

## CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE APLICADO A ENSAIOS DE *DRIVERS* DE LED

Rafael José Macedo, Rodrigo Jose Piontkewicz

Instituto Federal de Santa Catarina

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

e-mail: rafajmacedo3@gmail.com, rodrigo.piontkewicz@ifsc.edu.br

Trabalho de Conclusão de Curso – 28/06/2022

**Resumo** – Este artigo apresenta as etapas de projeto de um conversor *push pull* alimentado em corrente, para aplicação como carga eletrônica em ensaios de *drivers* de LED. Serão apresentados o princípio de funcionamento do conversor em modo de condução contínua, o projeto de um controlador e a metodologia de projeto dos componentes e magnéticos utilizada. Foram obtidos resultados por meio de simulação e testes práticos, validando a utilização do conversor na aplicação proposta.

**Palavras-chave** – Carga Eletrônica, *Push Pull*, Controle Digital.

### CURRENT-FED PUSH PULL CONVERTER APPLIED TO LED DRIVERS TESTING

**Abstract** – This paper present the design steps of a current fed push pull converter, for application as electronic load for testing LED drivers. Will be presented the principle of operation of the converter in continuous conduction mode, the design of a controller and the used design methodology of the components and magnetics. The results were obtained by simulation and practical tests, validating the usage of the converter in proposed application.

**Keywords** – Electronic load, *Push Pull*, Digital Control.

#### I. INTRODUÇÃO

A tecnologia empregada na iluminação artificial passou por diversas transições ao longo dos anos. A busca contínua por eficiência fez com que fossem desenvolvidas novas tecnologias, além de incentivar a substituição de fontes de iluminação consideradas ineficientes. Consequentemente, chega-se aos dias atuais, onde as lâmpadas LED (*Light Emitter Diode*, ou Diodo Emissor de Luz) se consolidaram como uma das fontes mais eficientes de iluminação.

Os LEDs precisam ser alimentados por corrente contínua, logo não podem ser conectados diretamente à rede elétrica, sendo necessário a utilização de um circuito eletrônico denominado *driver* que converte a tensão alternada da rede elétrica em contínua e fornece níveis de tensão e corrente que garantem um correto funcionamento dos LEDs [1].

Os *drivers*, assim como qualquer dispositivo eletrônico, precisam passar por testes tanto na fase de desenvolvimento quanto na parte produtiva. Realizar esses testes diretamente em lâmpadas LED é um método ineficiente pois o consumo de energia será elevado, além de ser necessário utilizar várias lâmpadas. Pensando nisso, este trabalho tem como principal motivação a aplicação de um conversor CC-CC como carga eletrônica para o teste de *drivers*.

Cargas eletrônicas são dispositivos utilizados para o teste de equipamentos tais como bateriais, fontes de tensão e etc. Estes dispositivos simulam uma carga conectada ao equipamento sob testes absorvendo energia de maneira controlada. As cargas podem ser dissipativas, onde toda a energia absorvida é dissipada em forma de calor nos semicondutores e outros componentes do circuito, ou regenerativas, onde a maior parte desta energia é devolvida à rede elétrica, reduzindo as perdas nos componentes e semicondutores [2].

O conversor escolhido para este estudo foi o *push pull* alimentado em corrente, onde esquemático proposto para o teste de *drivers* está apresentado na Figura 1. Como pode-se perceber, o conversor atuará como carga dissipativa e interface entre o *driver* de LED e um conversor regenerativo, este que será responsável por devolver grande parte da energia utilizada durante o teste para a rede elétrica, havendo apenas o consumo de energia devido as perdas do *push-pull* e do conversor regenerativo.

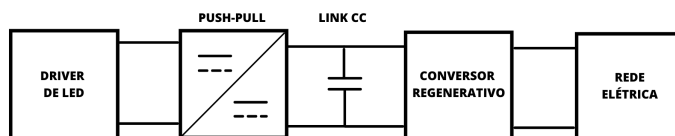


Fig. 1. Esquemático de aplicação do conversor. Do autor.

Esta topologia foi escolhida pois o *link CC* do conversor regenerativo possui uma tensão de barramento elevada, o que exige um ganho de tensão elevado na saída do conversor. Além disso, é possível variar a potência consumida pelo conversor, através do controle da corrente no indutor de entrada, sendo possível efetuar testes de *drivers* de potências diferentes. Portanto, este trabalho tem como objetivo o estudo e projeto de um conversor *push pull* alimentado em corrente, visando a aplicação do mesmo a um circuito de testes para *driver* de LED,



sendo este o diferencial do trabalho.

Existem diversos trabalhos acadêmicos onde o conversor *push pull* alimentado em corrente é aplicado. Em [3] o conversor foi analisado como uma alternativa válida de estágio pré regulador, onde a rede elétrica é conectada a um retificador em ponte, que tem sua saída conectada a entrada do *push pull*, visando a correção de fator de potência. O conversor opera em modo de condução contínua e o controle é feito utilizando o circuito integrado UC3854.

Como alternativa ao circuito monofásico, em [4] é abordado o conversor *push-pull* alimentado em corrente trifásico. Nesta topologia são utilizadas três chaves e o indutor de entrada é conectado ao neutro do primário de um transformador trifásico Y-Y. O secundário do transformador é conectado a uma ponte de Graetz, em paralelo com o filtro capacitivo e a carga. As perdas são melhores distribuídas no conversor trifásico, quando comparado a sua contraparte monofásica.

Buscando uma abordagem mais moderna para o controle, em [5] é proposto o modelo no espaço de estados para o controle de um *push pull* alimentado em corrente aplicado à sistemas fotovoltaicos. No sistema apresentado, considerou-se que conversor possui tensão de saída constante, controlada por um circuito independente. Portanto o objetivo principal é o controle da tensão de entrada do conversor, visando obter um melhor aproveitamento da potência fornecida pelo gerador fotovoltaico. Foi utilizado o controle por realimentação de estados, com sua implementação sendo feita digitalmente por meio de um microcontrolador.

Visando a aplicação em equipamentos de refrigeração, em [6] é feito o estudo comparativo dos conversores *boost*, *boost* em cascata, *boost* com indutores acoplados e *push pull* alimentado em corrente. Baseado nos requisitos de projeto, concluiu-se que a última topologia citada é a mais indicada para o aplicação em questão. A partir disso foi feito o projeto do conversor operando em modo de condução contínua e utilizando para o controle o CI dedicado UC3854.

O trabalho será organizado da seguinte maneira: Na seção II é apresentada a Fundamentação teórica. A Metodologia utilizada apresenta-se na seção III. Os resultados simulados e experimentais são abordados na seção IV. Por fim, a seção V apresenta as conclusões obtidas.

## II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A Figura 2 mostra o conversor *push pull* alimentado em corrente, onde o comando das chaves é realizado com frequência de chaveamento constante e razão cíclica variável. O conversor opera em modo de condução contínua, onde a tensão de entrada CC em conjunto com o indutor de entrada formam uma fonte de corrente [7]. A Figura 3 mostra o acionamento das chaves e as principais formas de onda do conversor.

Inicialmente define-se a razão cíclica ( $d$ ) do conversor, que corresponde a proporção de um semiperíodo em que o indutor de entrada armazena energia. A partir da Figura 3 as etapas de

operação são descritas a seguir [7].

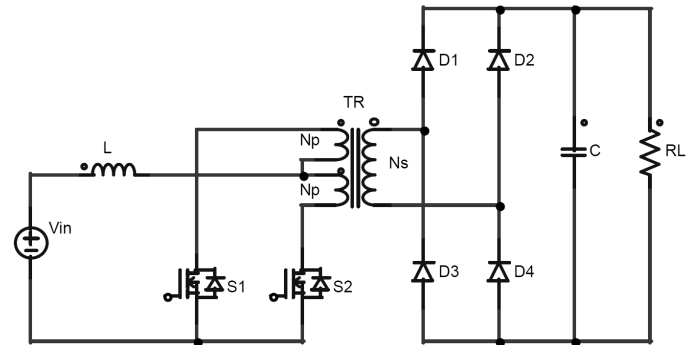


Fig. 2. Conversor *Push Pull* alimentado em corrente. Do Autor

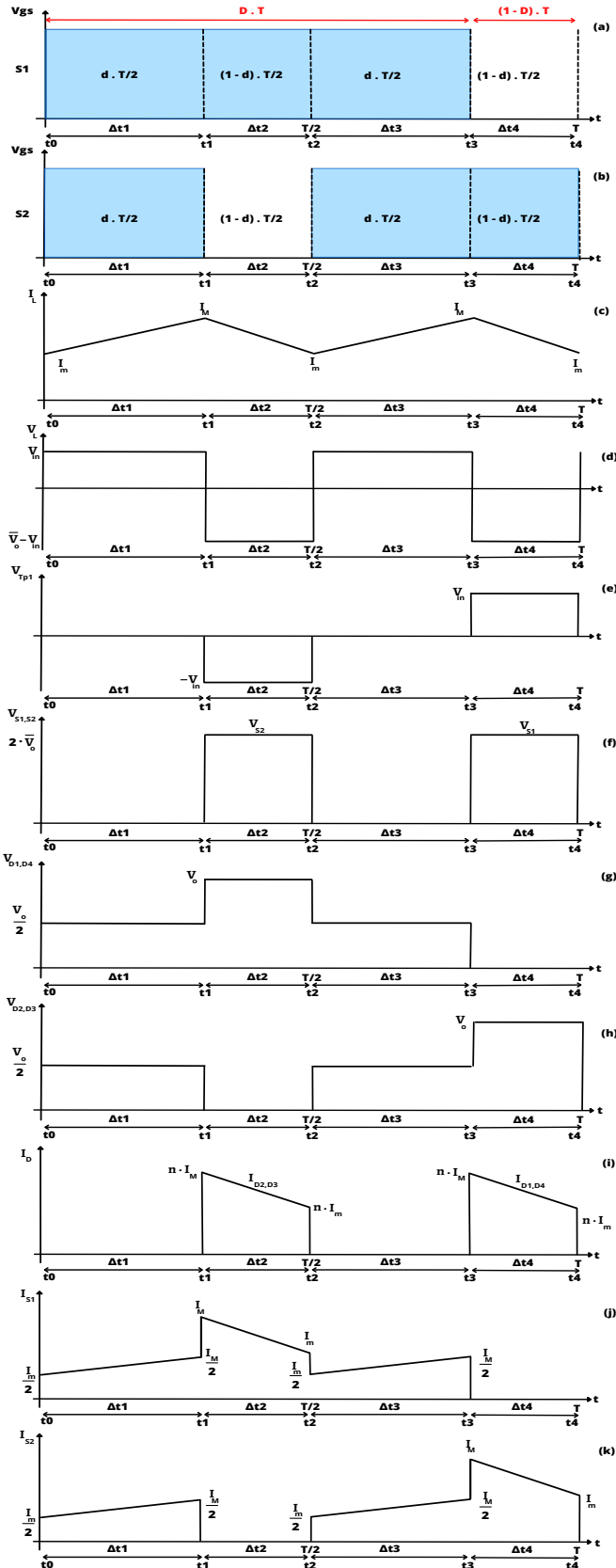
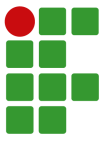
1ª Etapa de Operação - Acúmulo de energia no indutor de entrada: Assumindo que o interruptor S2 está conduzindo e o valor da corrente no indutor for mínimo ( $I_m$ ), no instante  $t_0$ , o interruptor S1 é comandado a conduzir, assumindo metade da corrente do indutor de entrada. Com os interruptores S1 e S2 fechados, devido a orientação dos enrolamentos primários, os fluxos gerados pela passagem de corrente se contrapõem e consequentemente a tensão sobre os enrolamentos se anulam. A tensão de entrada é aplicada toda sobre o indutor, o que faz com que sua corrente cresça linearmente, até o instante em que o interruptor S2 é comandado a abrir. Durante esta etapa não ocorre transferência de energia para a carga, que é suprida através do capacitor de saída. Ao final desta etapa, a corrente no indutor de entrada atinge o valor máximo ( $I_M$ ).

2ª Etapa de Operação - Transferência de potência através de S1: no instante  $t_1$ , o interruptor S2 é comandado a abrir, logo os diodos D2 e D3 passam a conduzir, estabelecendo no indutor de entrada a tensão de carga referida ao primário, subtraída da tensão de entrada. A tensão de carga referida ao primário é necessariamente superior à tensão de entrada, garantindo assim, o equilíbrio de energia no indutor. Durante esta etapa a energia é transferida à carga através do indutor de entrada que se descarrega linearmente até que sua corrente atinja o valor inicial da primeira etapa ( $I_m$ ). Durante esta etapa o capacitor de saída armazena energia.

3ª Etapa de Operação - Acúmulo de energia no indutor de entrada: no instante  $t_2$  a chave S2 é comandada a conduzir, logo o conversor assume configuração idêntica à etapa 1.

4ª Etapa de Operação - Transferência de potência através de S2: no instante  $t_3$ , o interruptor S1 é comandado a abrir e com isso, o diodo D1 e D4 passam a conduzir. A tensão estabelecida no indutor de entrada é idêntica à etapa 2. A energia é transferida à carga e ao capacitor de saída, a corrente no indutor tem o mesmo comportamento da etapa 2.

A Tabela I resume o funcionamento dos semicondutores em cada etapa de operação. Optou-se pela utilização de um retificador em ponte na saída, reduzindo a tensão reversa máxima sobre os diodos, quando comparado a um retificador com tap central, e o número de enrolamentos no transformador.



**TABELA I**

Modo de operação do circuito  
X ⇒ Conduzindo – ⇒ Não conduzindo

Elementos	1ª Etapa $\Delta t_1$	2ª Etapa $\Delta t_2$	3ª Etapa $\Delta t_3$	4ª Etapa $\Delta t_4$
S1	X	X	X	–
S2	X	–	X	X
D1	–	–	–	X
D2	–	X	–	–
D3	–	X	–	–
D4	–	–	–	X

#### A. Características de Transferência

Baseado na Figura 3(a), a razão cíclica do conversor, descrita anteriormente, é expressa pela Equação (1),

$$d = 2 \cdot D - 1 \quad (1)$$

sendo  $d$  a razão cíclica do conversor e  $D$  o *duty cycle* do sinal PWM. Para obter as características de transferência do conversor analisa-se um dos componentes passivos do circuito, nesse caso o indutor.

A tensão média no indutor em um semi-ciclo é nula e ambos os semi-ciclos do sinal possuem o mesmo comportamento, portanto usando a definição de valor médio, chega-se a Equação (2),

$$V_L = \frac{2}{T} \left[ \int_0^{d \cdot \frac{T}{2}} V_{in} dt + \int_0^{(1-d) \cdot \frac{T}{2}} V_{in} - \bar{V}_o dt \right] = 0 \quad (2)$$

onde  $V_L$  é a tensão média no indutor,  $T$  é o período do sinal PWM,  $\bar{V}_o$  é a tensão de saída referida ao primário e  $V_{in}$  é a tensão de alimentação do conversor. A Equação (3) descreve a tensão  $\bar{V}_o$ , com  $n$  sendo a relação de transformação  $\left(\frac{n_p}{n_s}\right)$  e  $V_o$  a tensão de saída [7].

$$\bar{V}_o = n \cdot V_o \quad (3)$$

Resolvendo e reorganizando a Equação (2) pode-se encontrar a expressão que descreve o ganho estático  $q$  do conversor.

$$q = \frac{\bar{V}_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-d} \quad (4)$$

#### B. Determinação das principais grandezas do conversor

São analisados os comportamentos da tensão no indutor ( $v_L(t)$ ) e da corrente no capacitor ( $i_C(t)$ ) durante período de acumulação de energia ( $dt = \Delta t_1 = d \cdot \frac{T}{2}$ ). Durante este intervalo a tensão sobre o indutor é a tensão de entrada  $V_{in}$  e a corrente do capacitor é a corrente de saída  $I_o$ . As variações de corrente no indutor e tensão no capacitor são as ondulações de corrente  $\Delta I_L$  e tensão  $\Delta V_C$ , respectivamente. A partir disso chega-se as

Fig. 3. Operação do conversor em MCC. Adaptado de [7].



Equações (5) e (6) [7].

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \Rightarrow V_{in} = L \cdot \frac{\Delta I_L}{d \cdot \frac{T}{2}} \quad (5)$$

$$i_C(t) = C \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} \Rightarrow I_o = C \cdot \frac{\Delta V_C}{d \cdot \frac{T}{2}} \quad (6)$$

Por fim, encontram-se as expressões que relacionam a indutância do indutor de entrada e a capacitância do capacitor de filtro com os demais parâmetros do conversor, conforme visto nas Equações (7) e (8).

$$L = \frac{V_{in} \cdot d}{2 \cdot f \cdot \Delta I_L} \quad (7)$$

$$C = \frac{I_o \cdot d}{2 \cdot f \cdot \Delta V_C} \quad (8)$$

### C. Esforços de corrente no indutor e nos semicondutores

A corrente média no indutor é igual à corrente de entrada  $I_{in}$  e idealmente toda a potência fornecida pela entrada é transferida para a saída. Além disso, devido a ondulação de corrente ser pequena, pode-se considerar que as correntes média e eficaz no indutor são iguais. Com isso é obtida uma expressão que descreve as correntes média ( $I_{L_{md}}$ ) e eficaz ( $I_{L_{ef}}$ ) do indutor, conforme visto na Equação (9) [7].

$$I_{L_{md}} = I_{L_{ef}} = I_{in} = \frac{V_o}{V_{in}} \cdot I_o = \frac{I_o}{n \cdot (1-d)} \quad (9)$$

Com relação aos interruptores, devido a baixa ondulação de corrente, pode-se aproximar a corrente das chaves a intervalos descontínuos de corrente constante. Portanto, baseado nas Figuras 3(j) e 3(k), utilizando as definições de valor médio e eficaz, chega-se as expressões que descrevem as correntes média ( $I_{S1,S2_{md}}$ ) e eficaz ( $I_{S1,S2_{ef}}$ ) nas chaves, conforme as Equações (10) e (11) [7].

$$I_{S1,S2_{md}} = \frac{I_{L_{md}}}{2} = \frac{I_o}{2 \cdot n \cdot (1-d)} \quad (10)$$

$$I_{S1,S2_{ef}} = \frac{I_{L_{md}}}{2} \sqrt{2-d} = \frac{I_o \sqrt{2-d}}{2 \cdot n \cdot (1-d)} \quad (11)$$

A corrente máxima no indutor ( $I_M$ ) e nas chaves ( $I_{S1,S2_M}$ ) é a mesma, que é dada pela soma da corrente média no indutor com metade do valor da ondulação, como descrito na Equação (12) [7].

$$I_M = I_{S1,S2_M} = I_{L_{md}} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (12)$$

Para a corrente nos diodos é adotada a mesma análise utilizada anteriormente para obtenção das correntes nas chaves. Portanto, a partir da Figura 3(i), considerando intervalos descontínuos de corrente constante e aplicando as definições de valores médio e eficaz, pode-se obter as Equações (13) e (14)

que descrevem as correntes média ( $I_{D1,D4_{md}}, I_{D2,D3_{md}}$ ) e eficaz ( $I_{D1,D4_{ef}}, I_{D2,D3_{ef}}$ ) nos diodos. A corrente máxima nos diodos ( $I_{D1,D4_M}, I_{D2,D3_M}$ ) é a corrente máxima no indutor, referida ao secundário, conforme Equação (15).

$$I_{D1,D4_{md}} = I_{D2,D3_{md}} = \frac{I_o}{2} \quad (13)$$

$$I_{D1,D4_{ef}} = I_{D2,D3_{ef}} = \frac{I_o}{\sqrt{2(1-d)}} \quad (14)$$

$$I_{D1,D4_M} = I_{D2,D3_M} = I_M \cdot n = n \cdot \left( I_{L_{md}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \quad (15)$$

### D. Modelagem do conversor

O objetivo principal é o controle de corrente de entrada a partir da variação da razão cíclica do conversor, portanto, a planta de corrente  $\left( \frac{i(s)}{d(s)} \right)$  é apresentada na Equação (16).

$$P(s) = \frac{V_{in}}{(1-d)} \cdot \frac{N^2 \cdot (C \cdot R_L \cdot s + 2)}{(L \cdot C \cdot R_L \cdot N^2 \cdot s^2 + L \cdot N^2 \cdot s + R_L \cdot (d-1)^2)} \quad (16)$$

sendo que  $N = \frac{1}{n}$ ,  $R_L$  é a resistência de carga e  $d$  é a razão cíclica do conversor. Para a modelagem foi empregado o modelo médio em espaço de estados com a sua posterior linearização feita através da modelagem de pequenos sinais [8].

Para a aplicação final, a saída do conversor será conectada ao link CC do conversor regenerativo, que equivale a uma fonte de tensão. A partir disso, pode-se obter uma planta simplificada, que é descrita pela Equação (17).

$$P_{simp}(s) = \frac{V_o}{s \cdot L} \quad (17)$$

## III. METODOLOGIA

Nessa seção será abordado o projeto dos componentes do conversor. Para o projeto, serão adotados os parâmetros presentes na Tabela II. Os esforços de corrente nos semicondutores podem ser vistos na planilha de cálculos presente no Apêndice A.

**TABELA II**  
Parâmetros de projeto

Grandeza	Parâmetro	Valor
Potência	P	200 W
Tensão de entrada	$V_{in}$	24 V
Tensão de saída	$V_o$	400 V
Frequência de chaveamento	$f_s$	30 kHz
Duty Cycle	D	0,55
Ondulação da corrente de entrada	$\Delta I_{in}$	20%
Ondulação da tensão de saída	$\Delta V_o$	1%

#### A. Dimensionamento dos valores das grandezas do conversor

Utilizando a Equação (1), pode-se obter a razão cíclica do conversor, conforme a Equação (18).

$$d = 2 \cdot 0,55 - 1 = 0,1 \quad (18)$$

Substituindo a Equação (18) em (4), isolando  $\bar{V}_o$  e substituindo o mesmo na Equação (3), pode-se encontrar a relação de transformação do conversor, conforme visto na Equação (19).

$$n = \frac{\bar{V}_o}{V_o} = \frac{V_{in} \cdot \frac{1}{1-0,1}}{V_o} \approx 0,067 \quad (19)$$

A ondulação de corrente de entrada corresponde a ondulação de corrente no indutor. De forma análoga, a ondulação de tensão na saída corresponde a ondulação de tensão no capacitor. As equações (20) e (21) demonstram os valores obtidos.

$$\Delta I_{in} = \Delta I_L = 0,2 \cdot I_{Lmd} = 0,2 \cdot \frac{P}{V_{in}} \approx 1,667 \text{ A} \quad (20)$$

$$\Delta V_o = \Delta V_C = 0,01 \cdot V_o = 4 \text{ V} \quad (21)$$

Por fim, utilizando as Equações (7) e (8) pode-se calcular os valores de indutância e capacitância necessários para o projeto, como pode ser visto nas Equações (22) e (23).

$$L = \frac{V_{in} \cdot d}{2 \cdot f \cdot \Delta I_L} = 24 \mu\text{H} \quad (22)$$

$$C = \frac{I_o \cdot d}{2 \cdot f \cdot \Delta V_C} = \frac{\frac{P}{V_o} \cdot d}{2 \cdot f \cdot \Delta V_C} = 208,33 \text{ nF} \quad (23)$$

#### B. Circuito de grameamento

As indutâncias de dispersão do transformador representam o efeito que ocorre devido ao não acoplamento total das linhas de fluxo magnético entre os enrolamentos. Portanto, esta indutância atua como um indutor em série com os circuitos ligados ao enrolamento primário e secundário do transformador [9].

A energia armazenada nessas indutâncias provoca sobretensões nas chaves durante a comutação, sendo necessário a utilização de algum circuito de proteção para os MOSFETS. Nesse caso foi utilizado um circuito grameador, conforme Figura 4.

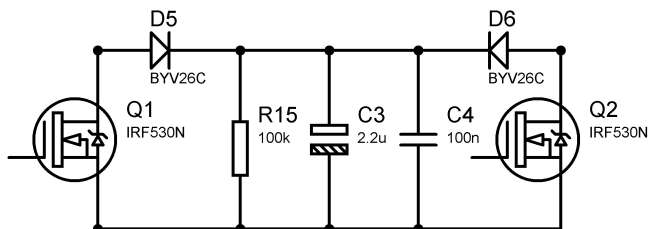


Fig. 4. Circuito de grameamento. Do autor

Este circuito tem como objetivo permitir a circulação da

corrente remanescente nos enrolamentos do transformador em função da energia armazenada nas indutâncias de dispersão. A energia é armazenada no capacitor de grameamento C3 e dissipada sobre o resistor de grameamento R15 [7].

#### C. Circuitos de instrumentação

Para as medições da tensão de saída e corrente de entrada, foram utilizados os circuitos presentes nas Figuras 5 e 6. A tensão +Vcc utilizada foi de 15V.

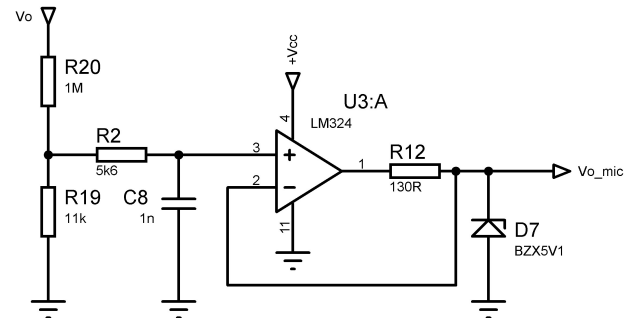


Fig. 5. Circuito de medição de tensão. Do autor

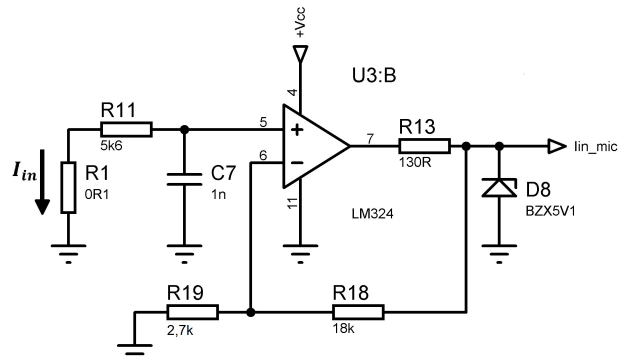


Fig. 6. Circuito de medição de corrente. Do autor

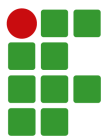
Foram utilizados filtros ativos passa-baixa com frequência de corte de 30 kHz. O valor da frequência de corte foi escolhido de modo a não limitar a banda passante do controle. Para o sinal de tensão, não há ganho no filtro pois o divisor resistivo já faz com que, para uma variação de 0 a 400 V na saída, o sinal de medição excursione de 0 a 5 V.

No caso do sinal de corrente, o filtro possui um ganho de 8, pois a queda de tensão sobre o resistor *shunt* é extremamente baixa, o que faz com que para um intervalo de corrente de 0 a 6 A, o sinal de medição excursione também de 0 a 5 V. Na saída de ambos os filtros há um diodo zener de 5,1 V que garante que a tensão não ultrapasse os limites permitidos pelo microcontrolador.

#### D. Projeto do controlador

Para o projeto do controlador, será utilizada a planta simplificada, que pode ser vista na Equação (17). O diagrama de blocos do sistema considerando o circuito de instrumentação





pode ser visto na Figura 7.

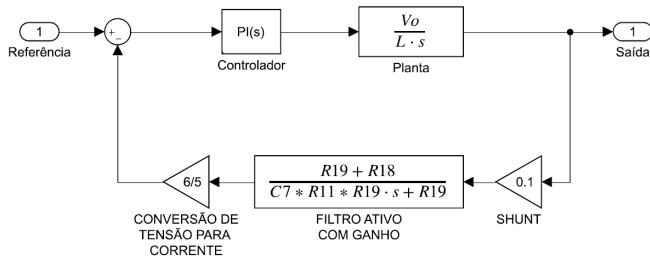


Fig. 7. Diagrama de blocos do sistema. Do autor

O controlador escolhido é do tipo PI, como pode ser visto na Figura 7. Este controlador foi escolhido pois o objetivo principal do trabalho é o rastreamento de referência.

Portanto, o projeto do controlador foi feito utilizando a ferramenta *rltool* presente no software MATLAB, a qual utilizou a técnica de sintonia por lugar das raízes. Foram adotados como parâmetros, um máximo sobresselo de 5% e um tempo de assentamento inferior a 100ms.

O controlador obtido pode ser visto na Equação (24). A geração do PWM e implementação do controlador se deu de forma digital, utilizando a placa de desenvolvimento Arduino Mega 2560.

$$C(s) = 0,05 \cdot \frac{1 + s \cdot 0,000066}{s \cdot 0,000066} \quad (24)$$

#### E. Projeto dos magnéticos

O projeto dos magnéticos foi feito com base em [10] e [11]. O projeto detalhado pode ser visto no Apêndice A. As tabelas III e IV mostram os dados principais dos magnéticos utilizados.

**TABELA III**

Parâmetros do indutor

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	E30/15/7
Entreferro do núcleo	0,054 cm
Número de espiras	14
Indutância obtida	29,6 $\mu H$

**TABELA IV**

Parâmetros do transformador

Parâmetro	Valor
Núcleo utilizado	E42/21/20
Número de espiras do primário	7
Número de espiras do secundário	105

## IV. RESULTADOS

Nesta seção serão demonstrados os resultados obtidos por meio de simulação e testes experimentais. Eles serão divididos entre resultados em malha aberta e em malha fechada.

Para os testes em bancada, foram confeccionados os

magnéticos em seguida foi desenvolvido um protótipo baseado no circuito completo que pode ser visto no Apêndice B. O protótipo final pode ser visto na Figura 8.

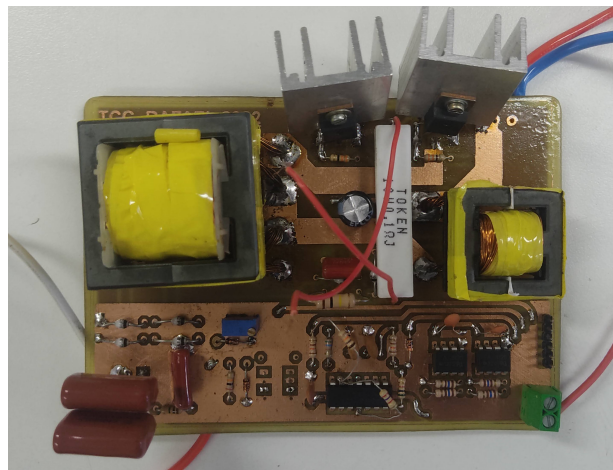


Fig. 8. Protótipo final. Do autor

#### A. Malha aberta

Para os testes em malha aberta, não foi possível testar o conversor com potência nominal, visto que a fonte de tensão utilizada para fornecer a tensão de entrada possui um limite de corrente de 6 A, enquanto que o conversor em potência nominal possui corrente de entrada de 8,33 A. Devido a isso, foram utilizadas como carga duas lâmpadas incandescentes de 60W/220V em série, o que corresponde a uma resistência de carga de 1,61 k $\Omega$ .

Durante os testes práticos, inicialmente foi alimentado o circuito responsável pelo chaveamento dos interruptores, que ocorreu com um *duty cycle* de 0,55, e posteriormente a tensão de entrada foi aumentada gradativamente até chegar ao valor nominal de 24 V.

Para as simulações foram consideradas as quedas de tensão nos diodos, além da  $R_{DS(on)}$  e a queda de tensão do diodo referente aos MOSFETs. As Figuras 9 e 10 mostram a tensão de bloqueio nas chaves na simulação e na prática, respectivamente.

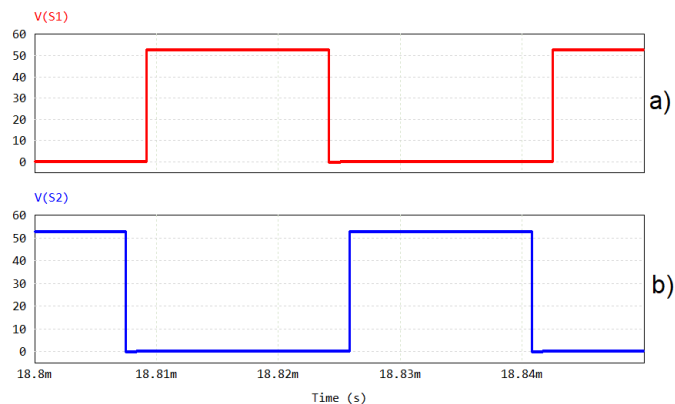


Fig. 9. Tensão de bloqueio das chaves simuladas. a) S1; b) S2. Do autor

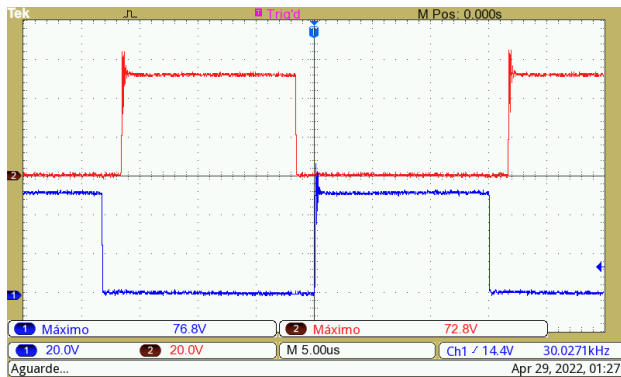


Fig. 10. Tensão de bloqueio das chaves S1 (sinal vermelho) e S2 (sinal azul) medidas. Do autor

Nota-se que os resultados práticos e simulados estão muito próximos, com exceção dos picos de tensão presentes nos resultados práticos, que ocorrem no instante em que a chave abre, devido a energia armazenada nas indutâncias de dispersão do transformador. Contudo, a tensão máxima nas chaves é de 76,8 V respeitando os limites suportados pelo MOSFET. Nas Figuras 11 e 12 podem ser vistos os resultados simulados e práticos referentes a tensão de entrada e corrente no indutor.

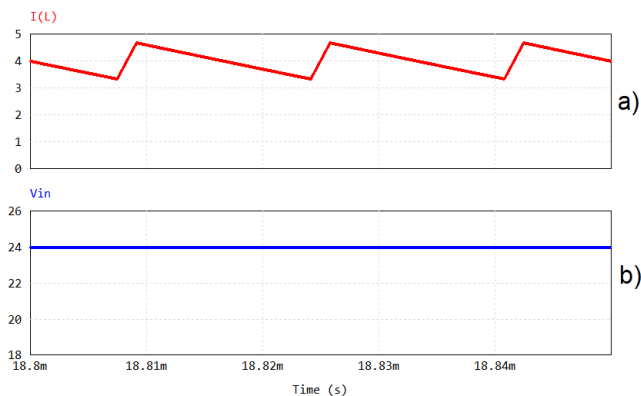


Fig. 11. a) Corrente no indutor simulada; b) Tensão de entrada simulada. Do autor.



Fig. 12. Tensão de entrada (sinal azul) e corrente no indutor (sinal vermelho) medidas. Do autor.

Com relação a corrente no indutor, pode-se notar uma diferença de aproximadamente 0,30 A entre os resultados práticos e simulados. Um fator que influencia nessa diferença é a diferença entre o número de espiras projetado e real, principalmente no transformador, que podem ocorrer durante a construção dos magnéticos, e que afetam diretamente a corrente no indutor. As Figuras 13 e 14 mostram os resultados obtidos por meio de simulação e testes práticos, referentes a tensão e a corrente de saída.

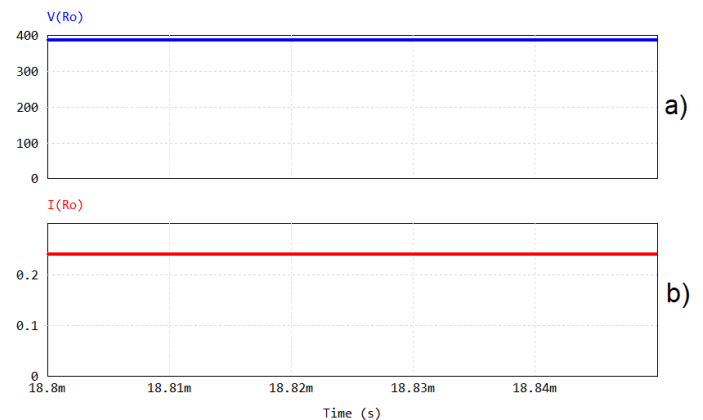


Fig. 13. a) Tensão de saída simulada; b) corrente de saída simulada. Do autor.

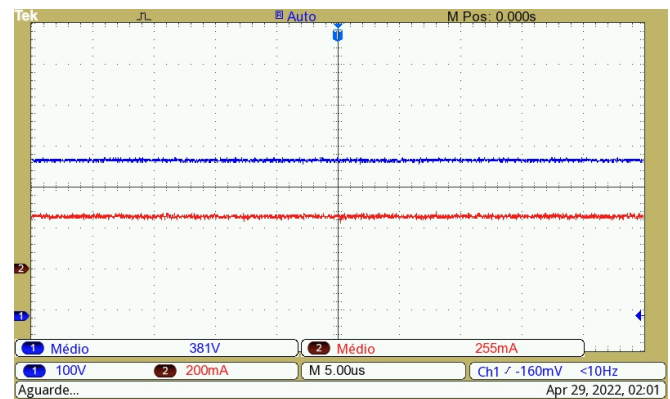


Fig. 14. Tensão (sinal azul) e corrente (sinal vermelho) de saída medidas. Do autor.

Com relação a tensão de saída, o valor simulado é de 389 V, resultado ligeiramente maior que o medido, o que pode ocorrer principalmente devido as perdas do conversor, as quais afetam diretamente a tensão na saída.

Para a corrente de saída, o valor simulado foi de 241 mA, sendo este menor que o valor real, onde é válida a mesma explicação para o caso da corrente na entrada. As Figuras 15 e 16 mostram os resultados obtidos com relação a ondulação de tensão na saída.

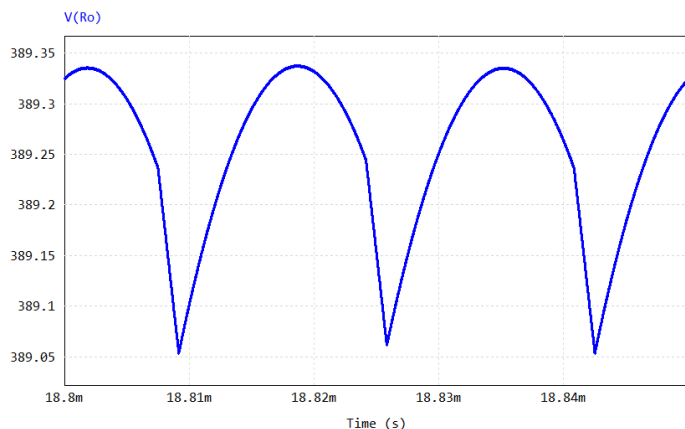


Fig. 15. Ondulação de tensão na saída simulada. Do autor.

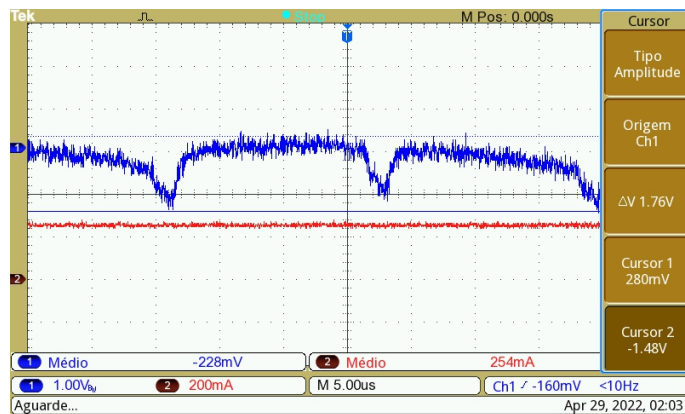


Fig. 16. Ondulação de tensão na saída medida. Do autor.

Pode-se perceber que a ondulação de tensão medida foi superior a simulada, contudo o resultado prático está abaixo da ondulação adotada durante o projeto do conversor, respeitando assim os requisitos de projeto. A tabela V mostra todos os resultados teóricos, simulados e medidos das principais grandezas medidas.

**TABELA V**  
Resultados Obtidos

Grandeza	Calculado	Simulado	Medido
$V_{S1,S2,MAX}$	53,33 V	52,95 V	76,8 V
$I_L$	4,13 A	4,02 A	4,32 A
$I_o$	248 mA	241 mA	255 mA
$V_o$	400 V	389 V	381 V
$\Delta V_C$	0,187 V	0,270 V	1,76 V

### B. Malha Fechada

Para a malha fechada, não foi possível testar o funcionamento do conversor em sua aplicação final devido a limitações de equipamentos, visto que seria necessário uma fonte de tensão constante de 400 V conectada à saída, a qual não estava disponível. Contudo, foi possível validar o funcionamento do

controle por meio de simulação, conforme visto na Figura 17.

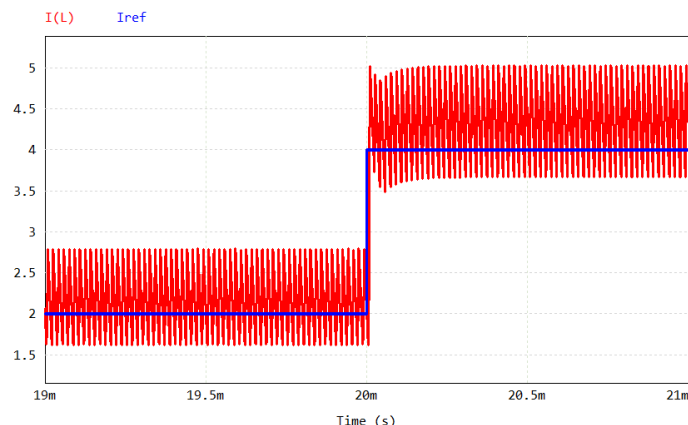


Fig. 17. Corrente no indutor em malha fechada simulada. Do autor.

Para a simulação, foi implementado o sistema conforme visto no diagrama de blocos da Figura 7 utilizando o controlador descrito na Equação (24). Como pode-se perceber, a corrente rastreia a referência havendo um pequeno erro de regime, este devido ao circuito de instrumentação.

De modo a validar o funcionamento do controlador na prática, o mesmo foi implementado no circuito utilizando uma carga resistiva, que consistiu em 3 lâmpadas 60W/220V conectadas em série, com uma resistência de carga de 2,42 k $\Omega$ . Com este tipo de carga, o conversor sofre de problemas relacionados a saturação do sinal de controle e limitação da corrente de entrada.

Essa saturação existe pois a tensão de saída referida ao primário ( $\bar{V}_o$ ) precisa ser necessariamente maior que a tensão de entrada, com o limite mínimo dessa tensão ocorrendo com um *duty cycle* de 0,50. O limite superior do sinal de controle definirá a tensão máxima de saída, a qual está diretamente relacionada a tensão máxima suportada pelos diodos retificadores e pelo capacitor de filtro. Como a corrente do indutor depende do *duty cycle*, essa saturação provoca uma limitação na corrente de entrada do conversor.

Partindo disso, para os testes feitos o limite inferior do *duty cycle* foi de 0,501 de modo a garantir o equilíbrio de energia no indutor, e o limite superior foi de 0,7 garantindo assim uma tensão de saída máxima de 450 V, respeitando os limites suportados pelos componentes. O *firmware* implementado no microcontrolador pode ser visto no Apêndice C. A Figura 18 mostra o comportamento da tensão de saída média (sinal em azul) e corrente no indutor média (sinal em vermelho).

A referência inicial de corrente foi de 5 A e após determinado tempo, a mesma foi alterada para 4 A. Como pode-se perceber, apesar de o controle ser lento, com um tempo de assentamento de aproximadamente 1 s, a corrente média está rastreando a referência. Também é possível observar a variação da tensão devido a variação do sinal de controle.



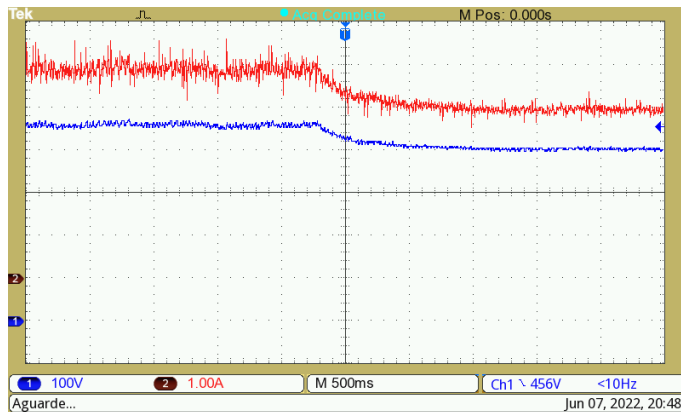
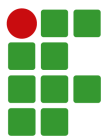


Fig. 18. Corrente no indutor (sinal vermelho) e tensão de saída (sinal azul) em malha fechada medidas. Do autor.

## V. CONCLUSÃO

A aplicação de um conversor CC-CC como interface para o teste de *drivers* de LED exige do circuito dois pontos principais. Um deles é o controle da corrente de entrada, pois, partindo do pressuposto que o *driver* fornecerá uma tensão CC constante, a corrente na entrada do conversor definirá a potência consumida pelo mesmo, e consequentemente a potência fornecida pelo *driver*.

Além disso, a tensão de saída do conversor precisa ser alta o suficiente de modo que, ao ser conectada ao *link* CC do conversor regenerativo, faça com que o mesmo entre em modo regenerativo. A partir dos resultados obtidos, pode-se concluir que a topologia proposta é capaz de atender os requisitos citados.

Os resultados em malha aberta comprovam o alto ganho de tensão do conversor, este que ocorre principalmente devido a existência do transformador no circuito. O controle de corrente do conversor se mostrou eficaz, principalmente quando considerada a aplicação final, visto que o fato de a tensão de saída ser mantida constante, faz com que a planta de corrente do conversor se torne simples, facilitando o projeto e implementação do sistema de controle. Além disso, na planta simplificada, não ocorrem a saturação do sinal de controle e a limitação de corrente de entrada.

A implementação do controlador de forma digital, se mostrou eficaz, principalmente devido a facilidade na variação dos parâmetros do controlador e da referência. Contudo, devido as limitações do processador do microcontrolador utilizado, foi preciso adotar um controle com dinâmica mais lenta.

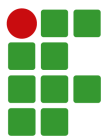
Dentre as dificuldades encontradas pode-se citar as limitações relacionadas a equipamentos utilizados. Uma delas relacionada a fonte de tensão utilizada na entrada, que não foi capaz de fornecer toda a corrente necessária para os testes com potência nominal. Além disso, não havia nenhuma fonte ou conversor que pudesse ser utilizada como carga, de modo a simular a aplicação final, sendo esta etapa validada por meio de simulação.

Como sugestões para trabalhos futuros, a principal delas seria a implementação do conversor com sua saída conectada

de fato a um conversor regenerativo, podendo assim observar o comportamento do circuito na sua aplicação final. Além disso, pode-se adotar para o controle um microcontrolador com maior capacidade de processamento, visando a implementação de um controlador com dinâmica mais rápida.

## REFERÊNCIAS

- [1] G. G. Pereira, *et al.*, *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, 2017.
- [2] D. A. F. Pedroso, *Desenvolvimento de uma carga eletrônica CC regenerativa para ensaio de bancos de baterias*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2010.
- [3] I. Barbi, *RETIFICADOR MONOFÁSICO COM CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA EMPREGANDO O CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE*, Universidade Federal de Santa Catarina, 2006.
- [4] R. L. Andersen, I. Barbi, “A three-phase current-fed push-pull DC-DC converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 2, pp. 358–368, 2009.
- [5] M. K. d. L. Vieira, *et al.*, *Modelo de espaço de estados realimentado para controle de Um PUSH-PULL de corrente em sistemas fotovoltaicos.*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal da Paraíba, 2015.
- [6] M. T. Peraça, *et al.*, *Conversores CC-CC elevadores para aplicação em equipamentos de refrigeração*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2002.
- [7] F. J. Silva, *et al.*, *Estudo de um conversor push-pull alimentado em corrente com grampeamento ativo*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 1998.
- [8] H. de Pellegrini, L. M. Neto, “Modelagem de um conversor push-pull com entrada em corrente”, *Links*, vol. 1, no. 1-2013.
- [9] C. L. Ebert, *et al.*, *Projeto de elementos magnéticos planares utilizados em fontes de alimentação chaveadas visando a redução das perdas de energia*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.
- [10] I. Barbi, C. H. I. Font, R. L. Alves, “Projeto físico de indutores e transformadores”, *Documento Interno (INEP-2002)*, 2002.
- [11] I. Barbi, *Eletrônica de potência: Projeto de fontes chaveadas*, Edição do autor, 2007.



APÊNDICE A - PLANILHA DE CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO CONVERSOR

Parâmetros de Projeto

$P := 200W$	Potência de entrada
$V_{in} := 24V$	Tensão CC de entrada
$I_{in} := \frac{P}{V_{in}} = 8.333A$	Corrente de entrada
$V_o := 400.V$	Tensão CC de saída
$I_o := \frac{P}{V_o} = 500.mA$	Corrente de saída
$f_s := 30000Hz$	Frequência de chaveamento
$D := 0.55$	Duty Cycle
$\Delta I_L := 0.2 \cdot I_{in} = 1.667A$	Ondulação de corrente no indutor
$\Delta V_C := 0.01 \cdot V_o = 4.V$	Ondulação de tensão no capacitor

Modo de condução: Contínua

Parâmetros de Projeto

Características de Transferência

$d := 2 \cdot D - 1 = 0.1$	Razão Cíclica
$q := \frac{1}{1-d} = 1.111$	Ganho estático
$V_{o} := V_{in} \cdot q = 26.667.V$	Tensão da carga referida ao primário

Características de Transferência

Grandezas do Conversor

Relação de Transformação	Indutor de entrada	Capacitor de saída
$n := \frac{V_o}{V_{in}}$	$L := \frac{V_{in} \cdot d}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L}$	$C := \frac{I_o \cdot d}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_C}$
<b><math>n = 0.067</math></b>	<b><math>L = 24 \cdot \mu H</math></b>	<b><math>C = 208.333 \cdot nF</math></b>

Grandezas do Conversor

Esforços de Corrente

Corrente média no indutor	Corrente eficaz no indutor	Corrente máxima no indutor
$I_{Lmed} := \frac{I_o}{n \cdot (1-d)}$	$I_{Lef} := I_{Lmed}$	$I_M := I_{Lmed} + \frac{\Delta I_L}{2}$
<b><math>I_{Lmed} = 8.333A</math></b>	<b><math>I_{Lmed} = 8.333A</math></b>	<b><math>I_M = 9.167A</math></b>
Corrente med. nas chaves	Corrente ef. nas chaves	Corrente max. nas chaves
$I_{Smed} := \frac{I_{Lmed}}{2}$	$I_{Sef} := \frac{I_{Lmed} \cdot \sqrt{2-d}}{2}$	$I_{SM} := I_M$
<b><math>I_{Smed} = 4.167A</math></b>	<b><math>I_{Sef} = 5.743A</math></b>	<b><math>I_{SM} = 9.167A</math></b>



APÊNDICE A - PLANILHA DE CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO CONVERSOR

Corrente med. nos diodos

$$I_{Dmed} := \frac{I_o}{2}$$

$$I_{Dmed} = 250 \cdot \text{mA}$$

Corrente ef. nos diodos

$$I_{Def} := \frac{I_o}{\sqrt{2 \cdot (1 - d)}}$$

$$I_{Def} = 372.678 \cdot \text{mA}$$

Corrente max. nos diodos

$$I_{Dmax} := n \cdot \left( I_{Lmed} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)$$

$$I_{Dmax} = 0.611 \text{ A}$$

Esforços de Corrente

Projeto do indutor

$$B_M := 0.3 \text{ T}$$

Densidade de fluxo magnético máxima

$$J_M := 450 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Densidade de corrente elétrica máxima

$$k := 0.7$$

Fator de enrolamento

$$\mu_0 = 1 \cdot \mu_0$$

Permeabilidade magnética do ar

$$A_e A_{w_{ind}} := \frac{L \cdot I_M^2}{k \cdot B_M \cdot J_M}$$

Produto  $A_e A_w$

$$A_e A_{w_{ind}} = 0.213 \cdot \text{cm}^4$$

Adotando núcleo E30/15/7

$$A_{e_{ind}} := 0.526 \text{ cm}^2$$

Área de seção transversal do núcleo

$$A_{w_{ind}} := 0.876 \text{ cm}^2$$

Área da janela

$$N_{indutor} := \frac{L \cdot I_M}{B_M \cdot A_{e_{ind}}}$$

$$N_{indutor} = 13.942$$

$$N_{indutor} := 14$$

Número de espiras do indutor

$$l_{g_{ind}} := \frac{N_{indutor}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{e_{ind}}}{L}$$

$$l_{g_{ind}} = 0.054 \cdot \text{cm}$$

Entreferro do núcleo

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{30000}} = 0.043$$

Profundidade max penetração.

$$S_{cond27} := 0.001021 \text{ cm}^2$$

Condutor adotado: AWG27

$$S_{fio} := \frac{I_{Lef}}{J_M} = 0.019 \cdot \text{cm}^2$$

Seção mínima necessária baseado na corrente

$$n_{cond} := \frac{S_{fio}}{S_{cond27}} = 18.138$$

$$n_{cond} := 18$$

Número condutores em paralelo

$$S_{condiso} := 0.001344 \text{ cm}^2$$

Seção do condutor com isolamento

$$k_u := \frac{N_{indutor} \cdot S_{condiso} \cdot n_{cond}}{A_{w_{ind}}} = 0.387$$

Fator de ocupação



APÊNDICE A - PLANILHA DE CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO CONVERSOR

**Perdas no indutor**

$$\begin{aligned} \rho_{\text{fio}} &:= 1.72 \cdot 10^{-8} \quad \Omega \cdot \text{m} & K_h &:= 4 \cdot 10^{-5} \\ l_{\text{espira}} &:= 0.035 \quad \text{m} & K_f &:= 4 \cdot 10^{-10} \\ N_{\text{indutor}} &= 14 & V_{\text{núcleo}} &:= 0.000004 \text{ m}^3 \\ n_{\text{cond}} &= 18 & \Delta B &:= 0.3 \quad \text{T} \\ f_s &:= 30000 \quad \text{Hz} & S_{\text{cond27}} &:= 0.0000002021 \text{ m}^2 \end{aligned}$$

$$R_{\text{cobre}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{\text{indutor}}}{n_{\text{cond}} \cdot S_{\text{cond27}}} = 2.317 \times 10^{-3} \quad \Omega \quad \text{Resistência do cobre}$$

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{\text{Lef}}^2 \frac{1}{A^2} = 0.161 \quad \text{W} \quad \text{Perdas no cobre}$$

$$R_{\text{núcleo}} := 23 \cdot (A_{\text{e\_ind}} \cdot A_{\text{w\_ind}})^{-0.37} \frac{1}{\text{cm}^{-0.37.4}} = 30.636 \quad \Omega \quad \text{Resistência do núcleo}$$

$$P_{\text{núcleo}} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_{\text{núcleo}} = 3.47 \times 10^{-7} \quad \text{W} \quad \text{Perdas no nucleo}$$

**Elevação de temperatura**

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{núcleo}}) \cdot R_{\text{núcleo}} = 4.929 \quad ^\circ\text{C}$$

☒ Projeto do indutor

☒ Projeto do Transformador

$$\begin{aligned} \eta &:= 0.95 & \text{Rendimento} \\ k_{p1\_tr} &:= 0.25 & \text{Os dois enrolamentos primários ocupam metade da área total do cobre} \\ k_{p2\_tr} &:= 0.25 \\ k_{s\_tr} &:= 0.5 & \text{O enrolamento secundário ocupa o restante da área total} \\ k_{w\_tr} &:= 0.7 & \text{O cobre total não pode ocupar mais do que 70\% da área de janela total} \end{aligned}$$

$$f_s := 30000 \text{ Hz} \quad J_M := 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad B_M := 0.047 \text{ T}$$

$$A_e A_{w_{tr}} := \frac{V_{in} \cdot d \cdot (1.2 \cdot I_{\text{Sef}})}{k_{w\_tr} \cdot k_{p1\_tr} \cdot J_M \cdot B_M \cdot f_s \cdot \eta}$$

$$A_e A_{w_{tr}} = 2.016 \cdot \text{cm}^4$$

Adotando Núcleo E 42/21//20

$$A_{e\_tr} := 2.44 \text{ cm}^2$$

$$A_{w\_tr} := 2.091 \text{ cm}^2$$

$$N_{p1} := \frac{V_{in} \cdot d}{A_{e\_tr} \cdot B_M \cdot f_s}$$

$$N_{p1} = 6.976$$

Número de espiras dos enrolamentos primários

$$N_{p1} := 7$$

$$N_{p2} := N_{p1} = 7$$



APÊNDICE A - PLANILHA DE CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO CONVERSOR

$$n_{tr} := \frac{1}{15}$$

$$n_{tr} = 0.067$$

Relação de transformação no projeto do trafo

$$N_s := \frac{N_{p1}}{n_{tr}}$$

$$N_s = 105$$

Número de espiras do enrolamento secundário

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{30000}} = 0.043$$

Profundidade max penetração.

$$S_{cond27} := 0.001021 \text{ cm}^2$$

Área de cobre do condutor AWG27

$$S_{fiop} := \frac{I_{sef}}{J_M} = 0.016 \cdot \text{cm}^2$$

Seção mínima necessária para o primário

$$S_{fios} := \frac{I_o}{J_M} = 1.429 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

Seção mínima necessária para o secundário

$$n_{condp} := \frac{S_{fiop}}{S_{cond27}} = 16.072$$

Número condutores em paralelo para o primário

$$n_{condp} := 16$$

$$n_{conds} := \frac{S_{fios}}{S_{cond27}} = 1.399$$

Número condutores em paralelo para o secundário

$$n_{conds} := 2$$

$$S_{condiso} := 0.001344 \text{ cm}^2$$

Área do condutor com isolamento

$$A_{w\_tr} = 2.091 \cdot \text{cm}^2$$

$$k_u := \frac{(2N_{p1} \cdot S_{condiso} \cdot n_{condp}) + (N_s \cdot n_{conds} \cdot S_{condiso})}{A_{w\_tr}} = 0.279$$

Fator de ocupação

**Perdas no Transformador**

$$\rho_{fi} := 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$$

$$K_h := 4 \cdot 10^{-5}$$

$$I_{espira\_p} := 0.081 \text{ m}$$

$$K_f := 4 \cdot 10^{-10}$$

$$I_{espira\_s} := 0.081 \text{ m}$$

$$V_{núcleo\_t} := 0.0000233 \text{ m}^3$$

$$N_p := 7$$

$$\Delta B := 0.047 \text{ T}$$

$$N_s = 105$$

$$S_{cond27} := 0.0000002021 \text{ m}^2$$

$$n_{condp} := 16$$

$$f_s := 30000 \text{ Hz}$$

$$n_{conds} := 2$$

$$R_{cobre\_p} := \frac{2 \cdot \rho_{fi} \cdot I_{espira\_p} \cdot N_p}{n_{condp} \cdot S_{cond27}} = 6.032 \times 10^{-3} \Omega$$

Resistência dos enrolamentos primários

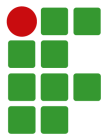
$$R_{cobre\_s} := \frac{\rho_{fi} \cdot I_{espira\_s} \cdot N_s}{n_{conds} \cdot S_{cond27}} = 0.362 \Omega$$

Resistência do enrolamento secundário

$$P_{cobre} := (R_{cobre\_p} \cdot I_{Lef}^2 + R_{cobre\_s} \cdot I_o^2) \cdot \frac{1}{A^2} = 0.509 \text{ W}$$

Perdas no cobre





APÊNDICE A - PLANILHA DE CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO CONVERSOR

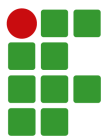
$$R_{\text{núcleo}} := 23 \cdot (A_{e\_tr} \cdot A_{w\_tr})^{-0.37} \cdot \frac{1}{\text{cm}^{-0.374}} = 12.585 \quad \Omega \quad \text{Resistência do núcleo}$$

$$P_{\text{núcleo}} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_{\text{núcleo}_t} = 2.363 \times 10^{-8} \quad \text{W} \quad \text{Perdas no núcleo}$$

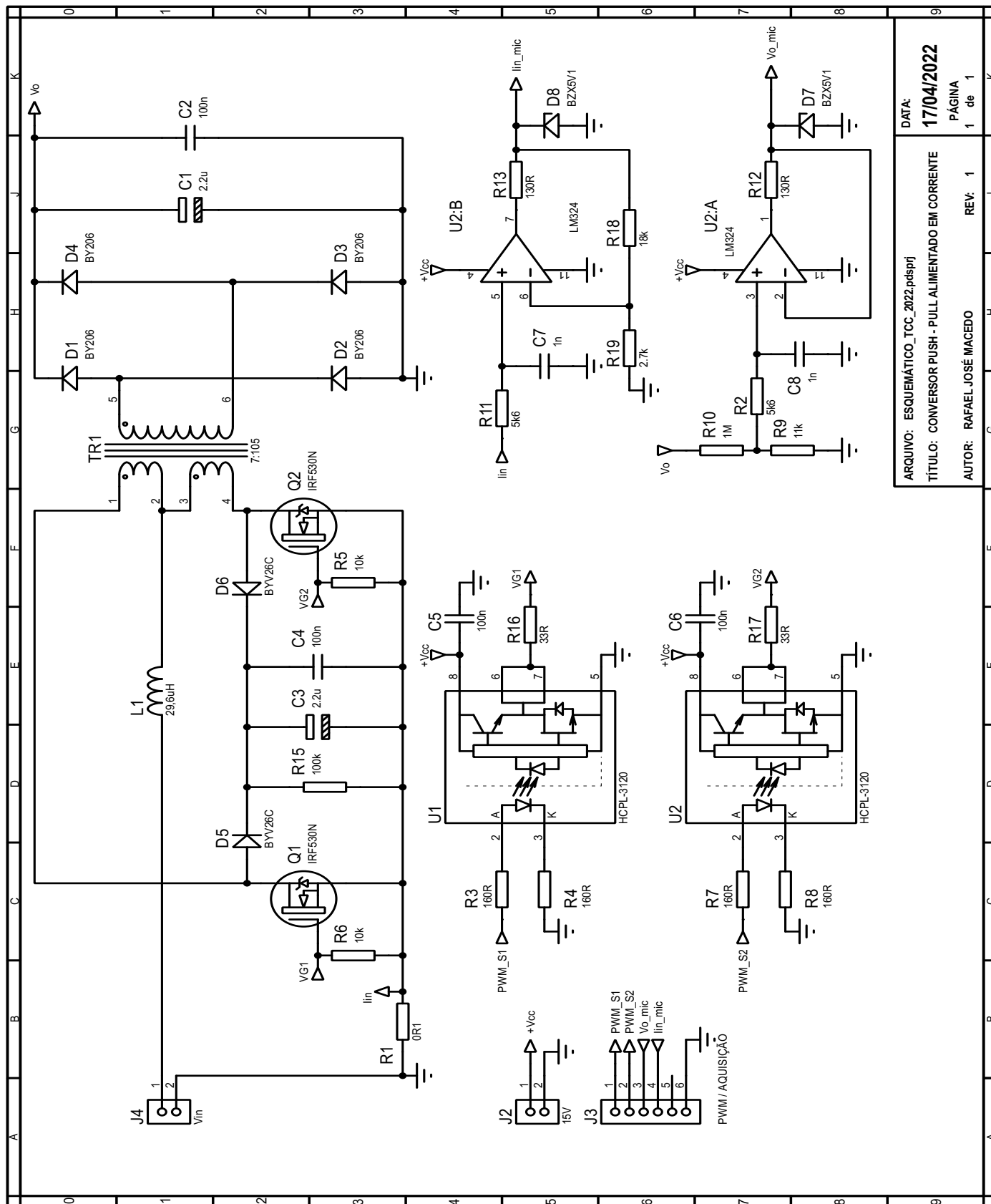
**Elevação de temperatura**

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{núcleo}}) \cdot R_{\text{núcleo}} = 6.41 \quad ^\circ\text{C} \quad \text{Elevação de temperatura}$$

☐ Projeto do Transformador



APÊNDICE B - ESQUEMÁTICO COMPLETO DO CONVERSOR



ARQUIVO: ESQUEMÁTICO_TCC_2022.pdspj	DATA: 17/04/2022
TÍTULO: CONVERSOR PUSH - PULL ALIMENTADO EM CORRENTE	PÁGINA 1 de 1
AUTOR: RAFAEL JOSÉ MACEDO	REV: 1



### APÊNDICE C - *FIRMWARE* DO MICROCONTROLADOR

```
#include <TimerThree.h> //inclusão da biblioteca timer 3

//Declaração de variáveis

// variáveis para o controle
volatile double kp = 0.005; // Ganho kp
volatile double td = 0; // Tempo derivativo
volatile double ti = 0.0302114; // Tempo integral
volatile double e = 0; // e(k) erro atual
volatile double e_ant = 0; // e(k-1) erro da amostra anterior
volatile double e_ant2 = 0; // e(k-2) erro há duas amostras anteriores
volatile double du = 0; // variação do sinal de controle
volatile double u = 0; // u(k) sinal de controle atual
volatile double u_ant = 0; // u(k-1) sinal de controle da amostra anterior
volatile double dt = 0.000400; // Período de amostragem
volatile double r0 = kp + kp * td / dt; // variável para cálculo do sinal de controle
volatile double r1 = -kp + (dt * kp / ti); // variável para cálculo do sinal de controle
volatile double r2 = kp * td / dt; // variável para cálculo do sinal de controle
volatile double lim_sup = 0.7; // limite superior do sinal de controle
volatile double lim_inf = 0.501; // limite inferior
volatile double u_pwm = 0; // Sinal de controle convertido para PWM
volatile double Iref = 0; // Corrente de Referência
volatile double Iin = 0; // Corrente convertida

//Leituras
double Iin_leitura = 0; // Corrente lida
double val = 0; // Variável para controle de referência

void setup() {
    Serial.begin(9600); //Habilita Comunicação Serial a uma taxa de 9600 bauds.
    Timer3.initialize(400); //Período de amostragem em us
    Timer3.attachInterrupt(controlePID); //Seleciona a interrupção que vai executar

    //Configurações para defasagem e definição da frequência do sinal PWM
    TCCR1A = 0b10101010;
    TCCR1B = 0b00011001;
    ICR1 = 528;

    TCCR4A = 0b10101010;
    TCCR4B = 0b00011001;
    ICR4 = 528;

    TCNT1 = 261;
    TCNT4 = 0;

    // Configura o pino digital 36 como entrada
    pinMode(36, INPUT);
}

// Função map para variáveis tipo double
double mapf(double val, double in_min, double in_max, double out_min, double out_max) {
    return (val - in_min) * (out_max - out_min) / (in_max - in_min) + out_min;
}

void loop() {
    Iin_leitura = analogRead(A1); //Leitura do sinal de corrente
    Iin = (Iin_leitura * 5 * 6) / (1023 * 5); //Conversão D/A (0 a 1023 --> 0 a 5V)
    //Conversão para corrente (0 a 5V --> 0 a 6A)

    if (u > lim_sup) { //Saturação do sinal de controle
        u = lim_sup;
    } else if (u < lim_inf) {
        u = lim_inf;
    }
}
```



### APÊNDICE C - *FIRMWARE* DO MICROCONTROLADOR

```
u_pwm = mapf(u, 0.501, 0.7, 265 , 369);    //Conversão do sinal de controle para o intervalo
aceito pela função analogWrite
analogWrite(11, u_pwm);                    //PWM chave S1
analogWrite(6, u_pwm);                     //PWM chave S2

//Variação da referência

val = digitalRead(36);
if (val == HIGH) {
    Iref = 5 ;                             //Corrente de Referência --> 5 A
} if (val == LOW) {
    Iref = 4;                             //Corrente de Referência --> 4 A
}
}

// Função que a interrupção de tempo executará
void controlePID() {
    //Controle
    e = Iref - Iin;
    du = r0 * e + r1 * e_ant + r2 * e_ant2;
    u = du + u_ant;

    //Atualização das variáveis de controle
    e_ant2 = e_ant;
    e_ant = e;
    u_ant = u;
}
```

**RAFAEL JOSÉ MACEDO**

**CONVERSOR PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE APLICADO A ENSAIO DE DRIVERS  
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, 28 de Junho de 2022.

---

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

---

Prof. Msc. Rogério Luiz Nascimento  
IFSC – Campus Jaraguá do Sul – Rau

---

Prof. Eng. Matheus Montagner  
WEG Automação





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 30/06/2022 às 11:18:45 (GMT -3:00)

TermoDeAprovacao\_TCC\_EngEletrica\_IFSC\_JGS\_RAU\_28062022\_RAFAEL JOSÉ  
MACEDO

 ID única do documento: #bcd0e484-50f9-4410-a0c0-81d5d0c44d95

Hash do documento original (SHA256): 8eedeb0910618a93a9f8cda6761e94392426661a189cd744953568ff4648428e

Este Log é exclusivo ao documento número #bcd0e484-50f9-4410-a0c0-81d5d0c44d95 e deve ser considerado parte do mesmo, com os efeitos prescritos nos Termos de Uso.

## Assinaturas (3)

- ✓ **Rogério Luiz Nascimento (Participante)**  
Assinou em 30/06/2022 às 08:46:41 (GMT -3:00)
- ✓ **Matheus Montagner (Participante)**  
Assinou em 01/07/2022 às 12:00:22 (GMT -3:00)
- ✓ **Rodrigo José Piontkewicz (Participante)**  
Assinou em 30/06/2022 às 09:13:39 (GMT -3:00)

## Histórico completo

### Data e hora

30/06/2022 às 12:13:39  
(GMT -3:00)

### Evento

Rodrigo José Piontkewicz (Autenticação: e-mail  
rodrigo.piontkewicz@ifsc.edu.br; IP: 191.36.54.145) assinou.  
Autenticidade deste documento poderá ser verificada em [https://  
verificador.contraktor.com.br](https://verificador.contraktor.com.br). Assinatura com validade jurídica conforme  
MP 2.200-2/01, Art. 10º, §2.



**Data e hora**

30/06/2022 às 11:46:41  
(GMT -3:00)

**Evento**

Rogério Luiz Nascimento (Autenticação: e-mail rogerio.nascimento@ifsc.edu.br; IP: 191.36.54.145) 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.

30/06/2022 às 11:18:45  
(GMT -3:00)

Rodrigo José Piontkewicz solicitou as assinaturas.

01/07/2022 às 15:00:22  
(GMT -3:00)

Matheus Montagner (Autenticação: e-mail matheus.mtg60@gmail.com; IP: 177.25.253.216) 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.