

PROJETO E MONTAGEM DE FONTE CHAVEADA TIPO FLYBACK COM QUATRO SAÍDAS DE TENSÃO CONTROLADAS

COSTA, Thiago Fernandes da¹
JACOMINI, Sandro²
SILVA JUNIOR, Osni³
ZANCHET, Ederson⁴

RESUMO

Este artigo possui como objetivo principal projetar um conversor *Flyback* com 4 saídas de tensão, apresentar cálculos, explicação de como é feita a conversão da energia elétrica pelo transformador e caminho percorrido pela tensão de entrada até a sua saída. Sendo sua maior característica necessária a estabilidade com que a tensão de saída seja executada. Durante o relatório estarão inclusas análises das formas de onda, origem dos dados e equações utilizadas.

PALAVRAS-CHAVE: estabilidade, conversor, energia elétrica.

DESIGN AND ASSEMBLY OF FLYBACK TYPE FLUSHED SOURCE WITH FOUR CONTROLLED VOLTAGE OUTPUTS

ABSTRACT

This article aims to design a *Flyback* converter with 4 voltage outputs, to present calculations, an explanation of how the conversion of electric energy by the transformer and the path traveled by the input until your output voltage. Its greatest characteristic is the stability with which the output voltage is executed. Waveform analysis, data source and equations will be included during the report.

KEYWORDS: stability, converter, electric power.

1. INTRODUÇÃO

Segundo BARBI (1998) as fontes chaveadas começaram a serem desenvolvidas na década de 60 com o intuito de diminuir o volume ocupado pelos equipamentos eletrônicos da época, seu uso se deu nas áreas da: computação, telecomunicação, eletrodomésticos, equipamentos médicos, satélites, equipamentos militares e na aeronáutica.

Seu principal uso é como: fontes de alimentação de energia elétrica, acionamento de motores elétricos e sistemas de geração No-Break.

O conversor pode ser nomeado de *Buck-Boost* isolado por possuir uma arquitetura equivalente ao conversor *Buck-Boost*, porém, com a vantagem de ser isolado galvanicamente, isto é, apresenta um transformador isolando o sistema.

¹Estudante de engenharia Elétrica no Centro Universitário Assis Gurgacz. E-mail: tfc1490@gmail.com;

²Estudante de engenharia Elétrica no Centro Universitário Assis Gurgacz. E-mail: sandrojac@gmail.com;

³ Estudante de engenharia Elétrica no Centro Universitário Assis Gurgacz. E-mail: osnijr96@gmail.com;

⁴Engenheiro e professor de Controle e Automação professor no Centro Universitário Assis Gurgacz. E-mail: ederson.zt@gmail.com;

Um conversor *Flyback* ou *Buck-Boost* isolado, é um sistema, formado por semicondutores (diodos e transistores) de potência operando como interruptores, enquanto os indutores e capacitores controlam o fluxo de potência elétrica da fonte de entrada para a fonte de saída.

O *Flyback* é um tipo de conversor que pode ser utilizado para corrente alternada transformada em corrente contínua (AC-CC), e corrente contínua em corrente contínua (CC-CC) em uma diferente grandeza, em nosso artigo vamos utilizar um transformador AC-CC.

2. DESCRIÇÃO DO PROJETO

O projeto a ser desenvolvido consiste em um conversor *Flyback* operando em modo de condução descontínua, isto é a corrente do indutor não é persistente ao longo do ciclo completo e atinge o nível zero antes mesmo do final do período. O indutor acoplado será composto de um enrolamento primário e quatro enrolamentos secundários. Para o chaveamento será utilizado um transistor do tipo MOSFET, e para o controle o microcontrolador ATMEGA328P.

Tal conversor apresenta as seguintes especificações:

- Tensão de entrada em corrente alternada de 220V, com variação de até 15%;
- Tensões de saída em corrente contínua de 12V, 24V, 36V e 48V;
- Potência de 150W;
- Frequência de chaveamento fixa em 31,25kHz;
- Rendimento do conversor de 0.8;

3. CÁLCULO E VIABILIDADE DO PROJETO

Figura 01- Código de cálculo e viabilidade realizado no *software Mathcad*.

Especificações:

$V_i := 310 \text{ V}$	Tensão de entrada (valor de pico em 220V)
$V_{o1} := 12 \text{ V}$	Tensão de saída 12V
$V_{o2} := 24 \text{ V}$	Tensão de saída 24V
$V_{o3} := 36 \text{ V}$	Tensão de saída 36V
$V_{o4} := 48 \text{ V}$	Tensão de saída 48V
$P_o := 150 \text{ W}$	Potência do conversor
$f_s := 31250 \text{ Hz}$	Frequência de comutação
$\eta := 0.8$	Rendimento do conversor
$\Delta V_{Co1} := 0.05 V_{o1} = 0.6$	Ondulação de tensão na carga (saída)
$\Delta V_{Co2} := 0.05 V_{o2} = 1.2$	
$\Delta V_{Co3} := 0.05 V_{o3} = 1.8$	
$\Delta V_{Co4} := 0.05 V_{o4} = 2.4$	

Resistividade máxima das cargas para cada saída:

$$R_{o1} := \frac{V_{o1}^2}{P_o} = 0.96 \Omega \quad R_{o2} := \frac{V_{o2}^2}{P_o} = 3.84 \Omega \quad R_{o3} := \frac{V_{o3}^2}{P_o} = 8.64 \Omega \quad R_{o4} := \frac{V_{o4}^2}{P_o} = 15.36 \Omega$$

Corrente média de saída:

$$I_{o1} := \frac{P_o}{V_{o1}} = 12.5 \text{ A} \quad I_{o2} := \frac{P_o}{V_{o2}} = 6.25 \text{ A} \quad I_{o3} := \frac{P_o}{V_{o3}} = 4.167 \text{ A} \quad I_{o4} := \frac{P_o}{V_{o4}} = 3.125 \text{ A}$$

O controle da variação da tensão de entrada é realizado com o uso de um capacitor. Considerando o caso de menor tensão da rede (220V – 15%), e calculando então o valor desse capacitor, chegamos ao valor mínimo de tensão que deve aparecer sobre o capacitor nessa condição:

Figura 02- Código de cálculo e viabilidade realizado no software Mathcad.

$$V_{in} := V_i \cdot 0.8 = 248 \text{ V}$$

$$V_{pk} := V_{in} \sqrt{2} = 350.725 \text{ V}$$

$$V_{min} := V_{pk} \cdot 0.85 = 298.116 \text{ V}$$

$$P_{in} := \frac{P_o}{\eta} = 187.5 \text{ W}$$

$$C_{in} := \frac{P_{in}}{60(V_{pk}^2 - V_{min}^2)} = 9.155 \times 10^{-5} \text{ F}$$

A razão de operação máxima (*duty-cycle*) foi estabelecida em 45%.

Razão máxima do cíclica do conversor: $D_{max} := 0.45$

$$\text{Ganho total do conversor: } a := \frac{V_{o1}}{V_i} = 0.039$$

$$\text{Corrente de pico no primário: } I_{pmax} := \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_i \cdot D_{max}} = 2.688 \text{ A}$$

Especificação do Material do Núcleo:

Densidade máxima de Fluxo: $B_{max} := 0.3 \text{ T}$

Densidade de Fluxo: $\Delta B := 0.25 \text{ T}$

Densidade de Corrente: $J_{max} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$

Fator de utilização da área do enrolamento: $k_w := 0.4$

Fator de ocupação do primário: $k_p := 0.5$

Rendimento do conversor: $\eta = 0.8$

Cálculo do Transformador:

$$\text{Dimensão do núcleo: } AeAw := \frac{1.1 \cdot P_o \cdot 10^4}{\Delta B \cdot k_w \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot f_s} \text{ AeAw} = 1.833 \text{ cm}^4$$

Núcleo a ser utilizado: E-42/20

Figura 03- Código de cálculo e viabilidade realizado no software Mathcad.

Dados do núcleo:

Área da secção transversal do núcleo: $A_e := 2.4 \text{ cm}^2$

Área da janela: $A_w := 1.57 \text{ cm}^2$

Volume do núcleo: $V_{núcleo} := 23.3 \text{ cm}^3$

Coeficiente de perdas por correntes Parasitas: $K_f := 4 \cdot 10^{-10}$

Coeficiente de perdas por Histerese: $K_h := 4 \cdot 10^{-5}$

Comprimento médio de uma espira: $MLT := 10.5 \text{ cm}$

Valor baseado nos dimensionais do núcleo E 42/20 da Thornton

Entreferro:

Permeabilidade magnética: $\mu := 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Tm}}{\text{A}}$

$\delta_N := \frac{2 \cdot \mu \cdot P_0}{\Delta B^2 \cdot A_e \cdot \eta \cdot f_s \cdot 10^{-4}}$ $\delta_N = 1.005 \times 10^{-3} \text{ m}$

$l_{entreferro} := \frac{\delta_N}{2}$ $l_{entreferro} = 5.027 \times 10^{-4} \text{ m}$

Número de espiras:

Número de espiras primário:

$N_p := \text{ceil} \left(\frac{\Delta B \cdot \delta_N}{I_{p\max} \mu} \right) = 75$

Número de espiras secundário:

$N_{s1} := \text{ceil} \left[N_p \cdot \frac{V_{o1} \cdot (1 - D_{max})}{V_i \cdot D_{max}} \right] = 4$ $N_{s2} := \text{ceil} \left[N_p \cdot \frac{V_{o2} \cdot (1 - D_{max})}{V_i \cdot D_{max}} \right] = 8$

$N_{s3} := \text{ceil} \left[N_p \cdot \frac{V_{o3} \cdot (1 - D_{max})}{V_i \cdot D_{max}} \right] = 11$ $N_{s4} := \text{ceil} \left[N_p \cdot \frac{V_{o4} \cdot (1 - D_{max})}{V_i \cdot D_{max}} \right] = 15$

Figura 04- Código de cálculo e viabilidade realizado no software Mathcad.

Relação de transformação:

$$n1 := \frac{N_{s1}}{N_p} = 0.053 \quad n2 := \frac{N_{s2}}{N_p} = 0.107 \quad n3 := \frac{N_{s3}}{N_p} = 0.147 \quad n4 := \frac{N_{s4}}{N_p} = 0.2$$

Cálculo das Correntes Envolvidas:

Corrente Eficaz no Primário:

$$I_{p_{ef}} := I_{p_{max}} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad I_{p_{ef}} = 1.041 \text{ A}$$

Corrente de Pico do Secundário:

$$I_{s_{max1}} := \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_{o1} \cdot (1 - D_{max})} = 56.818 \text{ A} \quad I_{s_{max2}} := \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_{o2} \cdot (1 - D_{max})} = 28.409 \text{ A}$$

$$I_{s_{max3}} := \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_{o3} \cdot (1 - D_{max})} = 18.939 \text{ A} \quad I_{s_{max4}} := \frac{2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_{o4} \cdot (1 - D_{max})} = 14.205 \text{ A}$$

Corrente Eficaz do Secundário:

$$I_{s_{ef1}} := I_{s_{max1}} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 22.006 \text{ A} \quad I_{s_{ef2}} := I_{s_{max2}} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 11.003 \text{ A}$$

$$I_{s_{ef3}} := I_{s_{max3}} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 7.335 \text{ A} \quad I_{s_{ef4}} := I_{s_{max4}} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 5.501 \text{ A}$$

Cálculo da bitola dos condutores:

Penetração máxima:

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \quad D_{cond} := 2 \cdot \Delta = 0.085$$

Área do cobre:

Área transversal do primário:

$$A_{cobrep} := \frac{I_{p_{ef}}}{J_{max}} = 2.314 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Figura 05- Código de cálculo e viabilidade realizado no software Mathcad.

Área transversal do secundário:

$$A_{\text{cobres1}} := \frac{I_{\text{S ef1}}}{J_{\text{max}}} = 0.049 \text{ cm}^2 \quad A_{\text{cobres2}} := \frac{I_{\text{S ef2}}}{J_{\text{max}}} = 0.024 \text{ cm}^2$$

$$A_{\text{cobres3}} := \frac{I_{\text{S ef3}}}{J_{\text{max}}} = 0.016 \text{ cm}^2 \quad A_{\text{cobres4}} := \frac{I_{\text{S ef4}}}{J_{\text{max}}} = 0.012 \text{ cm}^2$$

A bitola do condutor primário é: AWG23

$$\text{Seção do condutor nu: } S_{\text{condutor_nup}} := 0.002582 \text{ cm}^2$$

$$\text{Seção do condutor Isolado: } S_{\text{condutor_isoladop}} := 0.00322 \text{ cm}^2$$

$$\text{Resistividade do Condutor: } \rho_{\text{pfio}} := 0.000892 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Condutores Secundários 1, 2, 3 e 4 respectivamente:

	AWG10	AWG13	AWG15	AWG16
Seção do condutor nu:	0.052620 cm ²	0.026243 cm ²	0.016504 cm ²	0.013088 cm ²
Seção do condutor Isolado:	0.05872 cm ²	0.029793 cm ²	0.019021 cm ²	0.000132 cm ²
Resistividade do Condutor:	0.000044 $\frac{\Omega}{\text{cm}}$	0.00008 $\frac{\Omega}{\text{cm}}$	0.00014 $\frac{\Omega}{\text{cm}}$	0.000176 $\frac{\Omega}{\text{cm}}$

Número de condutores:

Número de condutores do primário:

$$N_{\text{condp}} := \text{round} \left(\frac{A_{\text{cobrep}}}{S_{\text{condutor_nup}}} \right) N_{\text{condp}} = 1$$

Número de condutores do secundário:

$$N_{\text{conds1}} := \text{round} \left(\frac{A_{\text{cobres1}}}{0.052620} \right) = 1 \quad N_{\text{conds2}} := \text{round} \left(\frac{A_{\text{cobres2}}}{0.026243} \right) = 1$$

$$N_{\text{conds3}} := \text{round} \left(\frac{A_{\text{cobres3}}}{0.016504} \right) = 1 \quad N_{\text{conds4}} := \text{round} \left(\frac{A_{\text{cobres4}}}{0.013088} \right) = 1$$

Figura 06- Código de cálculo e viabilidade realizado no software Mathcad.

Possibilidade de Execução:

$$A_{wminp} := \left(\frac{N_p \cdot N_{condp} \cdot S_{condutor_isoladop}}{k_w} \right) \quad A_{wminp} = 0.604 \text{ cm}^2$$

$$A_{wmins} := \left(\frac{N_{s1} \cdot 0.052620}{k_w} \right) \quad A_{wmins} = 0.526 \text{ cm}^2$$

$$\frac{A_{wminp} + A_{wmins}}{A_w} = 0.72$$

Os valores de seção de condutores foram aproximados fazendo o projeto ser aprovado

pois: $(A_{wmin}/A_w < 1)$

Comprimento do chicote:

Comprimento do chicote primário:

$$L_{pchicote} := MLT \cdot N_p = 787.5 \text{ cm}$$

Comprimento do chicote secundário:

$$L_{schicote1} := MLT \cdot N_{s1} = 42 \text{ cm} \quad L_{schicote2} := MLT \cdot N_{s2} = 84 \text{ cm}$$

$$L_{schicote3} := MLT \cdot N_{s3} = 115.5 \text{ cm} \quad L_{schicote4} := MLT \cdot N_{s4} = 157.5 \text{ cm}$$

Cálculo térmico:

Resistência de condução primário:

$$R_{pcobre} := \frac{\rho_{pfio} \cdot L_{pchicote}}{N_{condp}} = 0.702 \Omega$$

Resistência de condução do secundário:

$$R_{scobre1} := \frac{\rho_{sfio} \cdot L_{schicote1}}{N_{conds1}} = 1.848 \times 10^{-3} \Omega \quad R_{scobre2} := \frac{\rho_{sfio} \cdot L_{schicote2}}{N_{conds2}} = 3.696 \times 10^{-3} \Omega$$

$$R_{scobre3} := \frac{\rho_{sfio} \cdot L_{schicote3}}{N_{conds3}} = 5.082 \times 10^{-3} \Omega \quad R_{scobre4} := \frac{\rho_{sfio} \cdot L_{schicote4}}{N_{conds4}} = 6.93 \times 10^{-3} \Omega$$

Figura 07- Código de cálculo e viabilidade realizado no software Mathcad.

Resistencia térmica do núcleo:

$$AeAw_{lo} := Ae \cdot Aw \quad AeAw_{lo} = 3.768$$

$$R_{nucleo} := 23AeAw_{lo}^{-0.37} \quad R_{nucleo} = 14.079 \frac{\Delta^{\circ}C}{W}$$

Cálculo das Indutâncias magnetizantes do transformador:

Indutância magnetizante do primário:

$$L_p := \frac{V_i \cdot D_{max}}{I_{p_{max}} f_s} \quad L_p = 1.661 \times 10^{-3} \text{ H} \quad \text{ou} \quad L_{mp} := \frac{N_p \cdot \Delta B \cdot A_e \cdot 10^{-4}}{I_{p_{max}}} \quad L_{mp} = 1.674 \times 10^{-3} \text{ H}$$

Indutância magnetizante do secundário:

$$L_{s1} := L_p \cdot n_1^2 \quad L_{s1} = 4.724 \times 10^{-6} \text{ H}$$

$$L_{s2} := L_p \cdot n_2^2 \quad L_{s2} = 1.889 \times 10^{-5} \text{ H}$$

$$L_{s3} := L_p \cdot n_3^2 \quad L_{s3} = 3.572 \times 10^{-5} \text{ H}$$

$$L_{s4} := L_p \cdot n_4^2 \quad L_{s4} = 6.642 \times 10^{-5} \text{ H}$$

Cálculo dos Capacitores:

$$C_{o1} := \frac{D_{max} \cdot V_{o1}}{f_s \cdot R_{o1} \cdot \Delta V_{Co1}} = 3 \times 10^{-4} \text{ F} \quad C_{o2} := \frac{D_{max} \cdot V_{o2}}{f_s \cdot R_{o2} \cdot \Delta V_{Co2}} = 7.5 \times 10^{-5} \text{ F}$$

$$C_{o3} := \frac{D_{max} \cdot V_{o3}}{f_s \cdot R_{o3} \cdot \Delta V_{Co3}} = 3.333 \times 10^{-5} \text{ F} \quad C_{o4} := \frac{D_{max} \cdot V_{o4}}{f_s \cdot R_{o4} \cdot \Delta V_{Co4}} = 1.875 \times 10^{-5} \text{ F}$$

Escolha do Transistor e do Diodo:

Transistor:

Corrente de Pico no Transistor: $I_{tran_max} := I_{p_{max}} \quad I_{tran_max} = 2.688 \text{ A}$

$$\text{Corrente eficaz no Transistor: } I_{tran_ef} := \frac{V_i}{f_s \cdot L_{mp}} \cdot \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad I_{tran_ef} = 2.295 \text{ A}$$

$$\text{Corrente média no Transistor: } I_{tran_med} := \frac{V_i \cdot D_{max}}{2 \cdot f_s \cdot L_{mp}}^2 \quad I_{tran_med} = 0.6 \text{ A}$$

Figura 08- Código de cálculo e viabilidade realizado no software Mathcad.

Tensão máxima sobre o Transistor:

$$V_{tran_max1} := V_i + \frac{V_{o1}}{n1} = 535 \text{ V} \quad V_{tran_max2} := V_i + \frac{V_{o2}}{n2} = 535 \text{ V}$$

$$V_{tran_max3} := V_i + \frac{V_{o3}}{n3} = 555.455 \text{ V} \quad V_{tran_max4} := V_i + \frac{V_{o4}}{n4} = 550 \text{ V}$$

MOSFET escolhido: IRFBE30

Tensão *Drain-Gate*: $V_{DS} := 800 \text{ V}$

Tensão *Gate-Source*: $V_{GS} := 10 \text{ V}$

Resistência *Drain-Source*: $R_{DS} := 3 \Omega$

Corrente de dreno: $I_D := 4.1 \text{ A}$

Diodos:

Corrente de pico do diodo:

$$I_{diodo_max1} := I_{smax1} \quad I_{diodo_max1} = 56.818 \text{ A}$$

$$I_{diodo_max2} := I_{smax2} \quad I_{diodo_max2} = 28.409 \text{ A}$$

$$I_{diodo_max3} := I_{smax3} \quad I_{diodo_max3} = 18.939 \text{ A}$$

$$I_{diodo_max4} := I_{smax4} \quad I_{diodo_max4} = 14.205 \text{ A}$$

Corrente eficaz no diodo:

$$I_{diodo_ef1} := I_{smax1} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 22.006 \text{ A} \quad I_{diodo_ef2} := I_{smax2} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 11.003 \text{ A}$$

$$I_{diodo_ef3} := I_{smax3} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 7.335 \text{ A} \quad I_{diodo_ef4} := I_{smax4} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 5.501 \text{ A}$$

Corrente média no diodo:

$$I_{diodo_med1} := \frac{I_{smax1} D_{max}}{2} = 12.784 \text{ A} \quad I_{diodo_med2} := \frac{I_{smax2} D_{max}}{2} = 6.392 \text{ A}$$

$$I_{diodo_med3} := \frac{I_{smax3} D_{max}}{2} = 4.261 \text{ A} \quad I_{diodo_med4} := \frac{I_{smax4} D_{max}}{2} = 3.196 \text{ A}$$

Figura 09- Código de cálculo e viabilidade realizado no software Mathcad.

Tensão Máxima sobre o diodo:

$$V_{diodo_max1} := V_{o1} + V_i \cdot n1 = 28.533 \text{ V} \quad V_{diodo_max2} := V_{o2} + V_i \cdot n2 = 57.067 \text{ V}$$

$$V_{diodo_max3} := V_{o3} + V_i \cdot n3 = 81.467 \text{ V} \quad V_{diodo_max4} := V_{o4} + V_i \cdot n4 = 110 \text{ V}$$

Diodo escolhido: MUR1560 - V = 600 V; I = 15 A.

4. ESTUDO E DEFINIÇÃO DO MÉTODO DE CONTROLE

No controle do conversor, optou-se pela utilização de um circuito de modulação por largura de pulso (PWM). Este circuito deve ser responsável por controlar o acionamento do MOSFET de potência, no primário do transformador. A potência entregue ao enrolamento secundário do transformador, será proporcional a largura desses pulsos no primário.

Para que a tensão de saída do conversor *Flyback* se mantenha sempre constante, se faz necessário à sua identificação. Essa tensão de saída tende a reduzir seu valor sempre que a potência da carga se eleva, e aumenta quando a sua potência diminui.

Essa variação de tensão deve ser identificada e o circuito responsável pelo sinal PWM deve realizar as correções necessárias para aumentar ou diminuir a largura dos pulsos.

Para a referência de tensão, poderia ser utilizado qualquer ponto de saída, porém o mais indicado é aquele que irá fornecer a maior potência. Como neste projeto todas as saídas possuem a mesma potência, optou-se por utilizar primeiramente a saída de 12V como referência, porém após testes concluiu-se que seria melhor utilizar a saída de 48V, devido a possibilidade de se ter um aumento excessivo de tensão quando aplicada uma carga elevada.

Nas construções iniciais foi optado por utilizar uma versão de controle utilizando como gerador de sinal PWM o CI SG3425, porém em testes o mesmo apresentou problemas ao se adicionar um aumento de carga, situação em que a largura de pulso aumentava de forma brusca e provocava a queima do MOSFET.

Como solução, optou-se pela utilização de um circuito baseado em um microcontrolador, possibilitando a limitação do *duty-cycle* - fração de tempo em que um sistema está em um estado "ativo" - máximo dentro do próprio código fonte, e reduzindo custos em circuitos auxiliares.

5. CÁLCULOS E DEFINIÇÕES DE PARAMETROS DA ETAPA DE CONTROLE

Para o controle da PWM, foi utilizado o microcontrolador ATMEGA328P, sendo que seu código fonte foi compilado na linguagem IDE (*Integrated Development Environment*) através do software Arduino (Figura 09). Para o controle da largura dos pulsos de saída, o microcontrolador faz uma leitura do sinal que vem da saída do *Flyback*. Ele tende a variar a largura dos pulsos de saída de modo que a tensão na entrada analógica se mantenha constante. Como a tensão de saída utilizada é de 48V, foi empregado um divisor resistivo para fornecer tensão abaixo de 5V a porta de entrada do microcontrolador.

Figura 10- Código fonte escrito no compilador Arduino.

```
/* CONVERSOR FLYBACK - LOGICA DE CONTROLE */

int PWM = 9; // SAIDA PWM
int refer = 0; // ENTRADA ANALOGICA DE MONITORAMENTO DA TENSÃO DE SAIDA
int val = 0; // VARIAVEL PARA ARMAZENAR O VALOR DE TENSÃO DE SAIDA
int val2 = 0; // VARIAVEL DE MANIPULAÇÃO DO PWM

void setup()
{
    TCCR1B = TCCR1B & 0b11111000 | 0x01; //SETA A FREQUENCIA DO TIMER 1
    pinMode(PWM, OUTPUT); // CONFIGURA PWM COMO SAIDA
}

void loop()
{
    val = analogRead(refer); //LE E GRAVA O VALOR DO SINAL DE REFERENCIA NA VARIAVEL
    if(val < 660){ //COMPARA O VALOR DE LEITURA ANALOGICA (0 - 1023)
        val2++; //SE MENOR QUE O VALOR DE REFERENCIA INCREMENTA A VARIAVEL
    }
    else{
        val2--; //SE MAIOR QUE O VALOR DE REFERENCIA DECREMENTA A VARIAVEL
    }
    if(val2 > 6000){ //LIMITE MAXIMO DO VALOR REFERENCIA PWM
        val2 = 6000;
    }
    analogWrite(PWM, val2/50); //GRAVA A SAIDA DE PWM COM DUTY CYCLE MAXIMO DE 50% (0 - 126)
```

5.1 CIRCUITO OSCILADOR

A frequência de trabalho deste microcontrolador pode chegar até 20MHz. Porém, para o projeto foi utilizado um cristal de 16MHz, este em série com dois capacitores de 22pF. A configuração da frequência de saída PWM é definida dentro do código fonte, fixada em 31,25kHz.

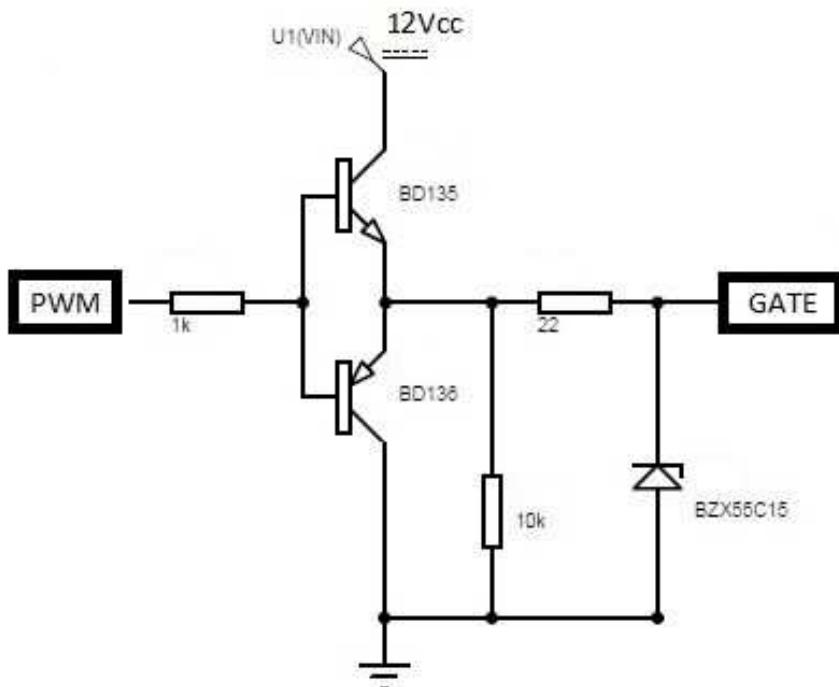
5.2 ALIMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Para a alimentação do circuito de controle foi incluída uma fonte de 12Vcc, derivando do barramento de potência já em corrente continua, ela deve oferecer tensão estabilizada ao sistema de controle.

5.3 CIRCUITO DRIVER

As saídas do microcontrolador fornecem poucos miliampères de corrente, e em tensão não superior a 5Vcc, valores que podem não serem suficientes para controlar corretamente o MOSFET se ligado diretamente. Então, neste projeto utilizamos um circuito do tipo *totem-pole*. Ele será composto por 2 transistores, 3 resistores e um diodo Zener para proteção do *Gate* do MOSFET.

Figura 11- Circuito *Driver*



6. ESPECIFICAÇÃO DOS COMPONENTES DE CONTROLE

IC_1 = REGULADOR DE TENSÃO LM7805; IC_2 = MICROCONTROLADOR ATMEGA328P; $R_1= 22\Omega$; $R_3= 54k\Omega$; $R_5= 10k\Omega$; $R_7= 70k\Omega$; $R_8= 20k\Omega$; $R_9= 1k\Omega$; $POT_1= 1k\Omega$; $C_1= 22pF$; $C_2= 22pF$; $C_3= 100\mu F$; $C_4= 10\mu F$; D_1 = DIODO ZENER 12V; D_2 = DIODO ZENER 15V; Q_1 = BD135 – TRANSISTOR BIPOLAR NPN; Q_2 = BD136 - TRANSISTOR BIPOLAR PNP; Q_3 = BUT12A - TRANSISTOR BIPOLAR NPN.

*Desenho com os componentes se encontram no anexo (Figura 15).

7. DEFINIÇÃO DOS COMPONENTES

Em função dos cálculos realizados, foram definidos os componentes que serão utilizados no circuito de potência do projeto:

Tabela 01- Componentes do Circuito de Potência.

Componente	Identificação	Modelo	Tensão Nominal	Corrente Nominal
Diodo	D1, D2, D3, D4	PONTE	1000V	8 A
Diodo	D5	MUR1560	600V	15A
Diodo	D6	MUR1560	600V	15A
Diodo	D7	MUR1560	600V	15A
Diodo	D8	MUR1560	600V	15A
Capacitor	C1	1000uF	35V	-
Capacitor	C2	470uF	50V	-
Capacitor	C3	220uF	100V	-
Capacitor	C4	220uF	100V	-
Capacitor	C5, C6	100uF	400V	-
Transistor	MOS1	IRFBE30	800V	4,1A
Núcleo Transformador	TR	E42/20	-	-

*Desenho com os componentes se encontram no anexo (Figura 16).

8. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Após a finalização de montagem das placas de controle e potência, e a realização dos testes de funcionamento, ao utilizar um sistema de controle construído com o circuito integrado SG3524, não mostrou uma regulação efetiva do *duty-cycle*, visto que após a inserção de carga, o mesmo tendia a 100%, levando a queima dos componentes. Isto ocorria devido a inexistencia de um circuito auxiliar para limitar o *duty-cycle*. Desta forma, para reduzir os custos e quantidade de componentes, ao realizar o controle através do microcontrolador ATMEGA328P, no qual, foi realizada a programação conforme a necessidade do circuito de PWM o mesmo resultou num sistema funcionando corretamente e que nesta configuração, podemos limitar o *duty-cycle*, evitando com que ocorressem novas queimas dos componentes.

Com o circuito de controle em funcionamento, este foi conectado ao circuito de potência, após os testes sem carga, podemos verificar a efetividade do controle, realizando as medições de tensão nas saídas de tensão do circuito.

Com a inserção de carga nas saídas, consegue-se verificar que a tensão de 48V se manteve estável durante os testes, realizando a efetiva regulação, conforme a variação de carga. Já para as demais saídas, a tensão tendia a reduzir conforme a elevação da carga, mas se mantinha próximo a tensão projetada. Então, podemos concluir que, devido as características do circuito, esta variação de tensão ocorre naturalmente, pois a coleta de tensão como referência para regulação estava ocorrendo apenas na saída de 48V.

Ao final dos testes, podemos concluir que este protótipo de flyback é viável e, após a realização dos ajustes necessários, pode cumprir com a sua função, realizando o chaveamento de uma tensão retificada em um transformador, isolando a entrada de rede das saídas de tensão para as cargas. Como o sistema ocorre em malha fechada, temos o retorno de uma referência de tensão ao circuito de controle, o que faz com que as tensões tendam a se manter estáveis quando ocorrem a inserção ou retirada de cargas, dentro do limite de projeto.

REFERÊNCIAS

AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2000. 480 p.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 6. ed. Florianópolis: UFSC, 1998. 327 p.

BARBI, Ivo. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: UFSC. 354 p.

HART, Daniel W. **Eletrônica de Potência**. Madrid: Prentice Hall, 2001.

ANEXOS

FOTOS DO PROJETO

Figura 12- Conversor flyback: placa de controle (1), placa de potência (2), fonte de alimentação do controle (3).

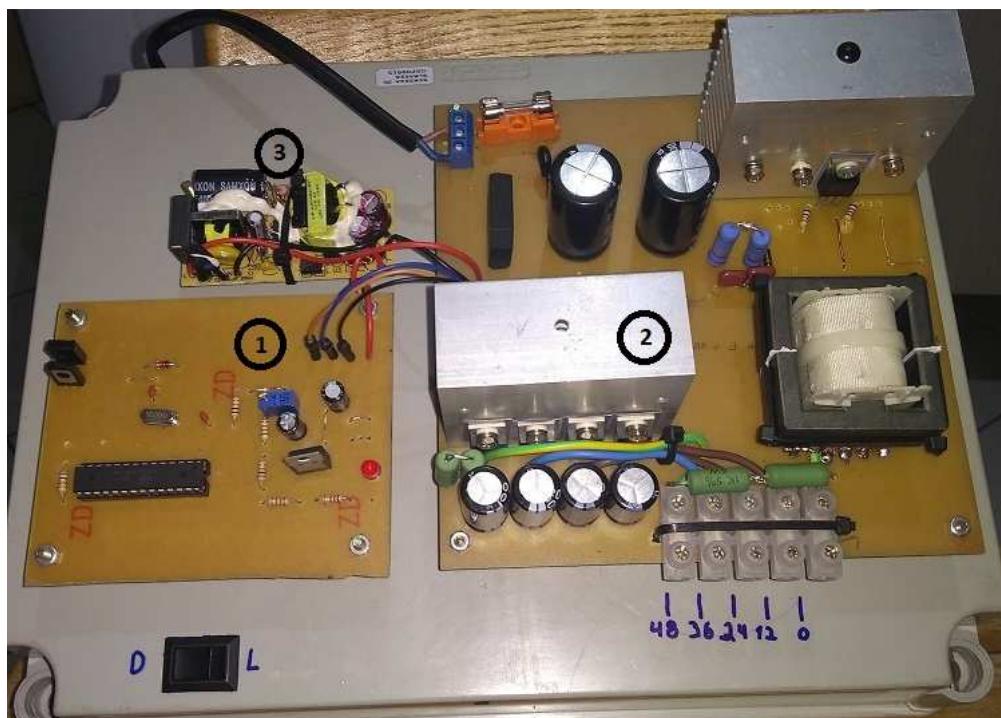


Figura 13- Saídas das cargas, 12V, 24V, 36V, 48V e o ponto comum.

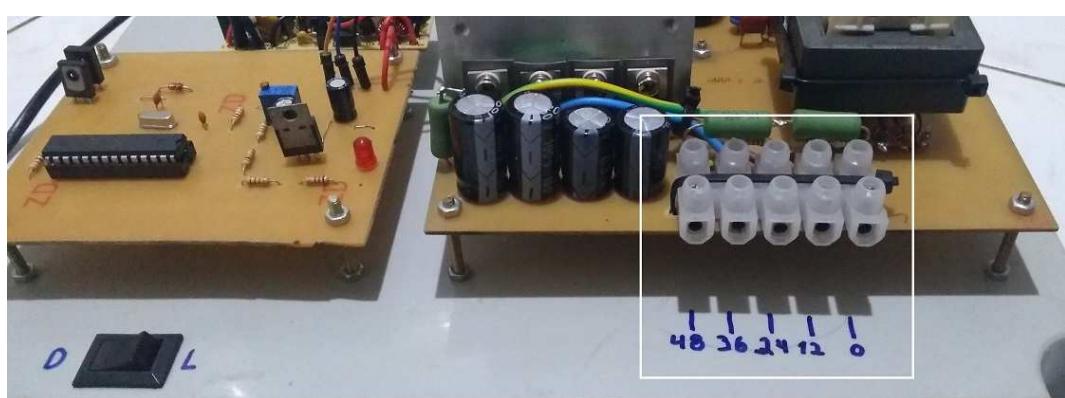


Figura 14- Conversor flyback alimentando uma carga (lâmpada de 60W) com saída de 48V.

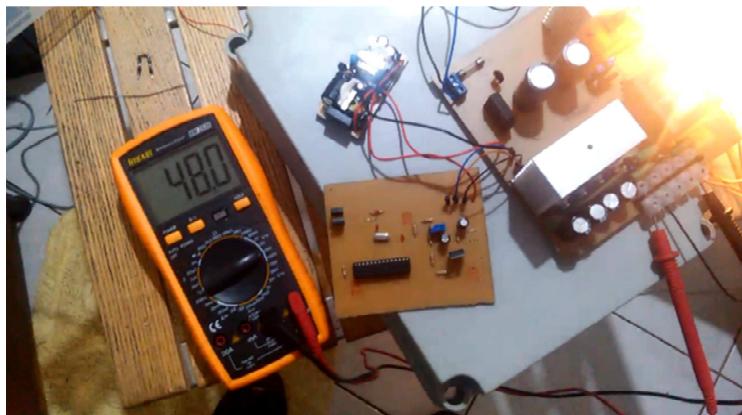


Figura 15- Circuito de Controle.

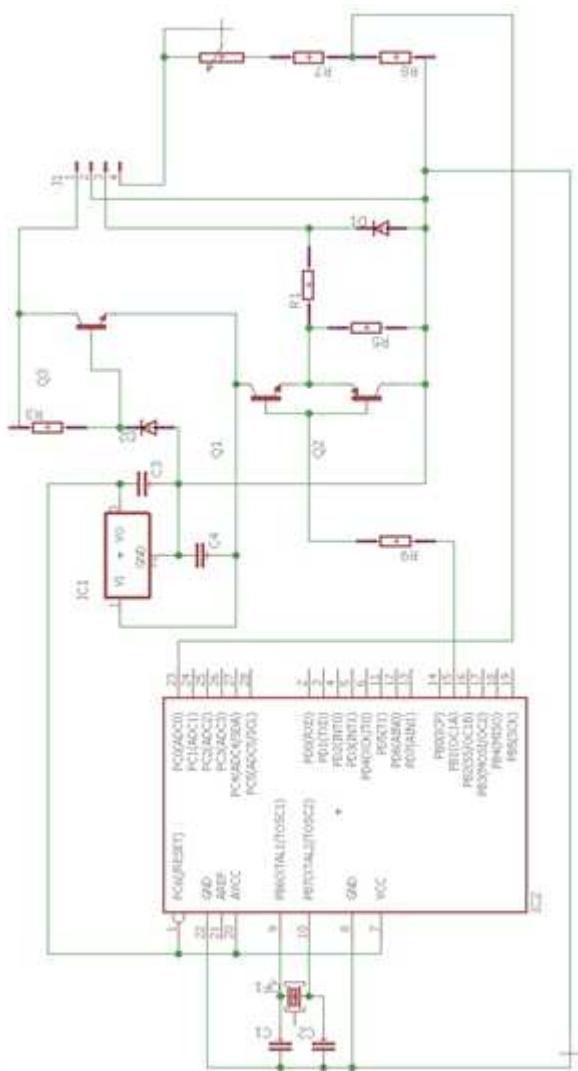


Figura 16- Circuito de Potência

