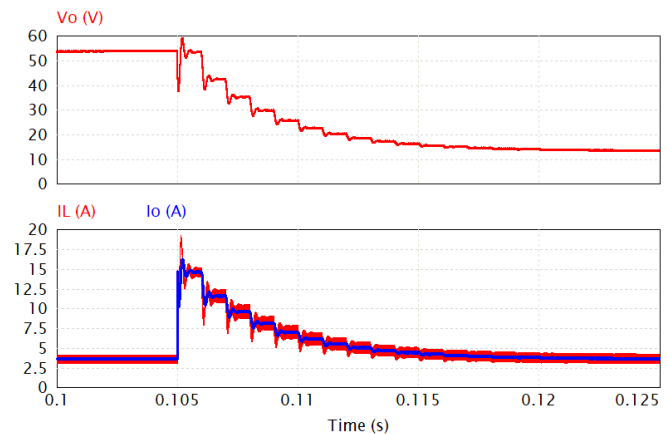


Fig. 15. Simulação com saída de 54 V e decréscimo de carga.

Com estes testes chega-se a conclusão que o projeto do conversor *Half-Bridge* e do controle foram corretamente dimensionados, a fim de possibilitar a regulação da potência de uma lâmpada de LED. Conforme apresentado anteriormente, a simulação foi realizada considerando uma carga puramente resistiva. Para conversores de lâmpadas LED este teste é válido, pois sabe-se que a dinâmica dessa carga, apesar de diferente, não impactará negativamente no seu funcionamento.

B. Condições de testes e dificuldades enfrentadas

Com a rotina de controle em malha aberta programada no PIC, isolou-se o circuito *Boost* PFC e empregou-se uma alimentação CC externa no seu barramento de saída (por meio de um regulador de tensão monofásico Variac e uma ponte retificadora). Alimentou-se as fontes auxiliares externas por meio de duas fontes de alimentação digitais reguláveis. Ao energizar o circuito, quando o Variac estava com aproximadamente 150 *Vca* houve um curto circuito de braço, queimando os dois MOSFETs.

Após a troca dos componentes queimados, diversas medições foram realizadas, alimentando novamente o circuito, com tensão inferior a 125 *Vca*. Ao avaliar as tensões de disparo dos gates dos MOSFETs, conforme contido na Fig. 16, notou-se que havia um ruído na chave superior do conversor, com magnitude suficiente para um possível disparo acidental. Este ruído ocorria no momento que a outra chave entrava em condução. Diversas investigações e tentativas foram feitas, visando reduzir este ruído, mas sem sucesso. Finalmente, ao realizar a medição com a ponteira do osciloscópio no mesmo ponto de referência, notou-se que o mesmo ruído estava presente, sendo ele acoplado pela própria ponteira, isto é, não existia na prática.

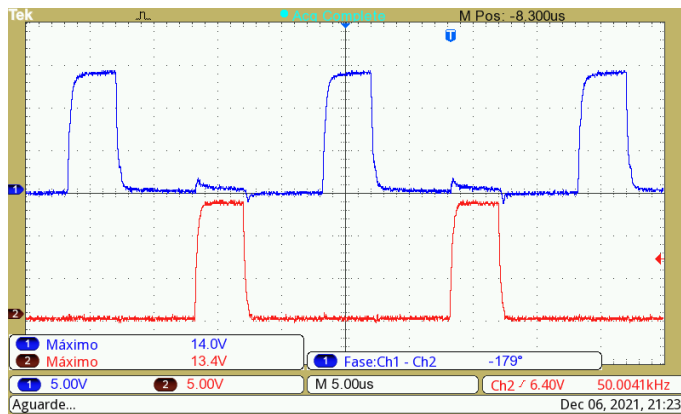


Fig. 16. Sinal de tensão nos gates dos MOSFETs.

Com uma análise mais detalhada, pôde-se chegar a conclusão que a causa da queima dos dois MOSFETs foi a oscilação da tensão de alimentação auxiliar proveniente da fonte chaveada de bancada. Após aumentar a tensão do barramento do conversor, era visível que a tensão marcada pela fonte oscilava abruptamente, assim como sua corrente. Portanto, no momento da queima, uma dessas fontes oscilou até uma tensão mais baixa que a alimentação do PIC, desligando-o. Nesse caso, como o optoacoplador acionava o gate com um sinal zero em sua entrada, a desenergização do PIC ocasionou a condução simultânea das duas chaves. Como solução para as fontes auxiliares, utilizou-se dois transformadores de 220 *Vca* para 12 *Vca*, com uma ponte retificadora e capacitor de filtro em cada saída.

Um outro problema identificado na prática estava relacionado com os optoacopladores de alta velocidade 6N136. Por sua saída

apresentar as características de um transistor, o valor mínimo não chegava exatamente em 0 V, como era desejado. Existiam casos que essa tensão mínima era tão elevada que interferia no próprio chaveamento dos MOSFETs. Como solução, buscou-se um outro optoacoplador digital, nesse caso o TLT250.

C. Resultados práticos do driver de LED

Após essas alterações na PCI montada, energizou-se novamente o *driver* por meio do Variac e foi possível chegar em sua tensão máxima, proporcionando um barramento de 350 *Vcc* (tensão próxima da projetada). Para este teste foi conectada uma carga de 14 Ω e regulado o *Duty-Cycle* para 0,2 aproximadamente. Em todos os testes práticos, empregou-se uma carga resistiva por conta da indisponibilidade de uma lâmpada de LED de potência. A Fig. 17 mostra a tensão entre o dreno dos MOSFETs (curva em azul) e a tensão em um dos diodos de saída do *Half-Bridge* (curva em vermelho). Pode-se perceber que não houve sobressinal considerável nas chaves e nem no diodo, demonstrando que o layout de potência está adequado. Já a Fig. 18 apresenta a tensão na carga resistiva. Pode-se perceber que o valor médio foi de aproximadamente 22 V e com uma baixa oscilação.

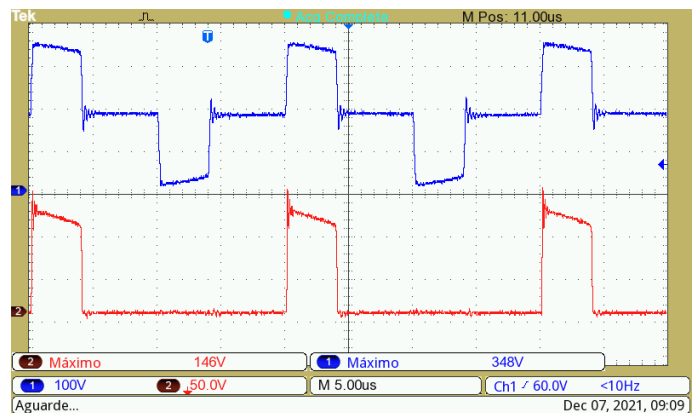


Fig. 17. Tensões entre drenos das chaves e no diodo de saída do conversor.

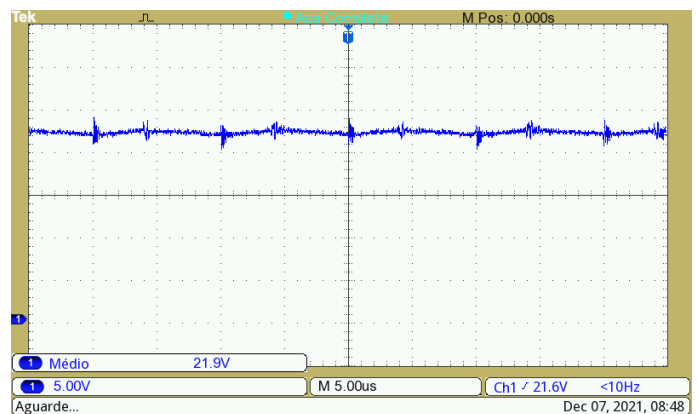


Fig. 18. Tensão de saída do *driver*.

Após a validação do *driver* em malha aberta, programou-se o PIC com o código contendo apenas o controle de tensão. Considerando a mesma carga do teste anterior e uma tensão de barramento de 150 Vcc (por questões de segurança), variou-se a referência de tensão para 15,5 V. Ao avaliar a tensão de saída em regime permanente, a mesma se manteve estável de acordo com a referência.

A fim de verificar o comportamento do controle de tensão para um degrau de carga, apresenta-se a Fig. 19. Utilizou-se um banco de resistência fixo de 28 Ω e um chaveado, com a mesma resistência, conectado em paralelo ao anterior. Inicialmente a chave está fechada e os dois bancos estão conectados. Em um dado instante de tempo, essa chave é aberta. Nesse caso, ocorre um pico de tensão de 1,5 V, pela diminuição brusca da resistência. Com o passar do tempo, o controle de tensão consegue corrigir essa variação de carga e a variação da tensão saída se aproxima de zero (segue referência). Logo após, o banco é conectado novamente. Como efeito, percebe-se um breve aumento de tensão, que também é regulado pelo controle até a tensão de saída voltar à referência. Observação: as condições de carga não são as mesmas a qual o controle foi projetado, logo a dinâmica pode ser diferente do simulado. Contudo, foi possível verificar que o controle atingiu o objetivo, com erro de regime aproximadamente nulo. Para uma melhor análise, o sinal da Fig. 19 foi obtido com o canal em acoplamento CA.

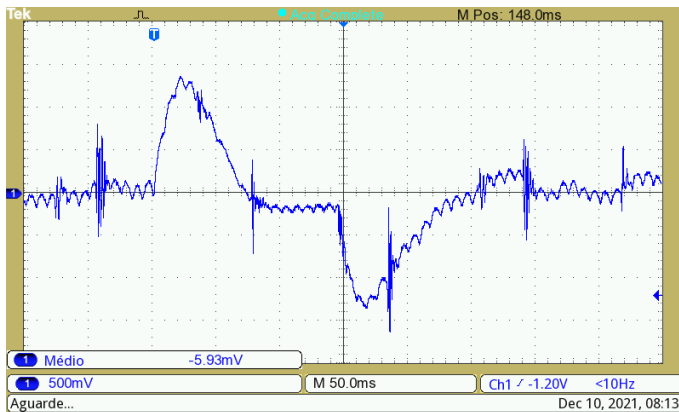


Fig. 19. Variação da tensão de saída do conversor em malha fechada para variações de carga.

Objetivando avaliar o conversor com uma potência mais elevada de carga, ajustou-se o valor do barramento para 200 Vcc e a tensão de saída para 16 V. Devido aos problemas apresentados na seção anterior, optou-se por utilizar uma tensão de barramento segura nos testes (mais baixa que a máxima projetada). Assim conectou-se um banco de resistências com valor equivalente de 4,50 Ω (potência calculada de 60 W) e em determinado instante retirou-se metade dessa carga. Como resultado, alcançou-se a Fig. 20. A curva em azul representa a tensão de saída do *driver* enquanto que a em vermelho apresenta essa mesma tensão mas com acoplamento CA (apresenta apenas

a oscilação da saída). Verificando o resultado, nota-se que o controle demorou aproximadamente 0,5 ms para ajustar a saída novamente na referência. Quando comparado este resultado com a Fig. 14, nota-se que o tempo de assentamento foi praticamente o mesmo, apesar de condições diferentes de teste, aproximando os resultados teóricos dos práticos.

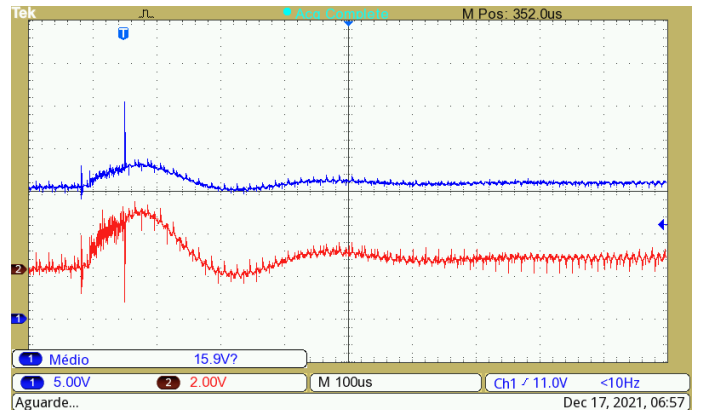


Fig. 20. Tensão de saída do conversor em malha fechada para decréscimo de carga.

Avaliando os resultados obtidos, apesar das dificuldades, pôde-se notar que o PIC, mesmo sendo um controlador de baixo custo, foi capaz de controlar o conversor proposto, inclusive em variações de carga. Por conta de um problema no esquemático do sensor de corrente (realizou-se a ligação do amplificador na configuração inversor, ao invés da topologia não inversora projetada), não foi possível testar o controle de corrente. Sendo assim, sugestiona-se para trabalhos futuros a readequação do layout para ser possível o funcionamento completo do *driver* para lâmpadas de LED, visto que a programação com o controlador de corrente já foi desenvolvida.

Com o funcionamento do *Half-Bridge* validado, prosseguiu-se com o teste do circuito de entrada: o *Boost* PFC. Conectou-se uma carga resistiva de 120 W ao barramento de saída e isolou-se o conversor do *driver* desenvolvido, a fim de visualizar o funcionamento apenas desse estágio. Para avaliar o *Boost* em seus limites de operação projetados, a tensão de alimentação foi excursionada de 85 – 220 Vca, por meio do Variac.

A Fig. 21 apresenta a tensão de alimentação (em azul) e a corrente de entrada (em vermelho) de partida do *Boost* PFC. Pode-se notar que a tensão está com um valor RMS de aproximadamente 85 Vca (valor mínimo do projeto), enquanto a corrente está praticamente em fase, evidenciando um fator de potência elevado. Com o auxílio de um Alicat Wattímetro (ET-4091 da Minipa), para essa situação, mediu-se uma potência de entrada de 145,8 W com FP de 0,98, comprovando a funcionalidade do circuito nesse ponto de operação.

Já a Fig. 22 apresenta a tensão de alimentação e corrente de entrada para a tensão nominal da rede de 220 Vca. Verifica-se que a corrente está mais ruidosa e com defasagem maior em relação a tensão. Com o Alicat Wattímetro, mediu-se uma

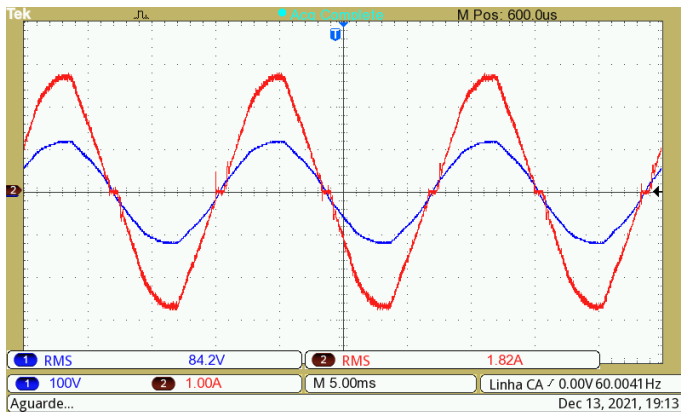


Fig. 21. Tensão e corrente de alimentação de partida do *Boost PFC*.

potência de entrada de $138,6\text{ W}$ com FP de $0,82$, comprovando a defasagem maior observada. Em relação a Fig. 21, a corrente de entrada diminuiu, visando atender a mesma potência de carga. A diferença de fator de potência entre o teste com a tensão mínima e máxima de entrada se deve ao fato de que o controle do *Boost PFC* foi projetado considerando apenas a menor tensão (85 Vcc). Assim, para melhorar este parâmetro, poderiam ser feitas melhorias no projeto de controle.

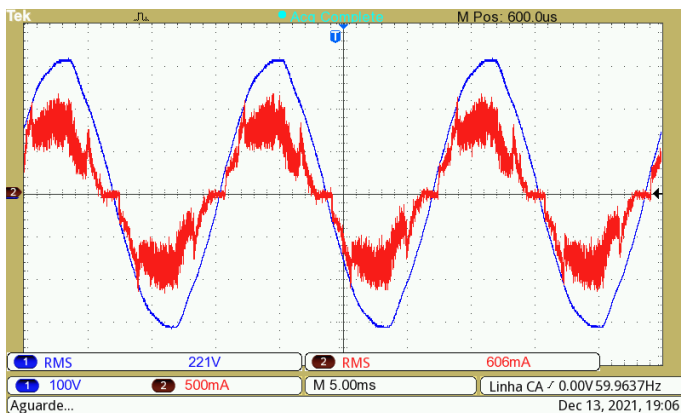


Fig. 22. Tensão e corrente de alimentação do *Boost PFC* na condição nominal da rede.

Em ambas situações descritas, o *Boost PFC* conseguiu proporcionar um barramento regulado e estável. A Fig. 23 apresenta a respectiva forma de onda da tensão de saída. O seu valor médio medido foi exatamente de 400 Vcc , com oscilação máxima de 16 V .

Um outro teste realizado com o *Boost PFC* foi o de partida. Para isso, regulou-se o Variac para fornecer a tensão mínima da rede, cerca de 110 Vca . Nesse caso, com o mesmo *setup* de testes anterior, energizou-se o circuito e obteve-se a medição de tensão de saída e corrente de entrada. O resultado pode ser visto na Fig. 24, onde a curva em azul representa a tensão de barramento e a corrente da entrada é apresentada em vermelho.

O *Boost PFC* inicia com tensão de saída aproximada de 140 Vcc (equivalente a tensão de entrada retificada).

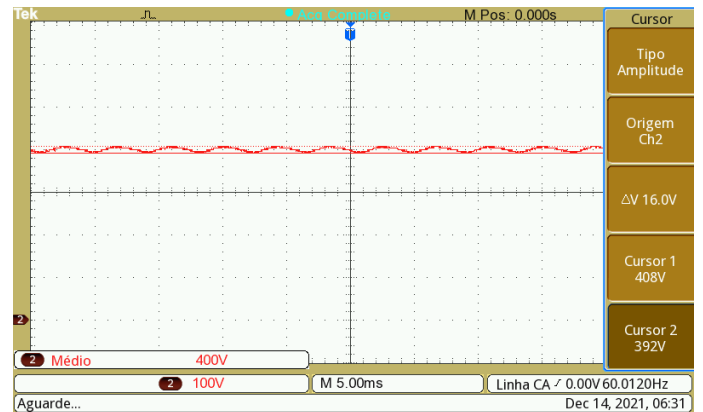


Fig. 23. Tensão de saída do *Boost PFC* medida.

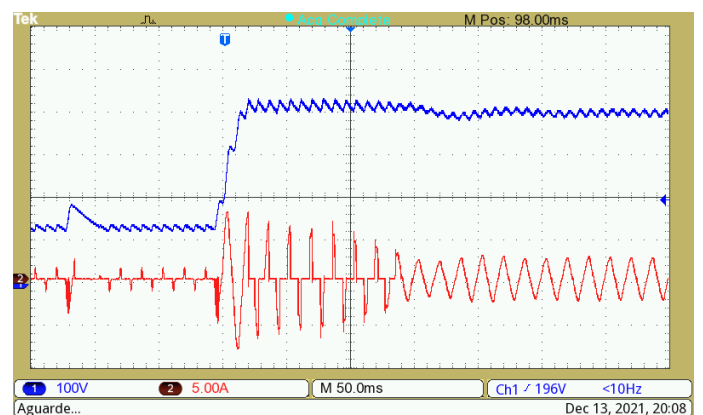


Fig. 24. Teste de partida do *Boost PFC*.

Neste intervalo, a curva da corrente apresentava alguns picos, referentes ao início do chaveamento do MOSFET. Instantes depois, quando a tensão de alimentação do L6161 finalmente se estabiliza, ocorre um aumento súbito da corrente de entrada e o barramento de saída passa para a tensão de 400 V com um mínimo de sobressinal. Portanto, com base nos resultados dos experimentos descritos, garante-se que o estágio de entrada do *driver* de LED está operando conforme os requisitos.

D. Análise de custos envolvidos

Para a realização deste projeto, foi necessário desembolsar R\$ 360,87. Neste valor não estão inclusos alguns materiais utilizados dos laboratórios do IFSC, especialmente os fios de cobre para a realização dos magnéticos e estanho, utilizado na solda dos componentes da PCI. A Tab. IV apresenta o relatório de custo simplificado dos demais materiais utilizados para confeccionar o *driver* de LED. Os componentes com menor custo agregado foram agrupados como “outros componentes”.

Avaliando soluções já existentes no mercado para o acionamento de lâmpadas de LED de 200 W dimerizáveis, encontram-se exemplares custando R\$ 409,90, como o *Driver Inventronics EUG-200S105DV* [33]. Além dos custos mencionados vale lembrar que nesta versão comercial também contempla outros custos que não foram considerados no

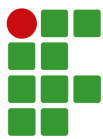


TABELA IV

Materiais empregados na montagem do *driver* de LED.

Local da compra	Componente	Preço
Proesi	Núcleo NEE-55/28/25	R\$ 54,89
	2xNúcleo NEE-42/21/20	R\$ 43,43
	Capacitor 68UF/450V	R\$ 15,60
	Diodo MUR3060	R\$ 16,99
	PIC16F690	R\$ 23,18
	CI IR2110-S	R\$ 18,45
	Diodo RURP1560	R\$ 9,59
	CI L6562	R\$ 7,74
	Outros componentes	R\$ 97,39
Mouser	3xIPP50R190CE	R\$ 42,12
JLCPCB	PCI	R\$ 31,49
Total		R\$ 360,87

protótipo desenvolvido (mão de obra, encapsulamento e outros).

Assim como é esperado para uma fonte chaveada, os componentes com maior custo são os magnéticos e os semicondutores de potência. Nesse caso em específico, o projeto de uma ampla faixa de tensão de saída com potência constante tornou os magnéticos ainda maiores e mais pesados.

Uma das formas de melhorar o custo final do *driver* trata-se do uso de uma frequência de chaveamento mais elevada (a fim de diminuir os valores das indutâncias). Para isso também é necessário encontrar outro microcontrolador, pois o empregado apresenta uma frequência de *clock* baixa para este quesito. Outro dado importante para tornar o produto comercializável está na busca de fornecedores mais baratos de componentes e na utilização de tecnologia SMD, visto que para o projeto desenvolvido a aquisição foi realizada com base apenas em disponibilidade.

Com as melhorias listadas e após a realização de mais testes funcionais, este projeto estaria passível de comercialização. Em linhas de produção seriada, os custos são ainda menores, o que tornaria o projeto mais atrativo.

V. CONCLUSÃO

Para o projeto e concepção de um *driver* dimerizável para lâmpadas de LED, é necessário em primeiro lugar definir quais são as especificações da lâmpada, para que então seja possível efetuar a especificação e dimensionamento do circuito eletrônico. A composição do *driver* pode ser descrita em três estágios: o circuito de entrada, o conversor *Half-Bridge* e o circuito de comando/controle.

Nesse contexto, a respeito do conversor de entrada, o *Boost* PFC, verificou-se que se trata de uma solução relativamente simples e funcional, capaz de regular o fator de potência para atender a normativa vigente. Além disso, pode ser acionado com uma tensão universal de alimentação e dispor de um barramento com valor médio estável. Para que este circuito proporcione um fator de potência mais adequado para toda a faixa de operação, sugere-se um refinamento do controle (adequação dos componentes de controle), especialmente para tensões mais

elevadas de entrada.

Com os testes realizados, sobre o conversor *Half-Bridge* pôde-se validar sua elevada robustez e simplicidade de dimensionamento. Por ser um circuito tipicamente estável em malha aberta, os ensaios e dimensionamento do controle não apresentaram grandes desafios. Apesar de ter se mostrado um circuito adequado para a variação da potência de saída, a ampla faixa de tensão e corrente especificadas resultou em magnéticos volumosos e pesados, conforme previsto no projeto. Contudo, para lâmpadas de iluminação pública, este fator não influencia negativamente no produto final, por conta da baixa restrição de espaço físico.

As principais dificuldades encontradas neste trabalho se remetem ao circuito de controle e instrumentação do conversor. Desse modo, sugere-se que uma atenção maior seja dada ao circuito de isolamento (optoacopladores) e o de acionamento das chaves, tendo em vista os problemas enfrentados. Assim, certamente o protótipo desenvolvido poderá ser testado com potência nominal e aplicado comercialmente. Mesmo com as limitações impostas, pôde-se concluir que um microcontrolador de baixo custo é capaz de realizar o controle de tensão e corrente em um *driver* para lâmpada de LED. Contudo é certo que haverá uma limitação considerável da frequência de chaveamento e uma dinâmica de controle mais lenta.

Apesar das dificuldades encontradas, comprovou-se que a estrutura composta pelo *Boost* PFC, *Half-Bridge* e microcontrolador de baixo custo pode ser empregada para *drivers* de LED com tensões de saída programáveis. Com pequenas modificações no circuito de “*gate drive*” e isolamento, sugere-se para trabalhos futuros, será possível garantir bons resultados e um custo acessível quando produzida em larga escala. Como outra sugestão de continuidade deste projeto, após a adequação citada, está o teste nas condições nominais e verificação de rendimento da estrutura completa. Além disso, com a programação de uma rotina para um relógio interno, em conjunto com uma fotocélula, seria possível diminuir o consumo de energia para horários menos movimentados em vias públicas, sendo essa uma das mais importantes aplicações do projeto proposto.

REFERÊNCIAS

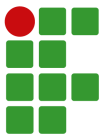
- [1] P. H. A. Miranda, *Conversor CA/CC com capacitor chaveado para LEDs de potência*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.
- [2] T. Abergel, “Lighting”, [Online], 2020, URL: <https://www.iea.org/reports/lighting>.
- [3] T. H. de Oliveira, *Análise comparativa entre o Conversor Buck e o Conversor Ressonante LLC em drivers de LEDs visando aspectos industriais*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2019.
- [4] G. G. Pereira, *Conversor Eletrônico de Alto Fator de Potência para alimentação de LEDs aplicando a*



- técnica Input Current Shaper, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2017.
- [5] L. H. Okida, C. B. Nascimento, *High power factor electronic lighting system employing the SEPIC and Half-Bridge inverter for AC Power LEDs*, Universidade Federal Tecnológica do Paraná, 2019.
- [6] F. R. Filadelfo, *Desenvolvimento de um conversor estático controlado por PWM para luminária de iluminação pública com LEDs*, Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá, Guaratinguetá, 2010.
- [7] L. Oldoni, *Estudo e implementação de um driver para acionamento de lâmpadas LED em iluminação residencial*, Universidade Federal Tecnológica do Paraná, 2017.
- [8] R. M. Ferraz, *Modelagem e projeto de um Conversor Ressonante LLC para o acionamento de LEDs utilizando uma metodologia de elevada acurácia*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2019.
- [9] M. Noronha, “Iluminação pública para sair da crise”, [Online], 2020, URL: <https://www.abdib.org.br/2020/04/21/iluminacao-publica-para-sair-da-crise/>.
- [10] F. M. Serrão, L. da Silva Oliveira, D. A. do Nascimento, *Melhoria na Iluminação Pública substituindo Lâmpadas de Vapor de Sódio em Alta Pressão por lâmpadas de LED em um órgão federal na Amazônia - SIPAM*, Centro Universitário Fametro, 2019.
- [11] Procel, “Programa Nacional de Iluminação Pública e Sinalização Semafórica Eficientes”, [Online], 2021, URL: <http://www.procelinfo.com.br/data/Pages/LUMIS623FE2A5ITEMID6C524BD8642240ECAD7DEF8CD7A8C0D9PTBRIE.htm>.
- [12] Procel, “Iluminação Pública”, [Online], 2021, URL: <https://www.eletronbras.com/pci/main.asp?TeamID=DE51084F-8DF3-41BB-B871-EA374FD6F574>.
- [13] M. D. Kava, *Desenvolvimento de um circuito conversor CC-CC para o acionamento de lâmpadas LED para iluminação interior*, Universidade Federal Tecnológica do Paraná Câmpus Pato Branco, 2019.
- [14] S. Li, S.-C. Tan, C. K. Lee, E. Waffenschmidt, S. Y. Hui, C. K. Tse, “A survey, classification, and critical review of light-emitting diode drivers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1503–1516, 2016, doi:10.1109/TPEL.2015.2417563.
- [15] W. Chen, K. W. E. Cheng, J. Shao, “Circuit Topology Analysis for LED Lighting and its Formulation Development”, *Energies*, vol. 12, no. 21, 2019, doi:10.3390/en12214203, URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/12/21/4203>.
- [16] F. J. Nogueira, *Controladores de LEDs para Iluminação Pública com Elevado Fator de Potência Comutados no Dobro da Frequência da Rede Elétrica*, Tese de doutorado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2017.
- [17] EPE, “Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2020”, [Online], 2020, URL: <https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-160/topico-168/EPEFactSheetAnuario.pdf>.
- [18] J. A. H. da Jornada, “Regulamento Técnico da Qualidade para Lâmpadas LED com dispositivo de controle integrado à base”, [Online], 2013, URL: <http://www.inmetro.gov.br/legislacao/rtac/pdf/rtac002030.pdf>.
- [19] Shopee, “Chip Placa Led Smd Branco Frio 200w Reposição Refletor Smd”, [Online], 2021, URL: <https://shopee.com.br/Chip-Placa-Led-Smd-Branco-Frio-200w-Reposi%C3%A7%C3%A3o-Refletor-Smd-i.288495755.7248003059>.
- [20] G. C. Daros, *Análise e desenvolvimento de um conversor integrado com tensão de entrada universal e controle de intensidade luminosa para acionamento de LEDs*, Universidade Federal de Santa Maria, 2019.
- [21] I. Barbi, “Retificadores de Alto Fator de Potência”, , 1996.
- [22] S. Microelectronics, “L6561”, [Online], 2004, URL: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/16561.pdf>.
- [23] M. H. Rashid, *Eletrônica de Potência: dispositivos, circuitos e aplicações*, 4a ed., Pearson, São Paulo, 2015.
- [24] C. Adragna, “Enhanced Transition Mode Power Factor Corrector”, [Online], 2003, URL: https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00004002-16561-enhanced-transition-mode-power-factor-corrector-stmicroelectronics.pdf.
- [25] C. Adragna, “Control Loop Modeling of L6561-Based TM PFC”, [Online], 2000, URL: https://www.st.com/resource/en/application_note/an1089-control-loop-modeling-of-l6561based-tm-pfc-stmicroelectronics.pdf.
- [26] I. Barbi, *Projetos de Fontes Chaveadas*, 2a ed., Edição do Autor, Florianópolis, 2006.
- [27] A. de Santa Gabriel, *Conversor AC/DC com construção modular para fins didáticos utilizando a topologia Half-Bridge*, Universidade Estadual de Londrina, 2018.
- [28] D. C. Martins, *Conversores CC-CC Básicos Isolados*, 1a ed., Edição do Autor, Florianópolis, 2018.
- [29] I. Rectifier, “IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)”, [Online], 2004, URL: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/irf/ir2110.pdf>.
- [30] T. Instruments, “Filter Design Tool”, [Online], 2021, URL: <https://webench.ti.com/filter-design-tool/filter-type>.



- [31] R. J. Piontkewicz, “Aula-Técnicas de Controle - IFSC”, , 2021.
- [32] Microchip, “PIC16F685/687/689/690 Data Sheet”, , 2005, URL: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/41262A.pdf>.
- [33] Embralumi, “Driver Inventronics EUG-200S105DV”, , 2021, URL: https://www.embralumi.com.br/driver-inventronics-eug-200s105dv/p?idsku=629&gclid=CjwKCAiAp8iMBhAqEiwAJb94zx-7LlavecXc2oc3ZTni-IeAuQwdkbAtuDIYOG-ZNtOR-aQb0lI4BoC2oQAvD_BwE.



APÊNDICE I - PLANILHA DE CÁLCULOS PARA O DIMENSIONAMENTO DO *BOOST* PFC

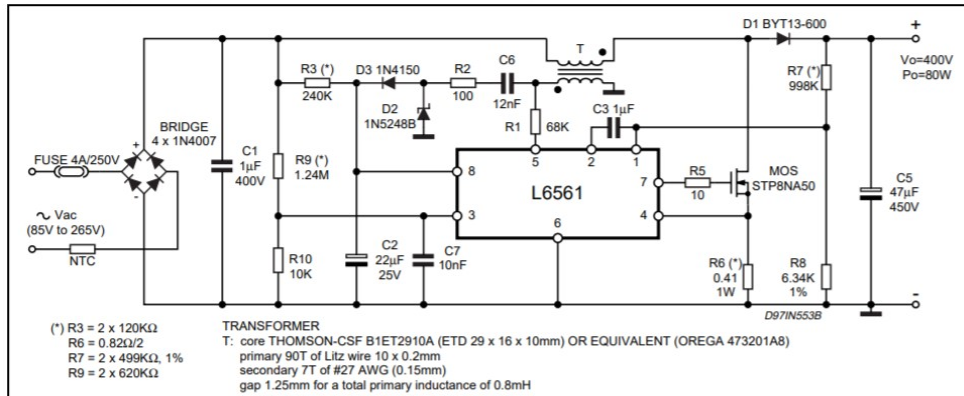
Projeto Boost PFC TM - L6561
Desenvolvido por: Rodrigo José Piontkewicz
Adaptado por: Osmar José Diretti Junior

▶ Tabela de Núcleos EE

▶ Tabela de Fios - AWG

▼ Circuito

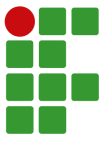
Circuito base para projeto



▲ Circuito

▼ Especificações

$V_{in_{m}}$:= 85V	Tensão de entrada mínima RMS
$V_{in_{M}}$:= 250V	Tensão de entrada máxima RMS
f_{rede} := 60Hz	Frequência da rede
$P_{o_{M}}$:= 220W	Potência de saída Estime um acréscimo de 10%, em relação ao conversor.
V_o := 400V	Tensão de saída principal
$V_{o_{aux}}$:= 40V	Tensão auxiliar (alimentação L6561)
$P_{o_{aux}}$:= 1W	Potência do enrolamento auxiliar
ΔV_o := 5%	Ondulação de tensão nos capacitores (120Hz)
$f_{s_{min}}$:= 25kHz	Frequência mínima de operação
η_{est} := 92%	Rendimento estimado
P_o := 0W, 0W + 1W .. $P_{o_{M}}$	Vetores para cálculo de perdas



APÊNDICE I - PLANILHA DE CÁLCULOS PARA O DIMENSIONAMENTO DO *BOOST* PFC

$$V_{in} := V_{in_{m}}, V_{in_{m}} + 1V.. V_{in_{M}} \quad \text{Tensão de entrada variável}$$

$$P_{in}(P_o) := \frac{P_o}{\eta_{est}} \quad \text{Potência de entrada variável}$$

$$f_s := 25\text{kHz}, 25\text{kHz} + 1\text{kHz}.. 250\text{kHz}$$

▲ Especificações

▼ Cálculos preliminares

$$V_{pk_{min}} := V_{in_{m}} \cdot \sqrt{2} = 120.208 \text{ V} \quad \text{Tensão de pico mínima}$$

$$V_{pk_{max}} := V_{in_{M}} \cdot \sqrt{2} = 353.553 \text{ V} \quad \text{Tensão de pico máxima}$$

$$P_{o_M} = 220 \text{ W} \quad \text{Potência máxima de saída}$$

Cálculo do Capacitor de Filtro (C5)

$$C_o := \frac{P_{o_M}}{V_o 4 \cdot \pi f_{rede} \cdot V_o \cdot \Delta V_o} = 36.473 \cdot \mu\text{F} \quad \begin{array}{l} \text{Cálculo do capacitor (Ap. Note)} \\ \text{Deve ser maior ou igual a este valor} \end{array}$$

$$C_o := \frac{P_{o_M}}{\left[(V_o + V_o \cdot \Delta V_o)^2 - (V_o - V_o \cdot \Delta V_o)^2 \right] \cdot f_{rede}} = 114.583 \cdot \mu\text{F} \quad \text{Este aqui não importa muito}$$

$$C_o := 68 \mu\text{F}$$

Capacitor Eletrolítico Epcos 68UF/450V - 85°C (1 peça) - R\$ 13,91

Para o modelo B43851A5686M000:

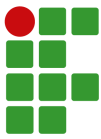
$$I_{C_{rms}} := \sqrt{\frac{32 \cdot \sqrt{2}}{9 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{P_{o_M}}{V_{in_{m}}} \right)^2 \cdot \frac{V_{in_{m}}}{V_o} - \left(\frac{P_{o_M}}{V_o} \right)^2} = 1.406 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz no capacitor}$$

$$I_{C_{ind}} := \frac{I_{C_{rms}}}{2} = 0.703 \text{ A}$$

$$ICIR := \frac{I_{C_{ind}}}{0.328\text{A}} = 2.143 \quad \text{Fator de corrente do capacitor (85°C)}$$

Cálculo do Indutor Boost (primário de T):

$$a := \frac{V_{pk_{max}}}{V_o} = 0.884 \quad \text{Relação entrada / saída}$$



APÊNDICE I - PLANILHA DE CÁLCULOS PARA O DIMENSIONAMENTO DO *BOOST* PFC

$$L_b := \frac{a^2 \cdot V_o^2 (1 - a)}{4 \cdot P_{oM} \cdot f_{smin}} = 659.753 \cdot \mu\text{H}$$

Indutância Boost

▢ Cálculos preliminares

▾ Parâmetros e esforços

Cálculo da Corrente de Pico e Eficaz no Indutor Boost

$$I_o(P_o) := \frac{P_o}{V_o} \quad I_o(P_{oM}) = 0.55 \text{ A} \quad \text{Corrente de saída máxima}$$

$$I_{LBpk}(P_o, V_{in}) := 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{P_o}{V_{in}} \quad \text{Corrente de pico no indutor boost}$$

$$I_{LBpk}(P_{oM}, V_{inm}) = 7.321 \text{ A}$$

$$I_{Lbef}(P_o, V_{in}) := \frac{4 \cdot \frac{P_o}{V_o}}{\sqrt{6} \cdot \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{V_o}} \quad \text{Corrente eficaz no indutor boost}$$

$$I_{Lbef}(P_{oM}, V_{inm}) = 2.989 \text{ A}$$

Esforços na Chave

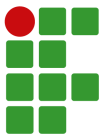
$$I_{Smed}(P_o, V_{in}) := \frac{\frac{P_o}{V_o} \cdot \left(4 - \pi \cdot \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{V_o} \right)}{\pi \cdot \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{V_o}} \quad \text{Corrente média na chave}$$

$$I_{Smed}(P_{oM}, V_{inm}) = 1.78 \text{ A}$$

$$I_{Sef}(P_o, V_{in}) := \frac{\frac{P_o}{V_o} \cdot 4 \cdot \sqrt{3 \cdot \pi - 8 \cdot \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{V_o}}}{3 \cdot \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{V_o} \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \quad \text{Corrente eficaz na chave}$$

$$I_{Sef}(P_{oM}, V_{inm}) = 2.579 \text{ A}$$

$$V_{Smax} := V_o + V_o \cdot \Delta V_o = 420 \text{ V} \quad \text{Tensão máxima na chave}$$



APÊNDICE I - PLANILHA DE CÁLCULOS PARA O DIMENSIONAMENTO DO *BOOST* PFC

Cálculo da Corrente Média e Eficaz no Diodo Boost

$$I_{Dmed}(P_o) := \frac{P_o}{V_o} \quad \text{Corrente média no diodo boost}$$

$$I_{Dmed}(P_{oM}) = 0.55 \text{ A}$$

$$I_{Def}(P_o, V_{in}) := \frac{8 \cdot \frac{P_o}{V_o}}{3 \cdot \sqrt{\pi \cdot \frac{V_{in} \cdot \sqrt{2}}{V_o}}} \quad \text{Corrente eficaz no diodo boost}$$

$$I_{Def}(P_{oM}, V_{in_m}) = 1.509 \text{ A} \quad \text{Tensão máxima no diodo boost}$$

$$V_{Dmax} := V_{Smax} = 420 \text{ V}$$

Cálculo da Corrente Média e Eficaz nos Diodos Retificadores

$$I_{inpk}(P_o, V_{in}) := \frac{\sqrt{2} \cdot \frac{P_o}{\eta_{est}}}{V_{in}} \quad \text{Corrente de entrada de pico}$$

$$I_{inpk}(P_{oM}, V_{in_m}) = 3.979 \text{ A}$$

$$I_{DRmed}(P_o, V_{in}) := \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi I_{inpk}(P_o, V_{in}) \cdot \sin(x) \, dx \quad \text{Corrente média nos diodos retificadores}$$

$$I_{DRmed}(P_{oM}, V_{in_m}) = 1.266 \text{ A}$$

$$I_{DRef}(P_o, V_{in}) := \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi (I_{inpk}(P_o, V_{in}) \cdot \sin(x))^2 \, dx} \quad \text{Corrente eficaz nos diodos retificadores}$$

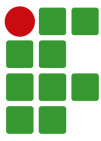
$$I_{DRef}(P_{oM}, V_{in_m}) = 1.989 \text{ A}$$

$$V_{DRM} := V_{in_M} \cdot \sqrt{2} = 353.553 \text{ V} \quad \text{Tensão máxima nos diodos retificadores}$$

▲ Parâmetros e esforços

O restante da Planilha de cálculo, contendo o dimensionamento dos magnéticos e toda a parte de controle, pode ser acessado a partir do seguinte link:

https://drive.google.com/drive/folders/1oSZhyRTJY9TDPv5asuQLy3GhVGi_p7L?usp=sharing



APÊNDICE II - PLANILHA DE CÁLCULOS PARA O DIMENSIONAMENTO DO *HALF-BRIDGE*

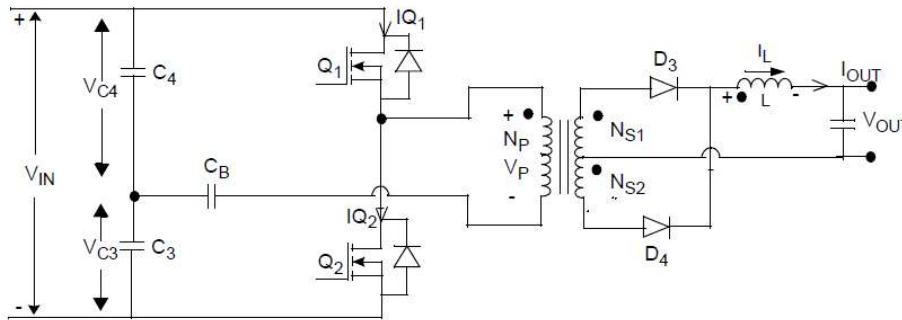
Projeto do Conversor Half-Bridge
Desenvolvido por: Osmar José Diretti Junior

▶ Tabela de Núcleos EE

▶ Tabela de Fios - AWG

▼ Circuito

Circuito base para projeto:



▲ Circuito

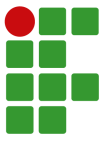
▼ Especificações

$V_{in} := 400V$	Tensão contínua de entrada do conversor
$P_{oM} := 200W$	Potência média de saída
$V_{o_{min}} := 12V$	Tensão de saída mínima
$V_{o_{max}} := 54V$	Tensão de saída máxima
$f_s := 50kHz$	Frequência de operação
$\Delta V_{CB} := 5\% \cdot V_{in}$	Ondulação de tensão de entrada, para cálculo do capacitor CB série
$\Delta V_{c_{max}} := 1\% \cdot V_{o_{max}}$	Ondulação máxima de tensão no capacitor Co de saída
$\Delta V_{c_{min}} := 1\% \cdot V_{o_{min}}$	Ondulação mínima de tensão no capacitor Co de saída
$n := 3$	$N_p/N_{s1} = N_p/N_{s2} = n =$ relação transformação do transformador

▲ Especificações

▼ Cálculos preliminares

$f_f := 2 \cdot f_s = 100 \cdot kHz$	Frequência de saída
$I_{o_{med_max}} := \frac{P_{oM}}{V_{o_{min}}} = 16.667 A$	Corrente máxima de saída (para $V_o = 12 V$)



APÊNDICE II - PLANILHA DE CÁLCULOS PARA O DIMENSIONAMENTO DO *HALF-BRIDGE*

$$I_{o_{med_min}} := \frac{P_{oM}}{V_{o_{max}}} = 3.704 \text{ A} \quad \text{Corrente mínima de saída (para } V_o = 54 \text{ V)}$$

$$\Delta I_{Lo_max} := 10\% \cdot I_{o_{med_max}} = 1.667 \text{ A} \quad \text{Ondulação de corrente máxima no indutor } L_o \text{ (10\% de } I_{o_{med_max}})$$

$$\Delta I_{Lo_min} := 10\% \cdot I_{o_{med_min}} = 0.37 \text{ A} \quad \text{Ondulação de corrente mínima no indutor } L_o \text{ (10\% de } I_{o_{med_min}})$$

$$D_{max} := \frac{n \cdot V_{o_{max}}}{V_{in}} = 0.405 \quad \text{Valor do maior Duty Cycle}$$

$$D_{min} := \frac{n \cdot V_{o_{min}}}{V_{in}} = 0.09 \quad \text{Valor do menor Duty Cycle}$$

Cálculo do Indutor L_o

$$L_o := \frac{\frac{V_{in}}{n}}{16 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lo_max}} = 100 \cdot \mu\text{H} \quad \text{Valor do indutor } L_o \text{ do Conversor Half-Bridge}$$

Cálculo do Capacitor C_o

$$C_o := \frac{\frac{V_{in}}{2 \cdot n}}{128 \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_{c_{min}}} = 17.361 \cdot \mu\text{F} \quad \text{Valor do capacitor } C_o \text{ do Conversor Half-Bridge}$$

Cálculo do Capacitor C_B

Primeiro método:

$$C_{B1} := \frac{4}{\pi^2 \cdot f_s^2 \cdot n^2 \cdot L_o} = 180.127 \cdot \text{nF} \quad \text{CB escolhido tem que ser } \geq \text{ a esse valor}$$

Segundo método:

$$C_{B2} := \frac{I_{o_{med_max}}}{2 \cdot n \cdot f_s \cdot \Delta V_{CB}} = 2.778 \cdot \mu\text{F} \quad \text{e } C_B \text{ também tem que ser } \geq \text{ a esse valor}$$

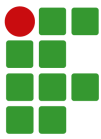
Cálculos preliminares

Parâmetros e esforços

Cálculo das Correntes e Tensão de Pico no Indutor

Para as correntes, utiliza-se $I_{o_{med_max}}$:

$$I_{Lo_med} := I_{o_{med_max}} = 16.667 \text{ A} \quad \text{Corrente média no indutor}$$



APÊNDICE II - PLANILHA DE CÁLCULOS PARA O DIMENSIONAMENTO DO *HALF-BRIDGE*

$$I_{Lo_{ef}} := I_{o_{med_max}} = 16.667 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz no indutor}$$
$$I_{Lo_{max}} := I_{Lo_{med}} + \frac{\Delta I_{Lo_{max}}}{2} = 17.5 \text{ A} \quad \text{Corrente de pico no indutor}$$
$$V_{Lo_{max}} := \frac{V_{in}}{2 \cdot n} - V_{o_{min}} = 54.667 \text{ V} \quad \text{Atensão máxima do indutor é obtida pensando em } V_{o_{min}}$$

Cálculo das Correntes e Tensão de Pico no Capacitor

Para as correntes, utiliza-se $I_{o_{med_max}}$:

$$I_{Co_{med}} := 0 = 0 \cdot A \quad \text{Corrente média no capacitor (aproximação)}$$
$$I_{Co_{ef}} := \frac{\Delta I_{Lo_{max}}}{2 \cdot \sqrt{3}} = 0.481 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz no capacitor}$$
$$I_{Co_{max}} := \frac{\Delta I_{Lo_{max}}}{2} = 0.833 \text{ A} \quad \text{Corrente de pico no capacitor}$$
$$V_{Co_{max}} := V_{o_{max}} + \frac{\Delta V_{c_{max}}}{2} = 54.27 \text{ V} \quad \text{Atensão máxima no capacitor é obtida pensando em } V_{o_{max}}$$

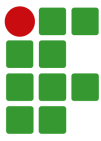
Cálculo das Correntes e Tensão de Pico nas Chaves

Para as correntes, utiliza-se $I_{o_{med_max}}$:

$$I_{S_{med}} := D_{min} \cdot \frac{I_{o_{med_max}}}{n} = 0.5 \cdot A \quad \text{Corrente média em cada chave}$$
$$I_{S_{ef}} := \sqrt{\frac{D_{min}}{n^2} \cdot \left(I_{o_{med_max}}^2 + \frac{\Delta I_{Lo_{max}}^2}{12} \right)} = 1.667 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz em cada chave}$$
$$I_{S_{max}} := \frac{I_{Lo_{max}}}{n} = 5.833 \text{ A} \quad \text{Corrente de pico em cada chave}$$
$$V_{S_{max}} := V_{in} = 400 \text{ V} \quad \text{Tensão máxima coletor-emissor em cada tiristor}$$

Cálculo das Correntes e Tensão de Pico diodos D3 e D4

$$I_{D_{med}} := \frac{I_{o_{med_max}}}{2} = 8.333 \cdot A \quad \text{Corrente média em cada diodo}$$



APÊNDICE II - PLANILHA DE CÁLCULOS PARA O DIMENSIONAMENTO DO *HALF-BRIDGE*

$$ID_{ef} := \frac{\sqrt{\left(I_{o_{med_max}}^2 + \frac{\Delta I_{Lo_{max}}^2}{12} \right)}}{\sqrt{2}} = 11.79 \text{ A}$$

$$ID_{max} := I_{Lo_{med}} + \frac{\Delta I_{Lo_{max}}}{2} = 17.5 \text{ A} \quad \text{Corrente de pico em cada diodo}$$

$$VD_{max} := \frac{V_{in}}{n} = 133.333 \text{ V} \quad \text{Tensão máxima reversa em cada diodo}$$

Correntes e Tensão de Pico nos enrolamentos do transformador

No Primário:

$$ITP_{med} := 0 = 0 \cdot A \quad \text{Corrente média no primário do transformador}$$

$$ITP_{ef} := \sqrt{2 \cdot IS_{ef}^2} = 2.358 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz no primário do transformador}$$

$$ITP_{max} := \frac{I_{Lo_{max}}}{n} = 5.833 \text{ A} \quad \text{Corrente de pico no primário do transformador}$$

$$VTP_{max} := \frac{V_{in}}{2} = 200 \text{ V} \quad \text{Tensão máxima no primário do transformador}$$

Nos enrolamentos do secundário:

$$ITS_{med} := \frac{I_{o_{med_max}}}{2} = 8.333 \cdot A \quad \text{Corrente média no secundário do transformador}$$

$$ITS_{ef} := ID_{ef} = 11.79 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz no secundário do transformador}$$

$$ITS_{max} := I_{Lo_{med}} + \frac{\Delta I_{Lo_{max}}}{2} = 17.5 \text{ A} \quad \text{Corrente de pico no secundário do transformador}$$

$$VTS_{max} := \frac{V_{in}}{2n} = 66.667 \text{ V} \quad \text{Tensão máxima em cada secundário do transformador}$$

Parâmetros e esforços

O restante da Planilha de cálculo, contendo o dimensionamento dos magnéticos e demais cálculos, pode ser acessado a partir do seguinte link:

https://drive.google.com/drive/folders/1oSiZhYRTJY9TDPv5asuQLy3GhVGi_p7L?usp=sharing



APÊNDICE III - PLANILHA DE CÁLCULOS PARA O DIMENSIONAMENTO DOS CONTROLADORES

Controle do Half-Bridge
Osmar José Diretti Junior

Dados do Trabalho:

Modelagem do conversor Half-Bridge

▼ Especificações

$V_g := 400V$	Tensão do Barramento
$f_c := 100kHz$	Frequência de comutação na carga
$V_{o_{min}} := 12V$	Tensão de saída mínima
$V_{o_{max}} := 54V$	Tensão de saída máxima
$P_o := 200 \cdot W$	Potência aparente na carga
$L_o := 100\mu H$	Valor do indutor de filtro
$C_o := 17.361 \mu F$	Valor do capacitor de saída
$n := 3$	$N_p/N_s1 = N_p/N_s2 = n =$ relação transformação do transformador
$s(f) := 2 \cdot \pi \cdot i \cdot f$	

▲ Especificações

▼ Projeto Simplificado do conversor

$$I_{o_{med_max}} := \frac{P_o}{V_{o_{min}}} = 16.667 A \quad \text{Corrente máxima de saída (para } V_o = 12 V \text{)}$$

$$I_{o_{med_min}} := \frac{P_o}{V_{o_{max}}} = 3.704 A \quad \text{Corrente mínima de saída (para } V_o = 54 V \text{)}$$

$$D_{max} := \frac{n \cdot V_{o_{max}}}{V_g} = 0.405 \quad \text{Valor do maior Duty Cycle}$$

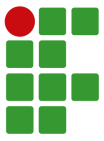
$$D_{min} := \frac{n \cdot V_{o_{min}}}{V_g} = 0.090 \quad \text{Valor do menor Duty Cycle}$$

$$R_{o_{max}} := \frac{(V_{o_{max}})^2}{P_o} = 14.58 \Omega \quad \text{Resistência de saída máxima}$$

▲ Projeto Simplificado do conversor

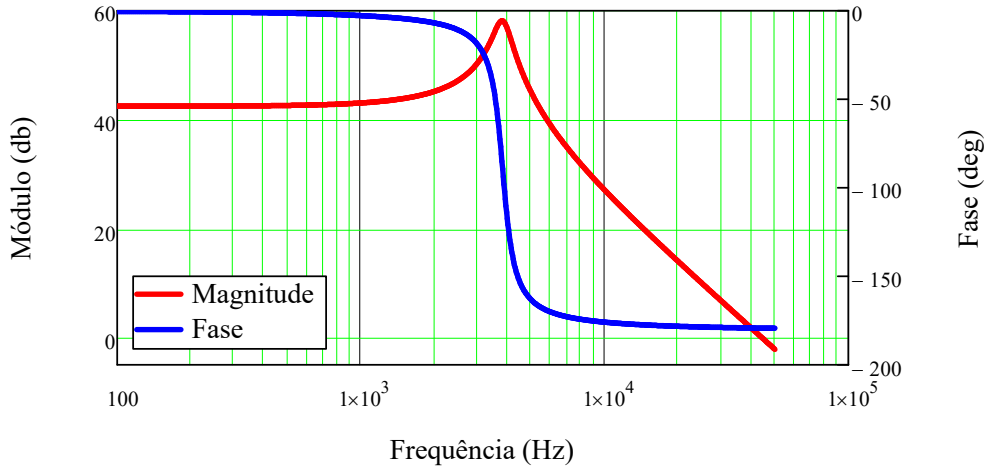
▼ Modelagem Planta V/d

Planta de tensão de saída em função do Duty Cycle, considerando a maior resistência de carga: (V_o/d)



APÊNDICE III - PLANILHA DE CÁLCULOS PARA O DIMENSIONAMENTO DOS CONTROLADORES

$$Pv(s) := \frac{\frac{V_g}{n \cdot V}}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o + s \cdot \frac{L_o}{R_{o_{max}}} + 1}$$

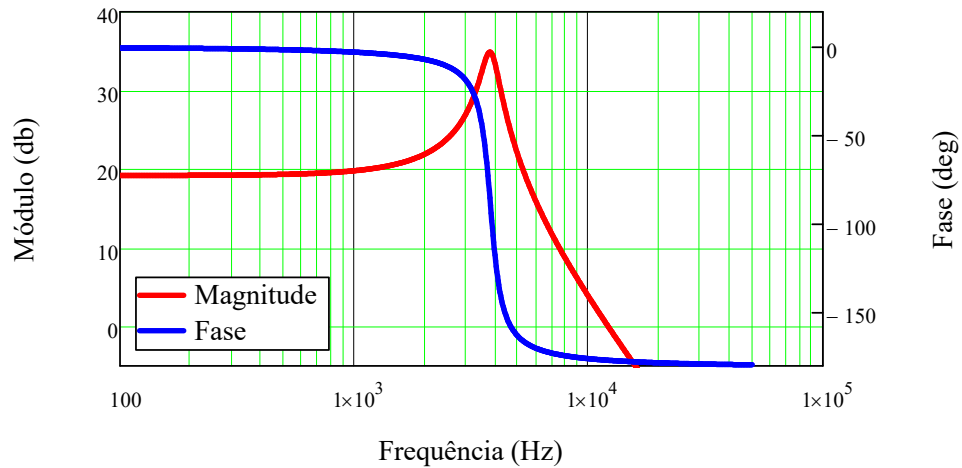


▲ Modelagem Planta V/d

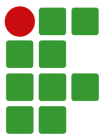
▼ Planta i/d

Planta de corrente no indutor em função do Duty Cycle, considerando a maior resistência de carga:

$$Pi(s) := \frac{Pv(s) \cdot \Omega}{R_{o_{max}}}$$



▲ Planta i/d



APÊNDICE III - PLANILHA DE CÁLCULOS PARA O DIMENSIONAMENTO DOS CONTROLADORES

▼ Modelagem Sensores e PWM

Sensor de tensão divisor resistivo + amplificador de tensão 54V -> 5V:

$$K_{Sv} := \frac{5V}{V_{o_{max}}} = 0.093$$

Sensor de corrente: Resistor Shunt 0,005Ω

$$K_{si} := 0.005$$

Ganho do Modulador PWM:

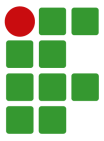
$$V_p := 5 \quad \text{Tensão de pico do PWM do PIC}$$

$$K_{PWM} := \frac{1}{V_p} = 0.2$$

▲ Modelagem Sensores e PWM

O restante da Planilha de cálculo pode ser acessado a partir do seguinte link:

https://drive.google.com/drive/folders/1oSIZhYRTJY9TDPv5asuQLy3GhVGI_p7L?usp=sharing



APÊNDICE IV - PROGRAMAÇÃO DO PIC16F690

```
//Author: Osmar José Diretti Junior

// CONFIG BITS
#pragma config FOSC = HS           // Oscillator Selection bits
#pragma config WDTE = OFF          // Watchdog Timer Enable bit
#pragma config PWRTE = ON          // Power-up Timer Enable bit
#pragma config MCLRE = ON          // MCLR Pin Function Select bit
#pragma config CP = OFF            // Code Protection bit
#pragma config CPD = OFF           // Data Code Protection bit
#pragma config BOREN = OFF         // Brown-out Reset Selection bits
#pragma config IESO = ON          // Internal External Switchover bit
#pragma config FCMEN = ON         // Fail-Safe Clock Monitor
#include <xc.h>                     // Inclui o arquivo xc.h
#include <stdio.h>                  // Inclui a biblioteca stdio.h
#define _XTAL_FREQ 20000000       // Define frequência de Clock 20 MHz
#define TMR2PRESCALE 4            // Define o PRESCALE do TMR2 como 4

// Inicialização das variáveis
long PWM_freq = 50000;           // Frequência do PWM
unsigned int duty = 10;          // O valor máximo é 50
// (obtido por (Fosc/4)/2*PWM_freq)
int PWM_width_escolhido = 511;  // Largura definida como simétrica
int adc = 0;                     // Variável de armazenamento A/D
int leitura_tensao = 0;          // Leitura do sensor de tensão
int leitura_corrente = 0;        // Leitura do sensor de corrente
int ajuste_tensao = 0;           // Leitura do ajuste da tensão
int ajuste_corrente = 0;         // Leitura do ajuste da corrente
float erro_tensao = 0.0;         // Erro de tensão
float erro_tensao_ant = 0.0;     // Erro de tensão anterior
float erro_tensao_2ant = 0.0;   // Erro de tensão duas x anterior
float u_tensao = 0.0;           // Saída do controle de tensão
float u_tensao_ant = 0.0;        // Saída do controle tensão ant.
float u_tensao_2ant = 0.0;       // Saída do controle tensão 2x ant.
// Variáveis do controle de tensão discretizado
float b0_v = 0.27041;
float b1_v = -0.02163;
float b2_v = 0.00043;
float a1_v = -1.00317;
float a2_v = 0.00317;
float erro_corrente = 0.0;       // Erro de corrente
float erro_corrente_ant = 0.0;   // Erro de corrente anterior
float erro_corrente_2ant = 0.0; // Erro de corrente 2x anterior
float u_corrente = 0.0;          // Saída do controle de corrente
float u_corrente_ant = 0.0;      // Saída do controle corrente ant.
float u_corrente_2ant = 0.0;     // Saída do controle corrente 2xant.
// Variáveis do controle de corrente discretizado

float b0_i = 75.7138;
float b1_i = -6.0571;
float b2_i = 0.1211;
float a1_i = -1.00317;
float a2_i = 0.00317;
// Rotina da interrupção pelo TMR1
void interrupt low_priority int_TMR1(void) // Função de interrupção do TMR1
{
    if (TMR1IF)
    {
        // Leitura das Entradas Analógicas:
        // Leitura analógica de AN0 (Sensor de tensão):
        ADCON0 = 0b10000001; // ADC ON, direita, canal AN0 habilitado
        __delay_us(25);      // Delay de tempo da habilitação do ADC
        ADCON0bits.GO = 1;   // Inicia a conversão A/D
        while(ADCON0bits.GO); // Aguardar a finalização da conversão A/D
        adc = ADRESH;        // Salva o valor mais significativo do A/D
    }
}
```



APÊNDICE IV - PROGRAMAÇÃO DO PIC16F690

```
adc = (adc << 8) + ADRESL; // Salva o restante da leitura do A/D
leitura_tensao = adc; // Salva o valor de adc na leitura_tensao
// Leitura analógica de AN1 (Sensor de Corrente):
ADCON0 = 0b10000101; // ADC ON, direita, canal AN0 habilitado
__delay_us(25); // Delay de tempo da habilitação do ADC
ADCON0bits.GO = 1; // Inicia a conversão A/D
while(ADCON0bits.GO); // Aguardar a finalização da conversão A/D
adc = ADRESH; // Salva o valor mais significativo do A/D
adc = (adc << 8) + ADRESL; // Salva o restante da leitura do A/D
leitura_corrente = adc; // Salva o valor de adc na leitura_corrente
// Leitura analógica de AN2 (referência de tensão):
ADCON0 = 0b10001001; // ADC ON, direita, canal AN0 habilitado
__delay_us(25); // Delay de tempo da habilitação do ADC
ADCON0bits.GO = 1; // Inicia a conversão A/D
while(ADCON0bits.GO); // Aguardar a finalização da conversão A/D
adc = ADRESH; // Salva o valor mais significativo do A/D
adc = (adc << 8) + ADRESL; // Salva o restante da leitura do A/D
ajuste_tensao = adc; // Salva o valor de adc no ajuste_tensao
// Leitura analógica de AN4 (referência de corrente):
ADCON0 = 0b10010001; // ADC ON, direita, canal AN0 habilitado
__delay_us(25); // Delay de tempo da habilitação do ADC
ADCON0bits.GO = 1; // Inicia a conversão A/D
while(ADCON0bits.GO); // Aguardar a finalização da conversão A/D
adc = ADRESH; // Salva o valor mais significativo do A/D
adc = (adc << 8) + ADRESL; // Salva o restante da leitura do A/D
ajuste_corrente = adc; // Salva o valor de adc no ajuste_tensao

// Programação do controle de tensão:
erro_tensao = ajuste_tensao - leitura_tensao;
erro_tensao *= 0.004887585533;
// Controlador de tensão

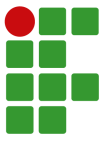
u_tensao = b0_v*erro_tensao;
u_tensao += b1_v*erro_tensao_ant;
u_tensao += b2_v*erro_tensao_2ant;
u_tensao -= a1_v*u_tensao_ant;
u_tensao -= a2_v*u_tensao_2ant;

// Saturação positiva do sinal de controle de tensão
if(u_tensao>4.5) {
    u_tensao = 4.5;}
// Saturação negativa do sinal de controle de tensão
if(u_tensao<0) {
    u_tensao = 0;}

// Programação do controle de corrente:
erro_corrente = ajuste_corrente - leitura_corrente;
erro_corrente *= 0.00501002;
// Controlador de corrente
u_corrente = b0_v*erro_corrente;
u_corrente += b1_v*erro_corrente_ant;
u_corrente += b2_v*erro_corrente_2ant;
u_corrente -= a1_v*u_corrente_ant;
u_corrente -= a2_v*u_corrente_2ant;

// Saturação positiva do sinal de controle de corrente
if(u_corrente>4.5) {
    u_corrente = 4.5;}
// Saturação negativa do sinal de controle de corrente
if(u_corrente<0) {
    u_corrente = 0;}

// Controle concorrente
```



APÊNDICE IV - PROGRAMAÇÃO DO PIC16F690

```
if (u_tensao<=u_corrente){
    duty = 50 - u_tensao*10;          // Teste da analógica
    PWM1CON = 128+duty;              // Atualiza o duty do conversor
} else {
    duty = 50 - u_corrente*10;       // Teste da analógica
    PWM1CON = 128+duty;              // Atualiza o duty do conversor

//Atualização dos valores do controle de tensão:
erro_tensao_2ant = erro_tensao_ant;
erro_tensao_ant = erro_tensao;
u_tensao_2ant = u_tensao_ant;
u_tensao_ant = u_tensao;
//Atualização dos valores do controle de corrente:
erro_corrente_2ant = erro_corrente_ant;
erro_corrente_ant = erro_corrente;

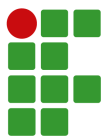
u_corrente_2ant = u_corrente_ant;
u_corrente_ant = u_corrente;
//Atualização do valor para nova interrupção
TMR1H = 0xF8;                       // Retorna valores iniciais aos registradores
TMR1L = 0xC0;                       // de contagem do módulo TIMER1
TMR1IF = 0;                          // Limpa o flag da interrupção do TIMER
}

PWM_Width(unsigned int width)
{
    width = ((float)width/1023)*(_XTAL_FREQ/(PWM_freq*TMR2PRESCALE));
    DC1B1 = width & 1;                // Armazena o bit 1
    DC1B0 = width & 2;                // Armazena o bit 0
    CCP1RL = width>>2;               // Armazena os outros 8 bits restantes
}

void main()
{
    // Configuração das analógicas
    ADCON0 = 0b10000001;              // ADC OFF, direita, canal AN0 pré-habilitado
    ADCON1 = 0b01010000;              // Clock do ADC - Fosc/16
    // Configuração das saídas:
    TRISCbits.TRISC4 = 0;             // Define o pino RC4 como saída
    TRISCbits.TRISC5 = 0;             // Define o pino RC5 como saída
    PORTCbits.RC4 = 0;                // Define inicialmente o nível zero em RC4
    PORTCbits.RC5 = 0;                // Define inicialmente o nível zero em RC5
    // Para as analógicas:
    TRISAbits.TRISA0 = 1;             // Define o pino de AN0 como entrada
    TRISAbits.TRISA1 = 1;             // Define o pino de AN1 como entrada
    TRISAbits.TRISA2 = 1;             // Define o pino de AN2 como entrada
    TRISCbits.TRISCO = 1;            // Define o pino de AN4 como entrada
    // Para o teste da interrupção:
    PR2 = 24;
    T2CON = 0b00000101;              // Configura o TMR2 ON e Prescale de 4
    CCP1CON = 0b10001100;            // P1A e P1B ativo como PWM (ativo-high)
    PWM1CON = 128+duty;              // Delay de tempo morto do Half-Bridge
    PWM_Width(PWM_width_escolhido);  // Realiza a definição da largura do PWM

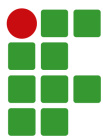
    // Inicializações para a interrupção do TMR1
    INTCON = 0b11000000;
    T1CON = 0b00000101;
    PIE1bits.TMR1IE = 1;             // Habilita a interrupção TIMER1
    TMR1H = 0xF8;                    // Valor inicial de contagem
    TMR1L = 0xC0;                    // Do módulo TIMER1 = Equivalente a 25536

    while(1) {}
}
```



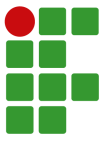
APÊNDICE V - LISTA DE COMPONENTES PARA O DRIVER DE LED DESENVOLVIDO

Comment	Description	Designator	Quantity
2KBP08M	Bridge Rectifier	BR1	1
10nF/63V	Capacitor KP1830310063W	C1, C7, C8, C9, C10	5
2,2uF/400V	Capacitor QXK2G225KTP	C2	1
68uF450V	B43821A5686M	C3	1
3,3uF/50V		C4	1
22uF/50V		C5, C11, C12	3
100nF/63V	Capacitor KP1830310063W, Capacitor	C6, C19, C21, C22, C26	5
2,2uF/250V	B32522C3225	C13, C16	2
3,3uF/250V	B32522C3225	C14	1
22uF/100V	Capacitor Polarised ECA-2AM220I	C15	1
100nF/100V	Capacitor KP1830310063W	C17	1
Cap 22pF	Capacitor RCE5C1H150J0K1H03B	C18, C20	2
470nF/63V	Capacitor KP1830310063W	C23	1
22nF/50V	Cap Ceramico 1	C24	1
1nF/63V	Capacitor	C25, C27	2
MUR860	SWITCHMODE(TM) Power Rectifier	D1	1
1N4150TAP	Diode	D2, D3, D4	3
DPG60C400HB	Diodo Dual 30A/400V	D5	1
1N4148	Diodo Sinal	D6, D7	2
MUR160	Diode	D8	1
Fuse 4A	Fuse 5x20	F1	1
PIC16F690-I_P	Integrated Circuit	IC1	1
IR2110STRPBF	Integrated Circuit	IC2	1
6N136	Integrated Circuit	IC3, IC4	2
LM324N	Integrated Circuit	IC5	1
L6561D	Integrated Circuit	IC6	1
691102710002		J1, J2	2
EE42H	EE42_21_15	MAG1	1
100 uH	EE42_21_15	MAG2	1
EE55_20	EE55_28_20 Horizontal	MAG3	1
TSW-104-08-T-S		P1	1
I PP50R190CE	MOSFET (N-Channel)	Q1, Q2, Q3	3
270k	Resistor 0.25W PTH	R1, R36	2
240k	Resistor 0.25W PTH	R2	1
100	Resistor 0.25W PTH	R3, R14, R15, R16	4
220k	Resistor 0.25W PTH	R4	1
10	Resistor 0.25W PTH	R5, R17, R18	3
68k	Resistor 0.25W PTH	R6	1
1M	Resistor 0.25W PTH	R7	1
33	Resistor 0.25W PTH	R8	1
OR15	Resistor	R9	1
3,3k	Resistor 0.25W PTH	R10	1
47k	Resistor 0.25W PTH	R11	1
33k	Resistor 0.25W PTH	R12	1
7.5k	Resistor 0.25W PTH	R13	1
OR010 SMD	Resistor CR2512-F_-1R00ELF	R19, R20	2
3296W-1-303LF	Resistor	R21, R24	2
10k	Resistor 0.25W PTH	R22	1
560R	Resistor 0.25W PTH	R23	1

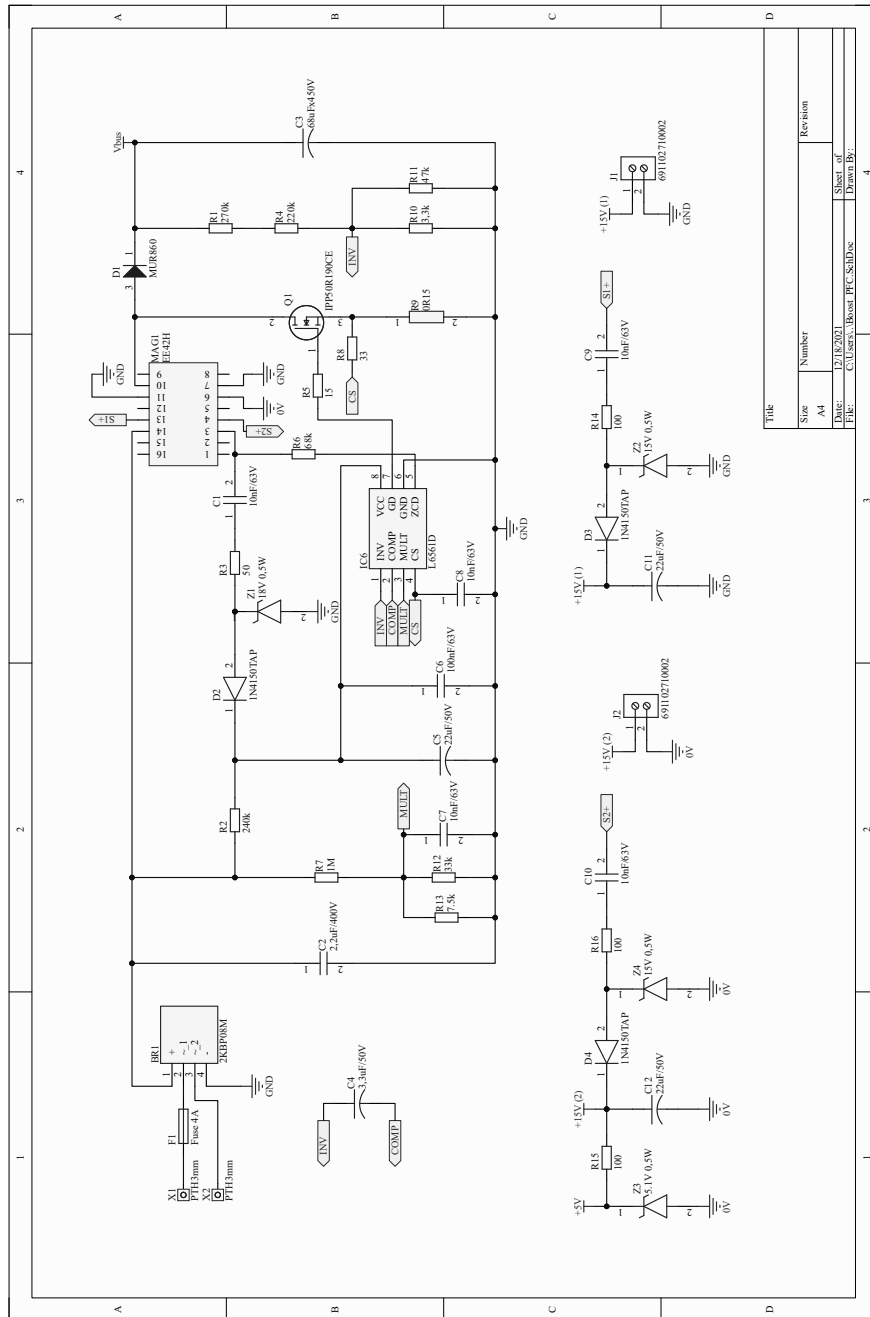


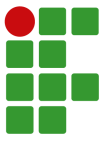
APÊNDICE V - LISTA DE COMPONENTES PARA O *DRIVER* DE LED DESENVOLVIDO

Comment	Description	Designator	Quantity
1k	Resistor 0.25W PTH	R25, R27, R35	3
390R	Resistor 0.25W PTH	R26, R28	2
100k	Resistor 0.25W PTH	R29	1
15k	Resistor 0.25W PTH	R30	1
1.8k	Resistor 0.25W PTH	R31	1
3k	Resistor 0.25W PTH	R32, R33	2
4.7k	Resistor 0.25W PTH	R34	1
PTH3mm	PAD 3mm	X1, X2, X3, X4	4
Cristal 16MHz	Crystal or Oscillator 16MHz FOXSLF_128-20	Y1	1
18V 0,5W	Zener Diode BZX55C18-TR	Z1	1
15V 0,5W	Zener Diode BZX55C18-TR	Z2, Z4	2
5.1V 0,5W	Zener Diode BZX55C18-TR	Z3	1

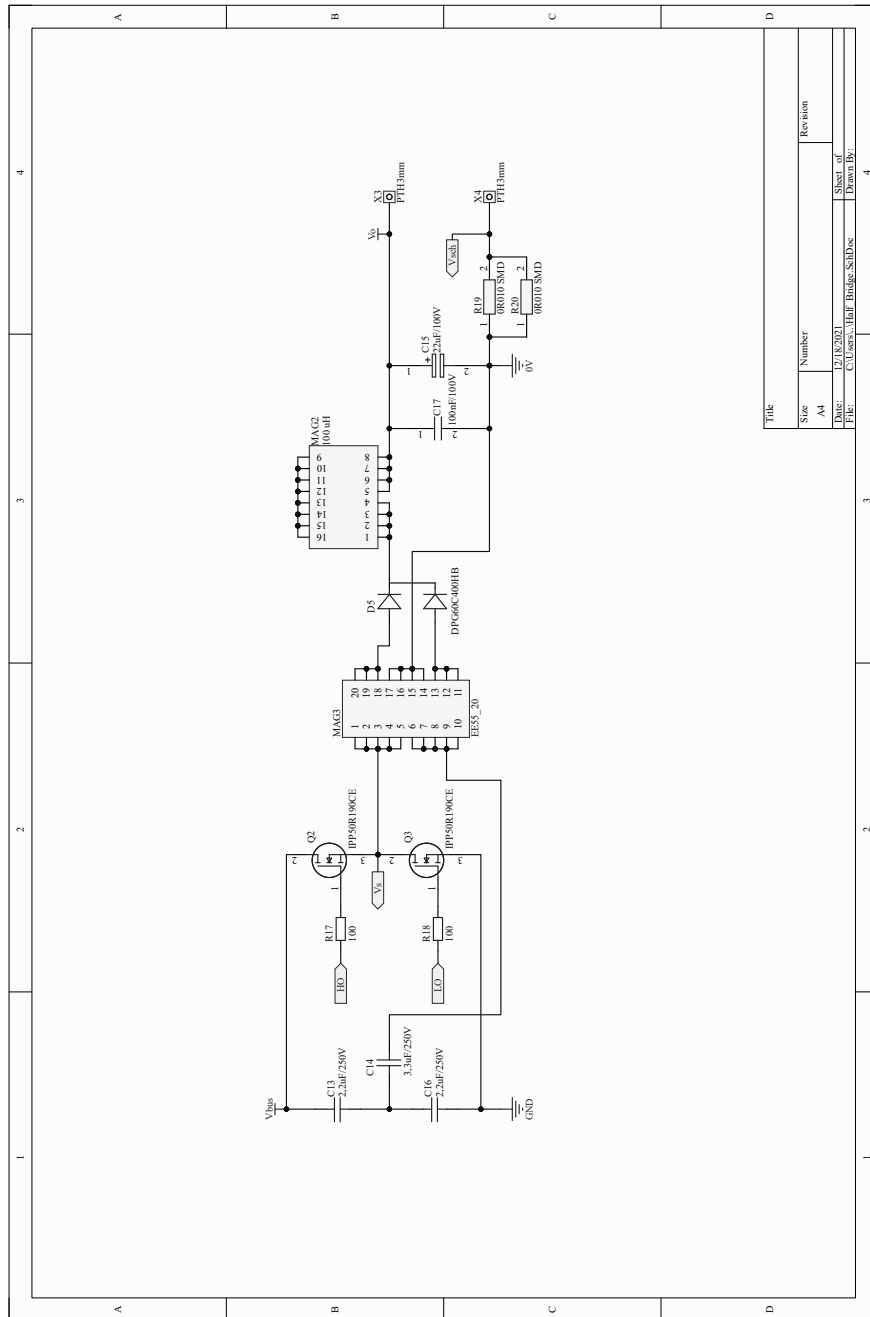


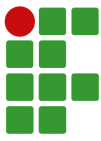
APÊNDICE VI - ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO *BOOST* PFC



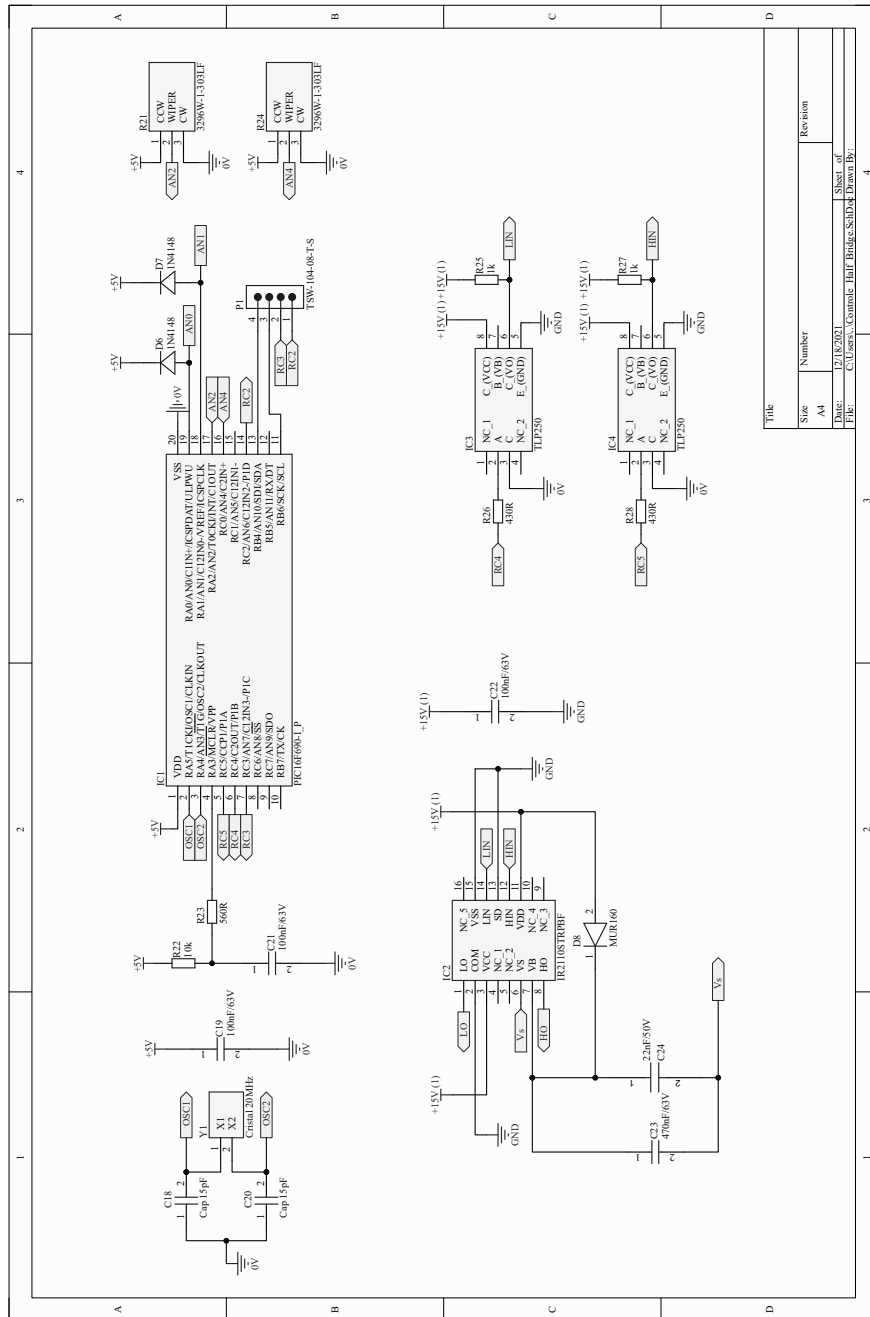


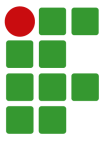
APÊNDICE VII - ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO *HALF-BRIDGE*



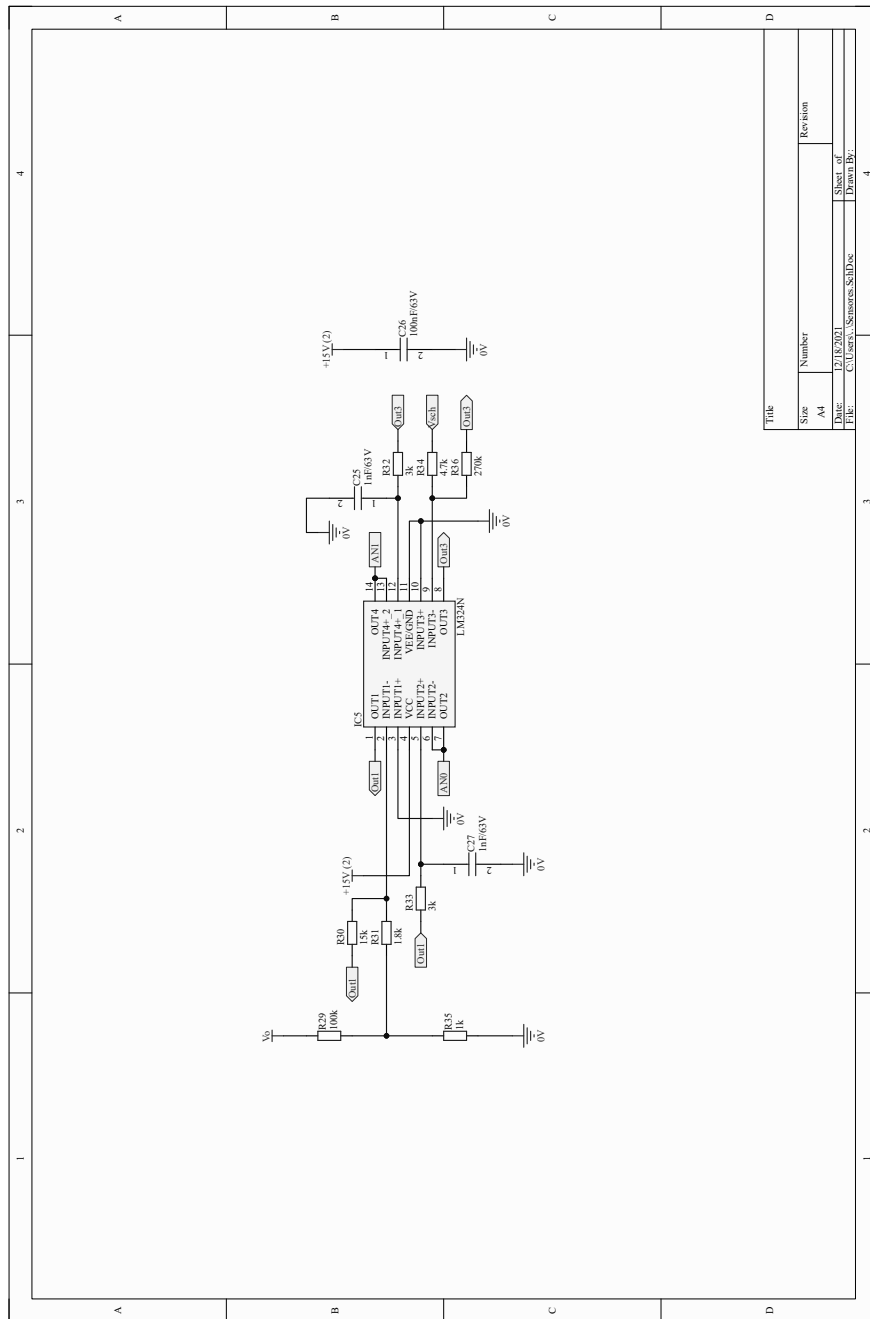


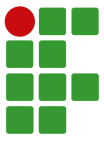
APÊNDICE VIII - ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE CONTROLE DO DRIVER PARA LEDs



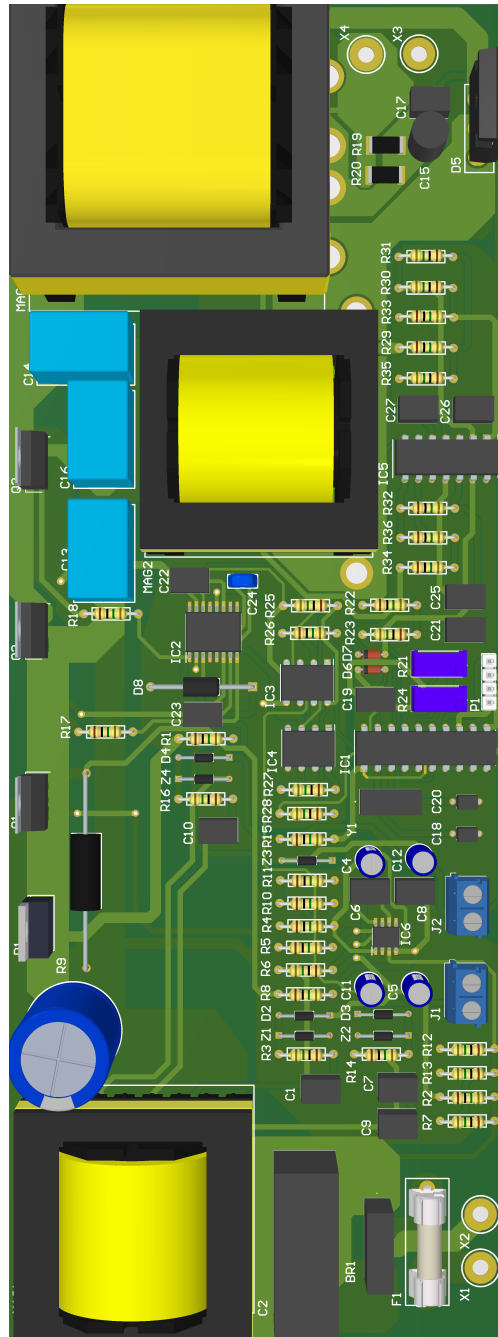


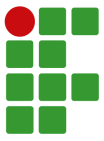
APÊNDICE XI - ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE INSTRUMENTAÇÃO DO DRIVER PARA LEDS



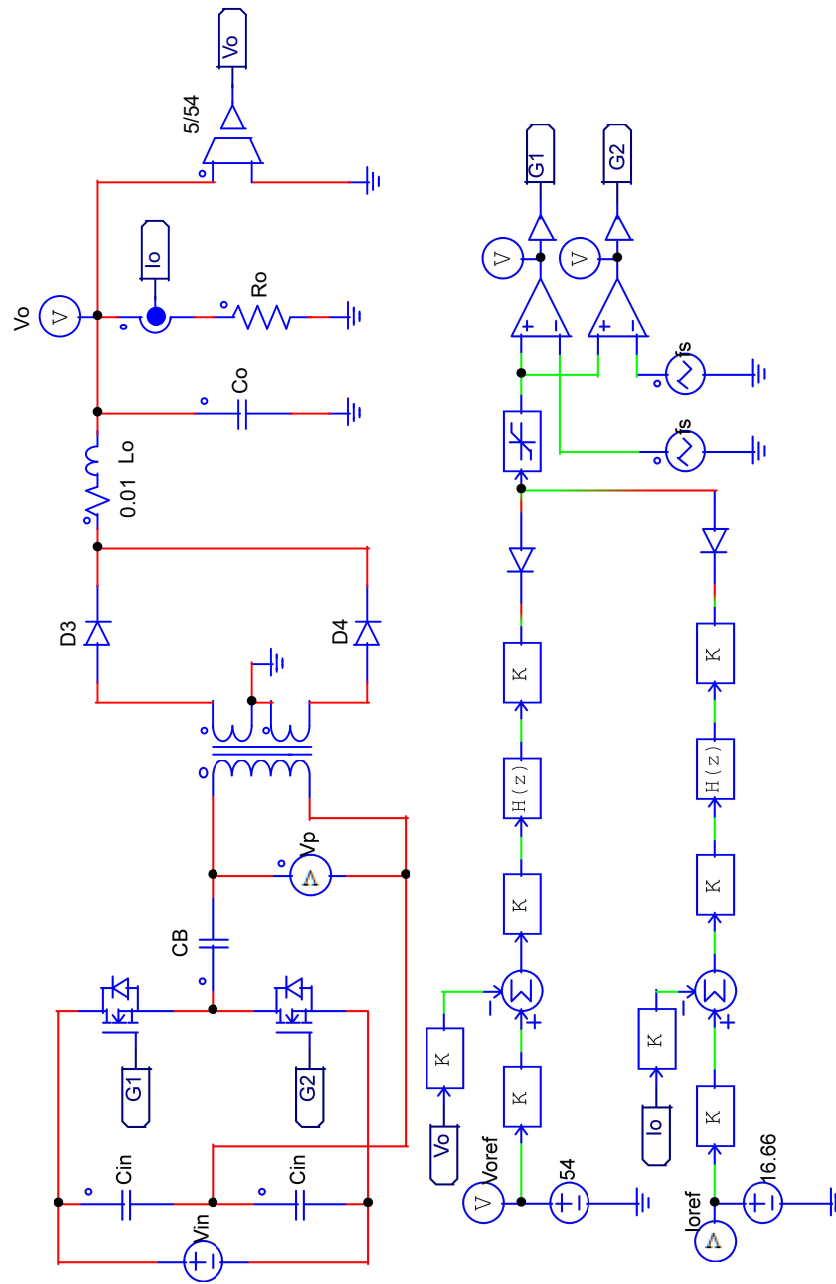


APÊNDICE X - VISTA SUPERIOR DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO DO *DRIVER* DESENVOLVIDO





APÊNDICE XI - CIRCUITO *HALF-BRIDGE* SIMULADO NO PSIM



OSMAR JOSÉ DIRETTI JUNIOR

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM DRIVER MICROCONTROLADO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA PARA LÂMPADAS DE LED

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título em Bacharel em Engenharia Elétrica, pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, e aprovado na sua forma final pela comissão avaliadora abaixo indicada.

Jaraguá do Sul, 14 de Fevereiro de 2022.

Prof. MSc. Rodrigo José Piontkewicz
Orientador
IFSC – Campus Jaraguá do Sul – Rau

Prof. MSc. Anna Karolina Baasch Raizer
Coorientadora
IFSC – Campus Jaraguá do Sul – Rau

Prof. Dr. Marcos Antônio Salvador
IFSC – Campus Jaraguá do Sul – Rau

Prof. MSc Caio Felipe Maba
SENAI - Blumenau



Datas e horários baseados no fuso horário (GMT -3:00) em Brasília, Brasil
Sincronizado com o NTP.br e Observatório Nacional (ON)
Certificado de assinatura gerado em 15/02/2022 às 12:27:28 (GMT -3:00)

TermoDeAprovacao_TCC_EngEletrica_IFSC_JGS_RAU_14022022_OSMAR JOSE
DIRETTI JUNIOR

ID única do documento: #38d5b897-c58e-458b-9905-0725377e0791

Hash do documento original (SHA256): 05b4d08e5aa118c047a6335300fe62b3e8a954849129999d5226d64c59681373

Este Log é exclusivo ao documento número #38d5b897-c58e-458b-9905-0725377e0791 e deve ser considerado parte do mesmo, com os efeitos prescritos nos Termos de Uso.

Assinaturas (4)

- ✓ Marcos Antonio Salvador (Participante)
Assinou em 15/02/2022 às 09:28:24 (GMT -3:00)
- ✓ Rodrigo José Piontkewicz (Participante)
Assinou em 15/02/2022 às 09:28:52 (GMT -3:00)
- ✓ Anna Karolina Baasch Raizer (Participante)
Assinou em 15/02/2022 às 10:20:37 (GMT -3:00)
- ✓ Caio Felipe Maba (Participante)
Assinou em 15/02/2022 às 14:06:50 (GMT -3:00)

Histórico completo

Data e hora

15/02/2022 às 12:27:28
(GMT -3:00)

Evento

Rodrigo José Piontkewicz solicitou as assinaturas.

Data e hora

15/02/2022 às 12:28:24
(GMT -3:00)

Evento

Marcos Antonio Salvador (Autenticação: e-mail marcos.salvador@ifsc.edu.br; IP: 191.189.205.222) assinou. Autenticidade deste documento poderá ser verificada em <https://verificador.contraktor.com.br>. Assinatura com validade jurídica conforme MP 2.200-2/01, Art. 10o, §2.

15/02/2022 às 13:20:37
(GMT -3:00)

Anna Karolina Baasch Raizer (Autenticação: e-mail anna.baasch@ifsc.edu.br; IP: 186.235.57.55) assinou. Autenticidade deste documento poderá ser verificada em <https://verificador.contraktor.com.br>. Assinatura com validade jurídica conforme MP 2.200-2/01, Art. 10o, §2.

15/02/2022 às 12:28:52
(GMT -3:00)

Rodrigo José Piontkewicz (Autenticação: e-mail rodrigo.piontkewicz@ifsc.edu.br; IP: 186.235.57.123) assinou. Autenticidade deste documento poderá ser verificada em <https://verificador.contraktor.com.br>. Assinatura com validade jurídica conforme MP 2.200-2/01, Art. 10o, §2.

15/02/2022 às 17:06:50
(GMT -3:00)

Caio Felipe Maba (Autenticação: e-mail caio.f.maba@gmail.com; IP: 179.223.197.19) assinou. Autenticidade deste documento poderá ser verificada em <https://verificador.contraktor.com.br>. Assinatura com validade jurídica conforme MP 2.200-2/01, Art. 10o, §2.