



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO DE TECNOLÓGICO
PROGRAMA GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA

Felipe Pastana e Rebecca Quintino Do Ó

EEL7200 - ELETRÔNICA DE POTÊNCIA II - LABORATÓRIO
RELATÓRIO FINAL DO PROJETO CONVERSOR FORWARD

Florianópolis
2025

1 INTRODUÇÃO

Neste trabalho, serão apresentadas as especificações e etapas de projeto teórico e prático para a construção de um conversor do tipo Forward. O trabalho envolve os conhecimentos adquiridos durante toda a disciplina, como cálculos teóricos para a definição dos valores dos componentes, projeto de magnéticos, escolha de componentes, cálculos térmicos, escolha de dissipadores e, por fim, uma análise de perdas e de rendimento do conversor

2 ESPECIFICAÇÃO DO PROJETO

As especificações do projeto do conversor Forward são apresentadas a seguir:

- Tensão de alimentação da fonte antes do conversor (V_{in}): 100 V
- Tensão desejada na saída do conversor (V_o): 12,5 V
- Potência desejada na saída do conversor (P_o): 50 W
- Frequência de comutação do conversor (f_s): 30kHz - 50kHz
- Ondulação da corrente nos indutores (ΔI_L): 0,2%
- Ondulação da tensão em V_o (ΔV_o): 0,02%
- Razão cíclica (D): 0,25
- Valor do indutor de saída que suaviza a corrente (L): 5,00E-04 H
- Valor do capacitor de saída que suaviza a tensão (C): 4,70E-06 F
- Relação de espiras dos enrolamentos do transformador: $N_{primario} = 2$, $N_{secundario} = 1$ e $N_{terciario} = 2$

3 DECISÕES TOMADAS PARA PROJETO

- Foi adotada a frequência de comutação de 50kHz. Conforme foi se tendo uma ideia dos valores de indutância e capacitância, optou-se por uma frequência mais elevada para minimizar o tamanho do indutor a ser construído.

4 ANÁLISE DO CONVERSOR

O Conversor CC-CC com Transformador (Forward) é um tipo de conversor que utiliza um transformador para fornecer isolamento galvânico entre a entrada e a saída, além de permitir relações de tensão mais flexíveis.

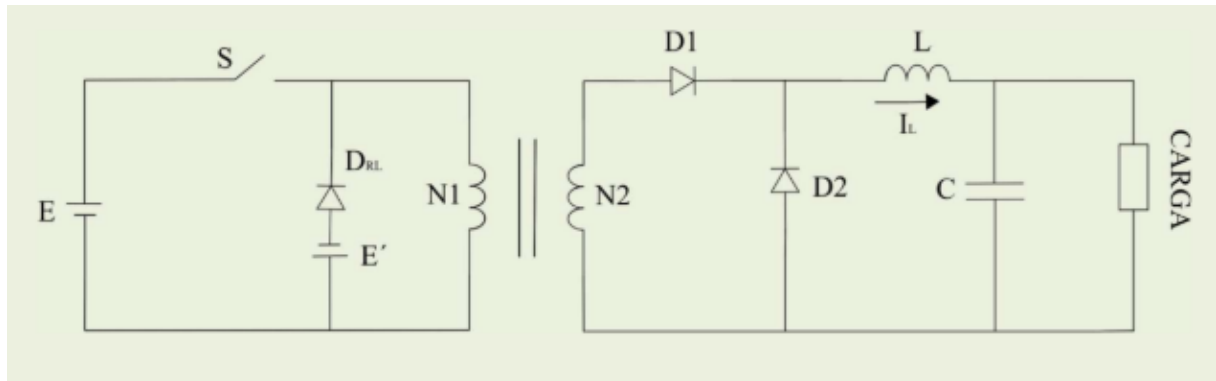


Figura 1 – Circuito conversor Forward

O circuito do conversor Forward, desconsiderando resistências e indutâncias de dispersão e referindo tudo ao primário, pode ser representado como na Figura 2

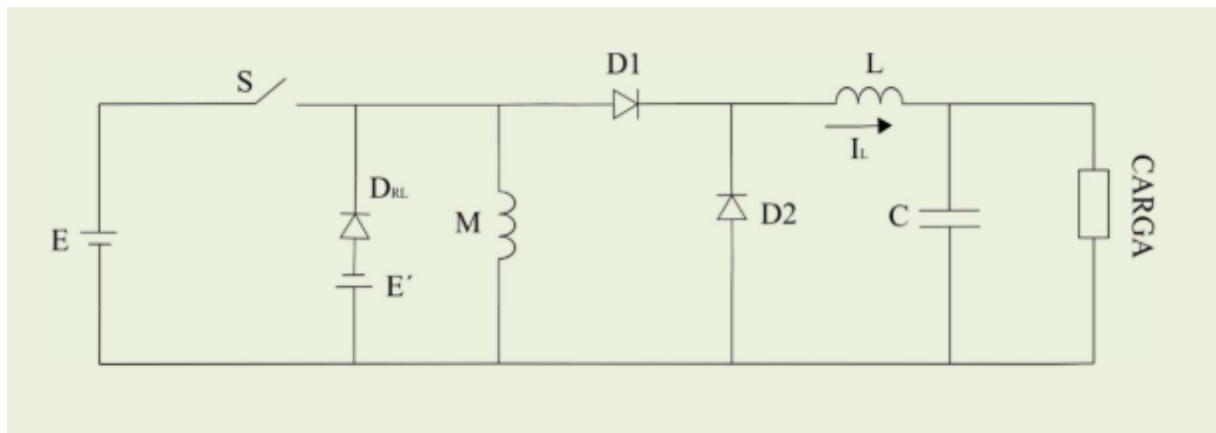


Figura 2 – Circuito conversor Forward desprezando R e L de dispersão e referindo-se tudo ao primário

Como a corrente de carga (i_L) é aproximadamente constante, o circuito pode ser simplificado como mostrado na Figura 3.

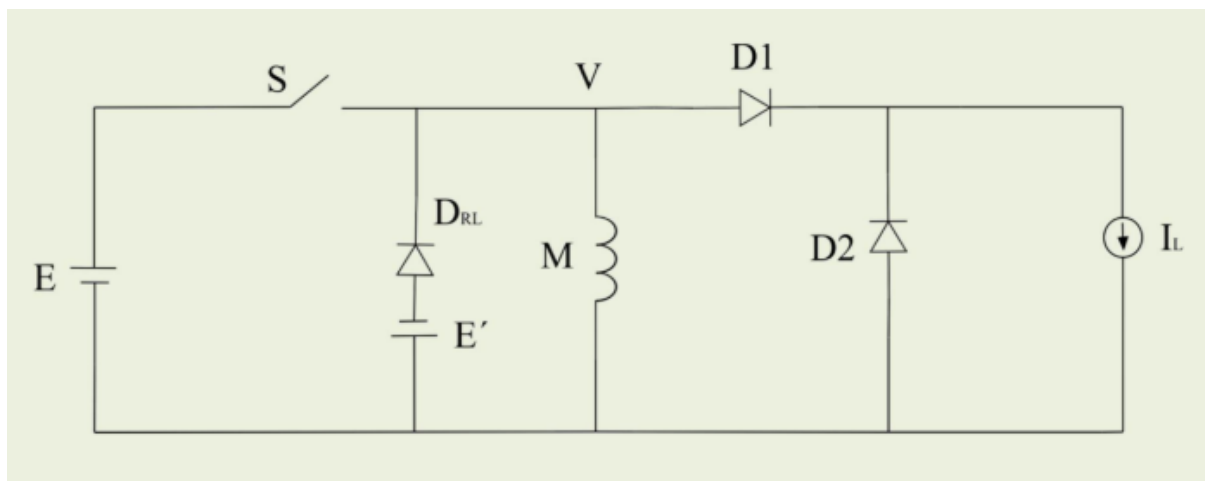


Figura 3 – Circuito Forward simplificado

O funcionamento do conversor Forward é dividido em duas principais etapas:

- **1ª ETAPA** Nesta etapa, a chave S está fechada. Parte da energia cedida pela fonte E é transferida para a carga e outra parte é acumulada da indução magnética. Durante este período, os diodos D_3 e D_2 estão bloqueados.
- **2ª ETAPA** Quando a chave S abre, o transformador deve ser desmagnetizado a cada ciclo para evitar saturação. A corrente i_M deve ser anulada durante o tempo de abertura de S. Nos conversores práticos a desmagnetização é realizada por um enrolamento auxiliar, como apresentado na Figura 4. A condição para desmagnetização é dada pela relação entre o tempo de fechamento (t_f) e o tempo de abertura (t_a) da chave: $\frac{E'}{E} = \frac{t_f}{t_a}$. A tensão máxima sobre a chave S é $V_s = E + E' = E(1 + \frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}})$.

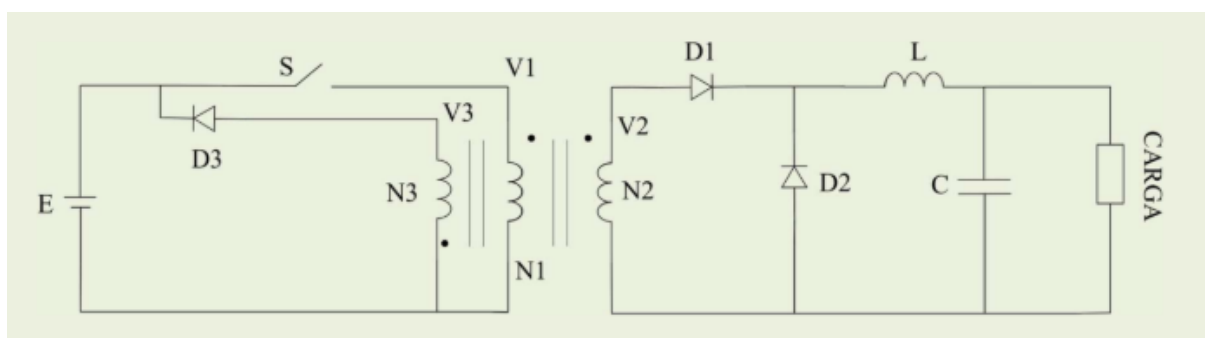


Figura 4 – Circuito do conversor Forward com enrolamento auxiliar

5 CÁLCULO DOS COMPONENTES DE SAÍDA

5.1 CÁLCULO DA INDUTÂNCIA DE SAÍDA

Para o projeto do conversor Forward, a indutância de saída (L) é um componente usado para suavizar a corrente na carga e garantir o modo de condução contínua. O valor da ondulação de corrente no indutor é um parâmetro para o dimensionamento.

Primeiramente, a corrente média de saída (I_o) é um valor medido a partir das especificações de potência e tensão de saída. Para o nosso projeto, temos:

$$I_o = 3,95 \text{ A}$$

A ondulação de corrente máxima permitida no indutor (ΔI_L) é calculada como uma porcentagem da corrente de entrada nominal (conforme especificado na seção de especificações). No entanto, para o indutor de saída de um conversor Forward, a ondulação é frequentemente relacionada à corrente de saída para garantir o MCC. Como a tensão de entrada é de 100V e a potência de saída é de 50W, a corrente de entrada (I_{in}) pode ser calculada como:.

$$I_{in} = \frac{P_o}{V_{in}} \quad (1)$$

Substituindo os valores temos que:

$$I_{in} = 0,50 \text{ A}$$

A ondulação de corrente no indutor L (ΔI_L) é a dada pela expressão:

$$\Delta I_L = \Delta I_L \% \times I_{in}$$

$$\Delta I_L = 0,2 \times 0,50 \text{ A}$$

$$\Delta I_L = 0,10 \text{ A}$$

A expressão para o cálculo da indutância de saída para um conversor tipo Buck (cuja etapa de saída é similar à do Forward) pode ser adaptada:

$$\Delta I_{max} = \frac{E}{4 \cdot L \cdot f} \quad (2)$$

Rearranjando essa equação para encontrar L :

$$L = \frac{E}{4 \cdot \Delta I_{max} \cdot f} \quad (3)$$

Aplicando os valores do nosso projeto para a etapa de saída (onde a tensão E seria a tensão refletida do primário no secundário, ou V_o para um Forward ideal), e considerando a tensão de entrada V_{in} refletida para o secundário e a razão cíclica D , podemos usar a seguinte adaptação para L , considerando V_{in} como a tensão aplicada ao primário e a ondulação máxima no indutor:

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_L} \quad (4)$$

Utilizando os valores do projeto: $V_{in} = 100 \text{ V}$ $D = 0,25$ $f_s = 50 \text{ k Hz}$ $\Delta I_L = 0,10 \text{ A}$

$$L = \frac{100 \cdot 0,25}{50.000 \cdot 0,10} \quad (5)$$

$$L = 0,005 \text{ H} = 500 \mu\text{H} \quad (6)$$

O valor do indutor de saída (L) para suavizar a corrente foi especificado como $500 \cdot 10^{-6} \text{ H}$ (ou $500 \mu\text{H}$).

5.2 CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA DE SAÍDA

Para o cálculo da capacitância de saída (C), que suaviza a tensão na saída do conversor, é necessário considerar a ondulação máxima de tensão permitida (ΔV_o).

A ondulação de tensão de saída (ΔV_o) é calculada como:

$$\Delta V_o = \Delta V_o\% \times V_o \quad (7)$$

Considerando a ondulação de 0,2

$$\Delta V_o = 0,02 \times 12,5$$

$$\Delta V_o = 0,25 \text{ V}$$

No entanto, a ondulação da tensão na saída (ΔV_o) foi especificada como 0,25 V. Utilizaremos este valor especificado para os cálculos de dimensionamento, pois ele reflete a meta de projeto para a ondulação de tensão.

A ondulação da tensão no capacitor C de saída para um conversor tipo Buck (e aplicável ao Forward) é dada pela expressão:

$$\Delta V_{Cmax} = \frac{I_o}{8 \times f_s \times C} \quad (8)$$

Rearranjando essa equação para encontrar C :

$$C = \frac{I_o}{8 \times f_s \times \Delta V_{Cmax}} \quad (9)$$

Utilizando os valores do projeto: $I_o = 3,95 \text{ A}$ $f_s = 50.000 \text{ Hz}$ $\Delta V_o = 0,25 \text{ V}$

Substituindo os valores na equação para C:

$$C = \frac{3,95}{8 \times 50.000 \times 0,25}$$

$$C = 3,95 \times 10^{-5} \text{ F} = 39,5 \text{ }\mu\text{F}$$

O valor do capacitor de saída (C) escolhido é uma aproximação do resultado para um valor comercial de $4,70 \cdot 10^{-6} \text{ F}$ (ou $4,7 \text{ }\mu\text{F}$).

6 SIMULAÇÃO

A simulação apresentada a seguir foi realizada com carga nominal. Alguns parâmetros dos diodos, do MOSFET e do Transformador que o modelo do componente no PSIM fornece para simular as não idealidades, também foram utilizados. O circuito estudado está representado na Figura 5 abaixo.

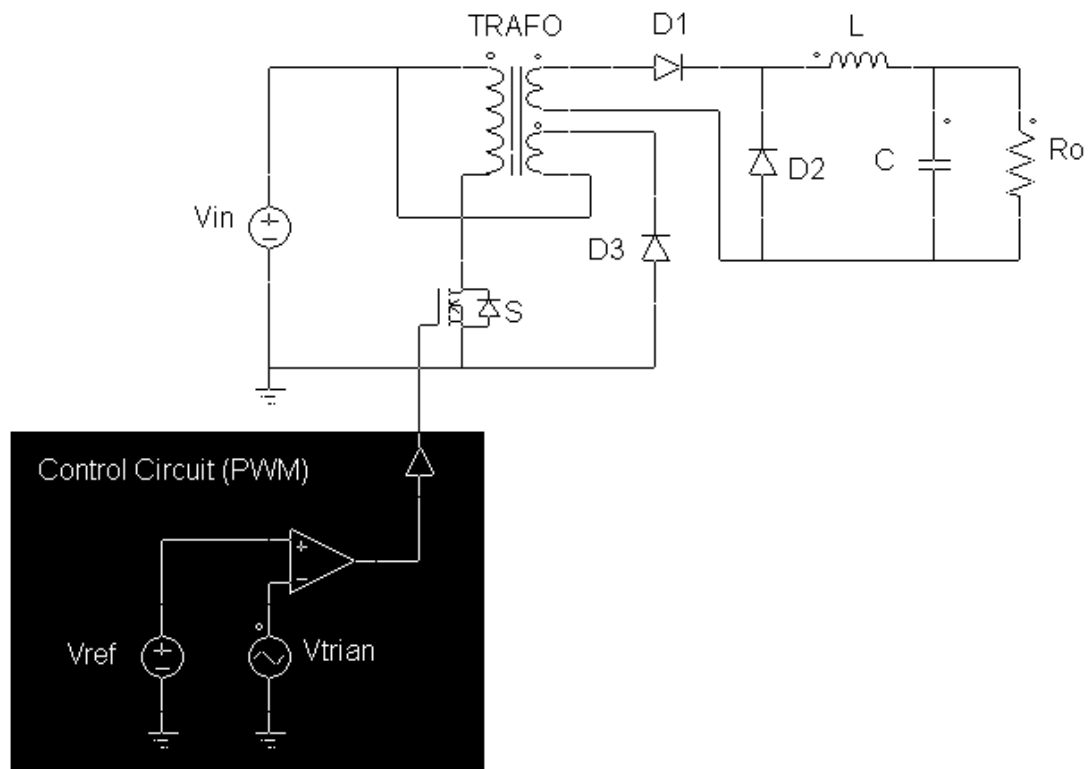


Figura 5 – Circuito de simulação do Forward

Importante ressaltar que os valores utilizados na simulação são correspondentes aos dos componentes utilizados no projeto do conversor. Foram consultados os datasheets e, quando cabível, realizadas correções com fatores retirados das tabelas apresentadas no documento do componente.

A lista a seguir determina os parâmetros da simulação do circuito da Fig.3:

- V_{in} : Fonte de entrada de 100 V.
- V_o : Tensão de saída esperada de 12,5 V.
- P_o : Potência nominal de saída de 50 W.
- D : Razão cíclica de 0,25.
- f_s : Frequência de comutação escolhido foi de 50 kHz.
- δ_{IL} : Ondulação de corrente de 0.2%.

- ΔV_o : Ondulação de tensão de 0.02%.
- L: Indutância do indutor construído de $500 \mu\text{H}$.
- C: Capacitância de $47 \mu\text{F}$.
- Trafo: Foram estabelecidos alguns parâmetros relacionados ao Transformador de 3 enrolamentos construído. Dentre eles estão:
 - R_p : Resistência primária do transformador de $100 \text{ p}\Omega$.
 - R_s : Resistência secundária do transformador de $100 \text{ p}\Omega$.
 - R_t : Resistência terciária do transformador de $100 \text{ p}\Omega$.
 - L_p : Indutância primária do transformador de $1 \mu\text{H}$.
 - L_s : Indutância secundária do transformador de $1 \mu\text{H}$.
 - L_t : Indutância terciária do transformador de $1 \mu\text{H}$.
 - L_m : Indutância de magnetização do transformador de $400 \mu\text{H}$.
 - Trafo N_p : Número de espiras do primário do transformador é 2.
 - Trafo N_s : Número de espiras do secundário do transformador é 1.
 - Trafo N_t : Número de espiras do terciário do transformador é 2.
- PWM: Para simular o circuito de comando foram estabelecidos alguns parâmetros. Dentre eles estão:
 - V_{ref} : Tensão de referência com amplitude de 1 V
 - V_{trian} : Tensão da onda triangular com valor de pico a pico de 0,25V
- D: Diodo, cujo parâmetro "Diode Threshold Voltage" foi ajustado com o valor 1,00 V. Este parâmetro corresponde à queda de tensão no diodo quando ele conduz.
- S: Interruptor MOSFET. O parâmetro "On Resistance" foi ajustado para $2,00 \times 0,55 \Omega$. 2,00 é o fator de correção correspondente da resistência de dreno-fonte devido a temperatura da junção, estimada, operar em 120°C . E $0,55 \Omega$ é a resistência dreno-fonte a temperatura ambiente de 25°C .

As perdas de comutação do interruptor e do diodo não foram inseridas na simulação. O rendimento por simulação verificado foi de, aproximadamente, 95%.

6.1 FORMAS DE ONDA

A seguir, as formas de onda por simulação do conversor boost projetado. Os nomes em cada imagem são referentes à Figura 5.

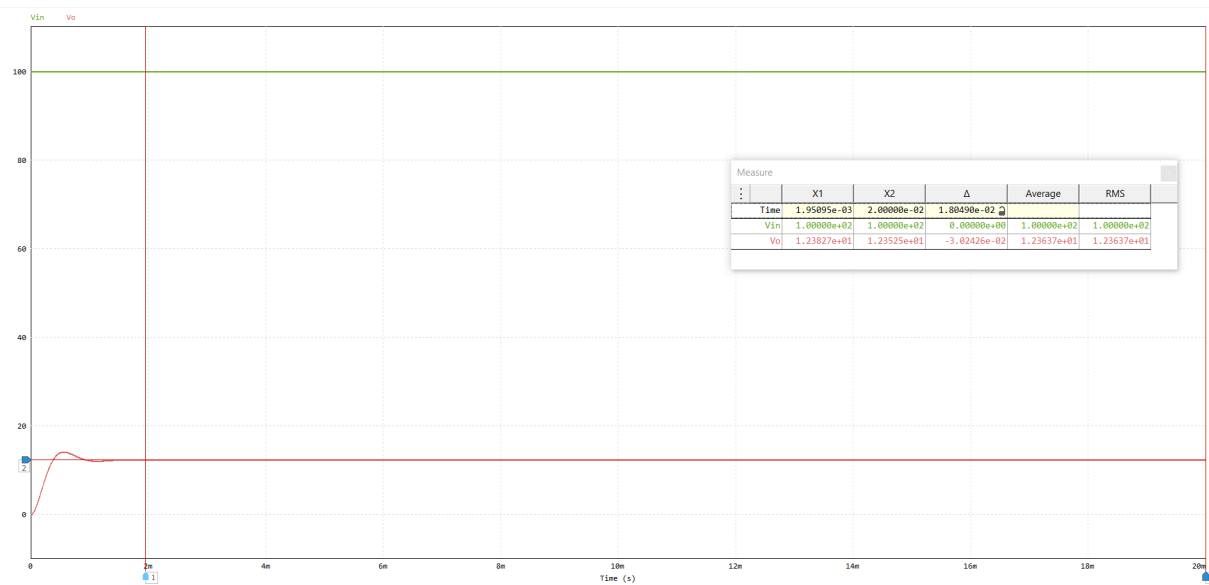


Figura 6 – Tensão de entrada e saída do circuito



Figura 7 – Corrente e Tensão na chave S

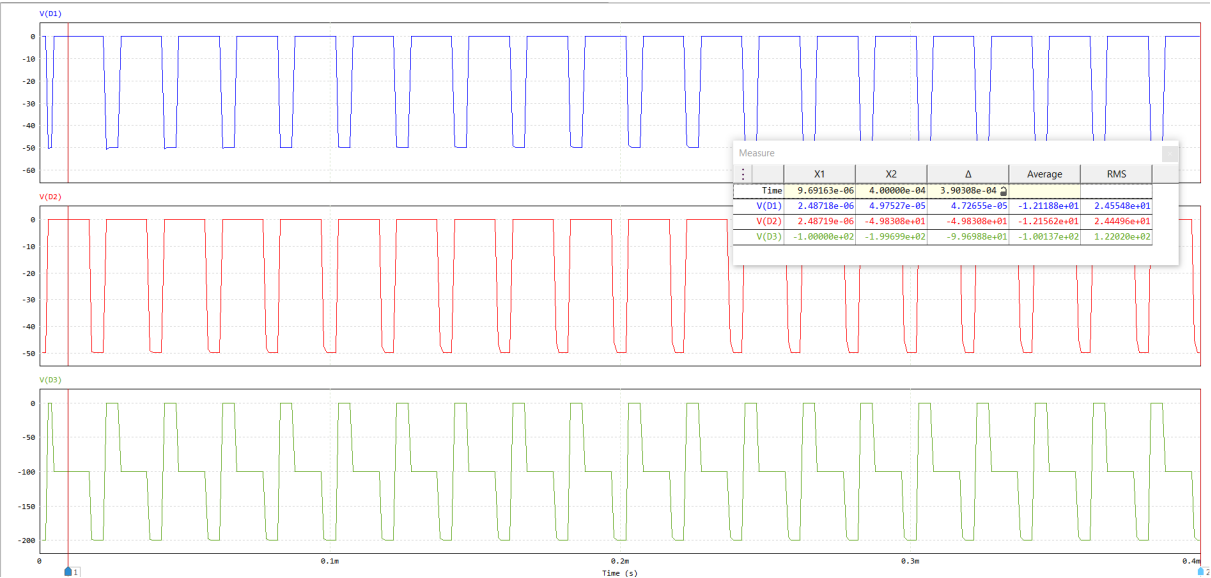


Figura 8 – Tensão nos diodos

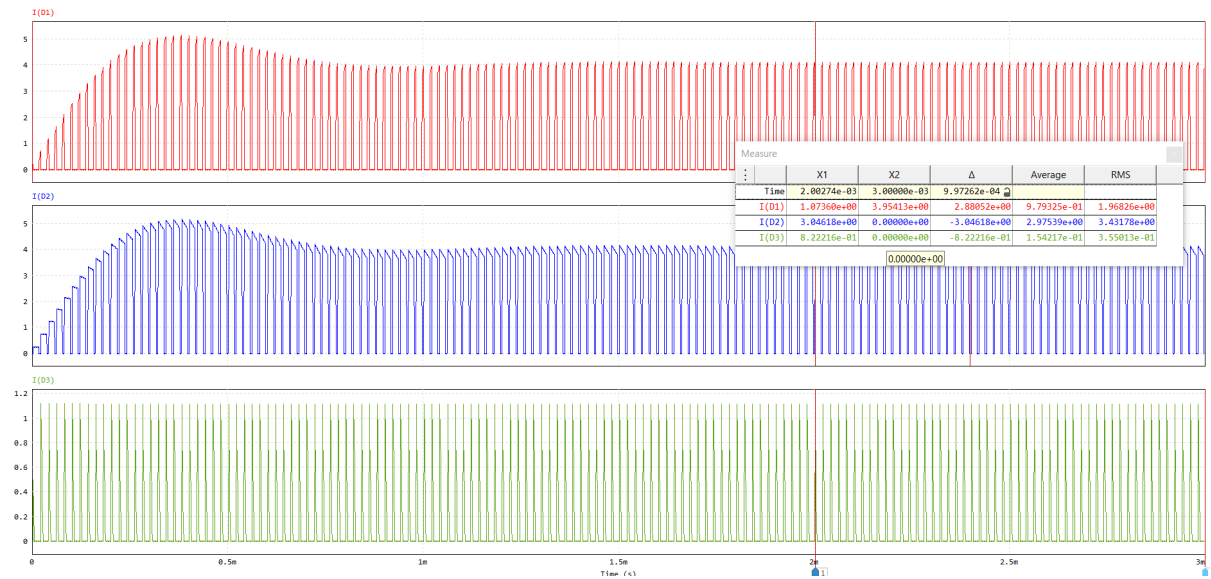


Figura 9 – Corrente nos diodos

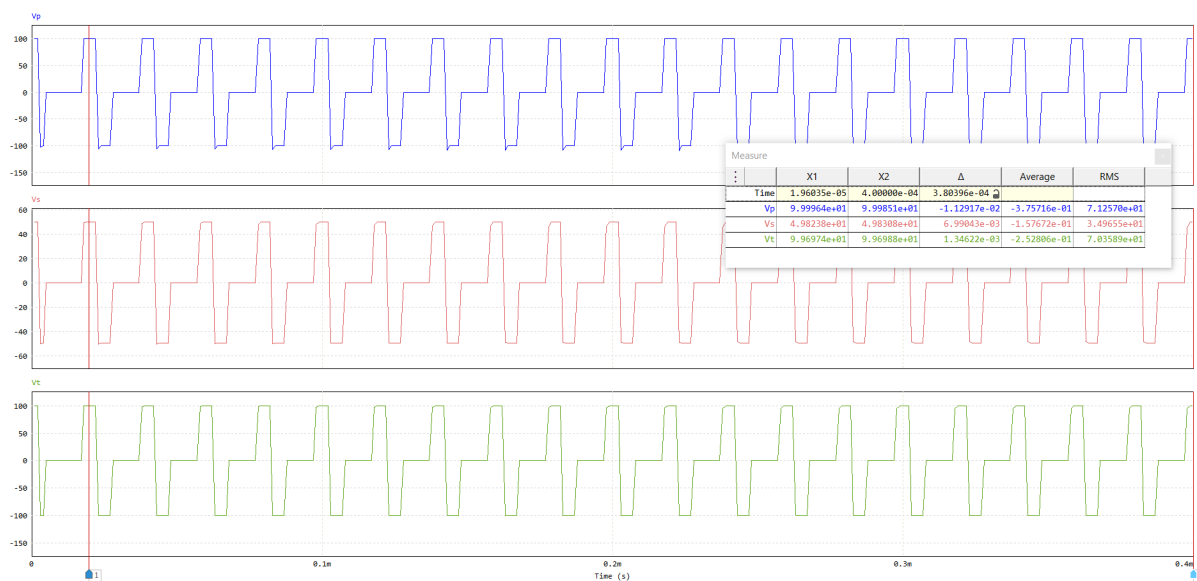


Figura 10 – Tensão no primário, secundário e terciário do transformador

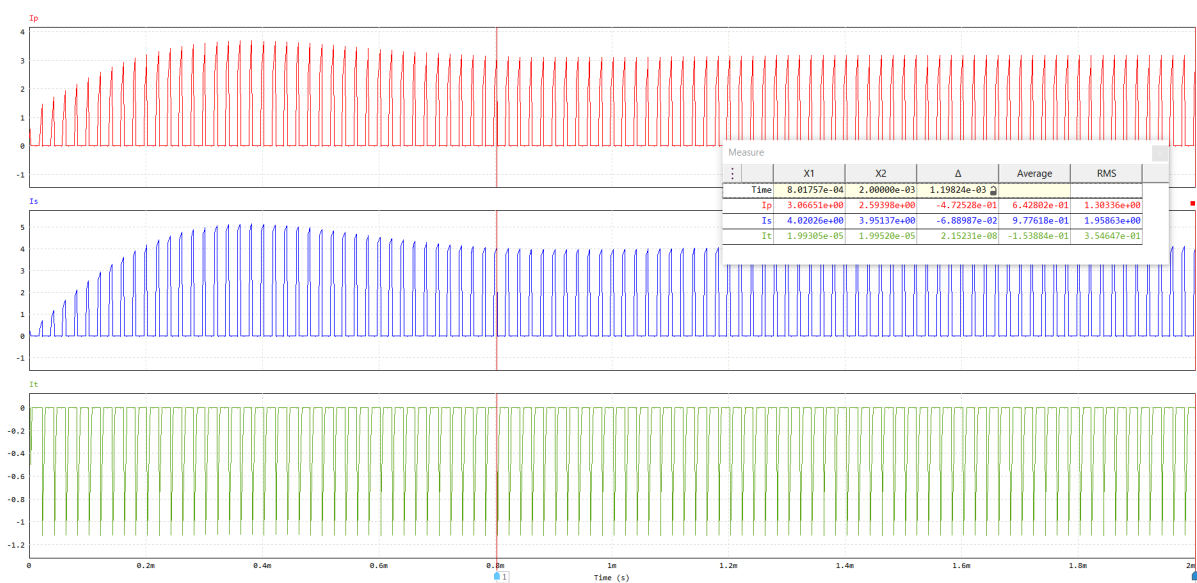


Figura 11 – Corrente no primário, secundário e terciário do transformador

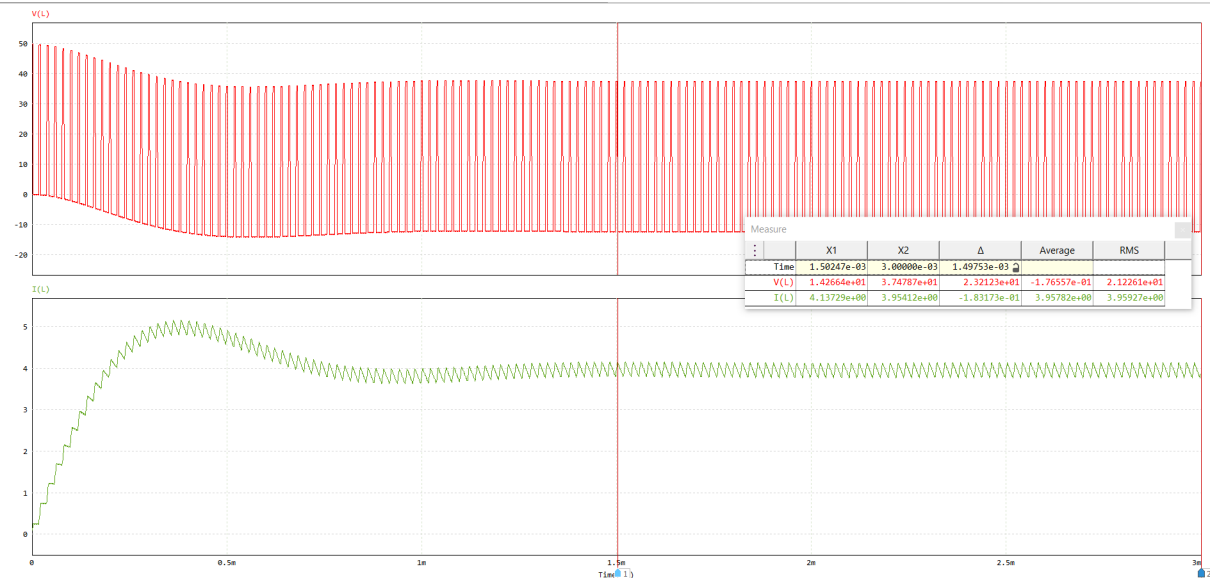


Figura 12 – Corrente e tensão no indutor

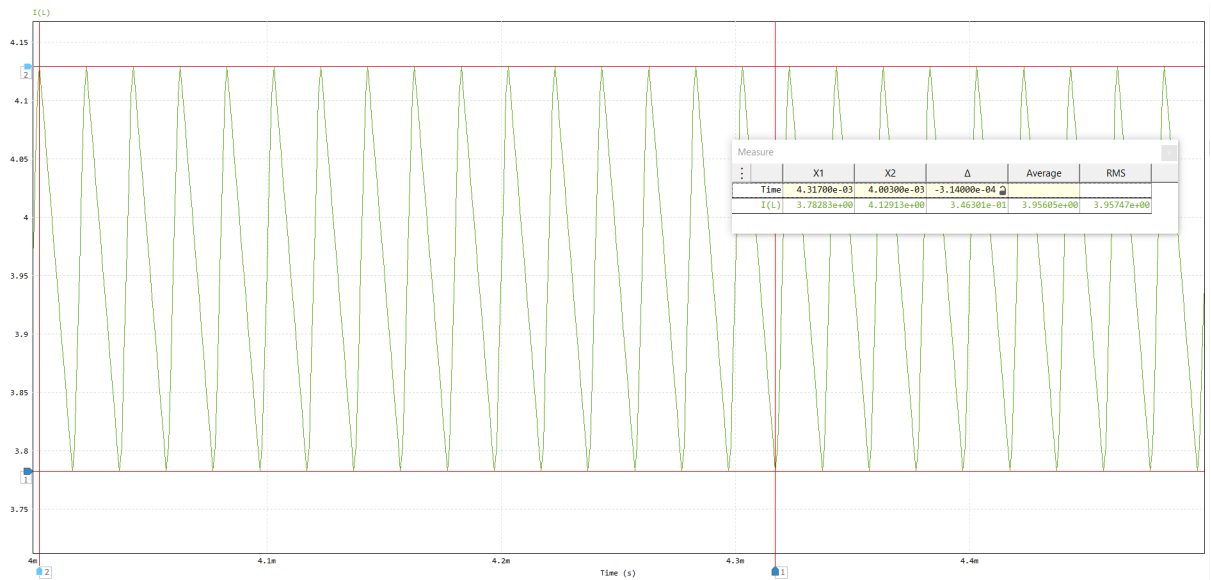


Figura 13 – Ondulação da corrente no indutor

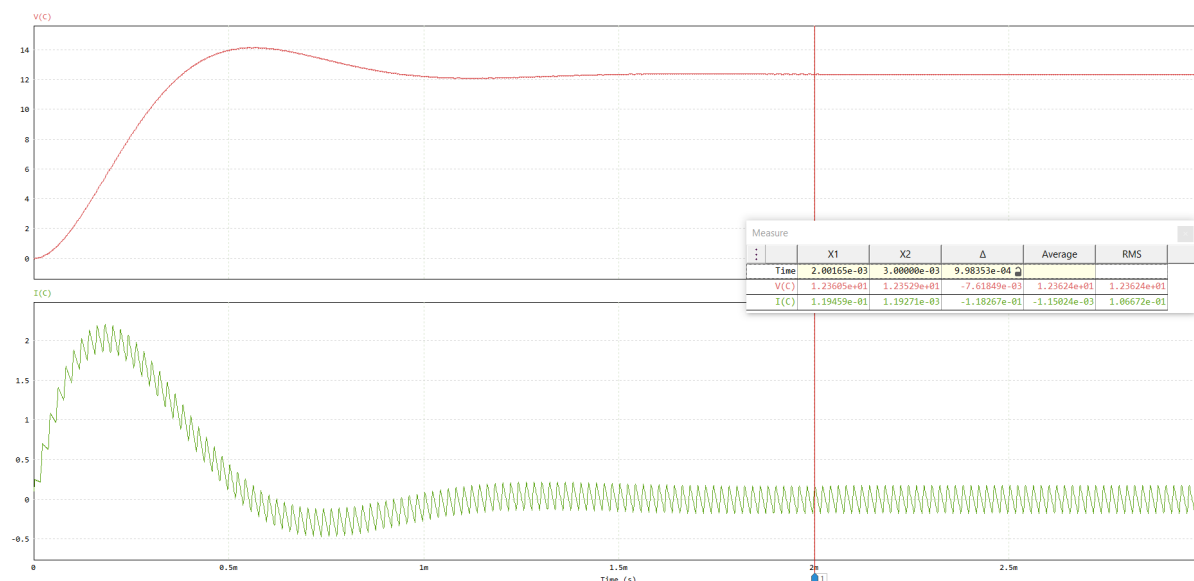


Figura 14 – Corrente e tensão no capacitor

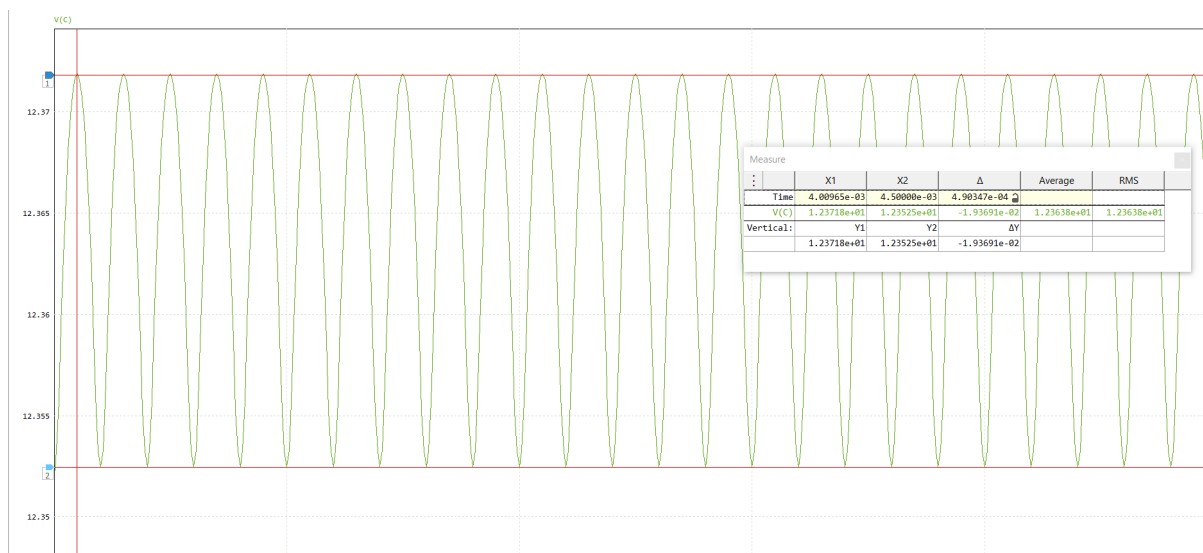


Figura 15 – Ondulação da tensão no capacitor

6.2 VALORES MEDIDOS

Tabela 1 – Resultados Finais da Simulação - Tensões

Parâmetro	Descrição	Máx [V]	Médio [V]	Eficaz [V]
V_{in}	Tensão de entrada	100	100	100
V_o	Tensão de saída	12.38	12.37	12.37
V_S	Tensão no interruptor S	200	99.74	12.21
V_L	Tensão no indutor	37.46	-12.70	21.25
V_C	Tensão no capacitor	12.36	12.36	12.36
V_{D1}	Tensão no diodo 1	2.47×10^{-6}	-12.34	24.54
V_{D2}	Tensão no diodo 2	7.43×10^{-6}	-123.78	24.44
V_{D3}	Tensão no diodo 3	5.37×10^{-6}	-100.13	122.02
V_{pri}	Tensão do primário	99.99	0.0188	71.25
V_{sec}	Tensão do secundário	49.82	0.038	34.96
V_{ter}	Tensão do terciário	99.69	0.138	70.35
ΔV_o	Variação da tensão do capacitor	0,0193 V		

Tabela 2 – Resultados Finais da Simulação - Correntes

Parâmetro	Descrição	Máx [A]	Médio [A]	Eficaz [A]
I_S	Corrente no interruptor S	3.34	0.649	1.31
I_L	Corrente no Indutor L	4.00	3.96	3.96
I_C	Corrente no capacitor C	0.16	-0.0014	0.10
I_{D1}	Corrente do diodo 1	4.12	0.979	1.98
I_{D2}	Corrente do diodo 2	4.14	2.97	3.43
I_{D3}	Corrente do diodo 3	1.1	0.154	0.355
I_{pri}	Corrente no primário	3.06	0.642	1.30
I_{sec}	Corrente no secundário	4.02	0.977	1.95
I_{ter}	Corrente no terciário	9.97×10^{-6}	-0.153	0.354
ΔI_L	Variação da corrente do indutor	3,95 A		

7 ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE

Para o dimensionamento adequado dos componentes semicondutores e magnéticos de um conversor, é fundamental determinar os esforços de tensão e corrente máximos e eficazes a que eles serão submetidos. Esses valores servem como base para a escolha dos componentes, garantindo margens de segurança adequadas. Recomenda-se adotar margens típicas de 20% a 30% sobre os valores calculados para garantir a robustez do projeto.

Os transitórios rápidos (como os de comutação e sobretensões) são inevitáveis e devem ser controlados e mitigados através de técnicas como snubbers (RC, RCD), diodos de flyback, e clamp magnético, permanecendo dentro dos limites transitórios especificados nos datasheets.

A seguir, são apresentados os cálculos dos principais esforços de tensão e corrente para os componentes do conversor Forward, baseados nas formas de onda e equações fornecidas.

7.1 DADOS DE PROJETO PARA CÁLCULO DE ESFORÇOS

Utilizaremos os seguintes valores do projeto:

- Tensão de entrada (V_{in}): 100 V
- Razão cíclica (D): 0,25
- Corrente média de saída (I_{out} ou I_o): 3,95 A
- Número de espiras do primário (N_P): 2
- Número de espiras do secundário (N_S): 1
- Número de espiras do enrolamento de desmagnetização (N_T): 2
- Ondulação de corrente no indutor de saída (ΔI_L): 0,10 A
- Frequência de comutação (f_s): 50.000 Hz
- Período de comutação ($T = 1/f_s$): $1/50.000 = 20 \mu s$
- Indutância de magnetização (L_m): 400 μH

A relação de espiras n_1 (primário para secundário) é $n_1 = N_P/N_S = 2/1 = 2$.

Primeiramente, calculamos a ondulação da corrente de magnetização (Δi_{Lm}):

$$\Delta i_{Lm} = \frac{v_{in} D T}{L_m} \quad (10)$$

$$\Delta i_{Lm} = \frac{100 \text{ V} \cdot 0,25 \cdot (20 \cdot 10^{-6} \text{ s})}{400 \cdot 10^{-6} \text{ H}}$$

$$\Delta i_{Lm} = \frac{0,0005}{400 \cdot 10^{-6}} = 1,25 \text{ A}$$

7.2 ESFORÇOS NA CHAVE (MOSFETS)

- **Tensão Máxima na Chave (V_{Smax}):**

$$V_{Smax} = \left(\frac{N_P}{N_T} + 1 \right) v_{in} \quad (11)$$

$$V_{Smax} = \left(\frac{2}{2} + 1 \right) \cdot 100 \text{ V} = (1 + 1) \cdot 100 \text{ V} = 200 \text{ V}$$

- **Corrente Máxima na Chave (I_{Smax}):**

$$I_{Smax} = \frac{N_S}{N_P} \cdot I_{D1max} + \Delta i_{Lm} \quad (12)$$

Onde I_{D1max} é a corrente máxima no diodo D1, que é $I_{out} + \frac{\Delta i_L}{2}$.

$$I_{D1max} = 3,95 \text{ A} + \frac{0,10 \text{ A}}{2} = 3,95 \text{ A} + 0,05 \text{ A} = 4,00 \text{ A}$$

Então,

$$I_{Smax} = \frac{1}{2} \cdot 4,00 \text{ A} + 1,25 \text{ A} = 2,00 \text{ A} + 1,25 \text{ A} = 3,25 \text{ A}$$

- **Corrente Média na Chave (I_{Smedio}):**

$$I_{Smedio} = \frac{I_o}{n_1} D \quad (13)$$

$$I_{Smedio} = \frac{3,95 \text{ A}}{2} \cdot 0,25 = 1,975 \text{ A} \cdot 0,25 = 0,49375 \text{ A}$$

- **Corrente RMS na Chave (I_{Srms}):**

$$I_{Srms} = \frac{I_o \sqrt{D}}{n_1} \quad (14)$$

$$I_{Srms} = \frac{3,95 \text{ A} \sqrt{0,25}}{2} = \frac{3,95 \text{ A} \cdot 0,5}{2} = \frac{1,975 \text{ A}}{2} = 0,9875 \text{ A}$$

7.3 ESFORÇOS NO DIODO D1 (DIODO RETIFICADOR)

- **Tensão Máxima no Diodo D1 (V_{D1max}):**

$$V_{D1max} = \frac{N_S}{N_T} v_{in} \quad (15)$$

$$V_{D1max} = \frac{1}{2} \cdot 100 \text{ V} = 50 \text{ V}$$

- **Corrente Máxima no Diodo D1 (I_{D1max}):**

$$I_{D1max} = I_{out} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (16)$$

$$I_{D1max} = 3,95 \text{ A} + \frac{0,10 \text{ A}}{2} = 3,95 \text{ A} + 0,05 \text{ A} = 4,00 \text{ A}$$

- **Corrente Média no Diodo D1 (I_{D1}):**

$$I_{D1} = DI_O \quad (17)$$

$$I_{D1} = 0,25 \cdot 3,95 \text{ A} = 0,9875 \text{ A}$$

- **Corrente RMS no Diodo D1 (I_{D1rms}):**

$$I_{D1rms} = I_O \sqrt{D} \quad (18)$$

$$I_{D1rms} = 3,95 \text{ A} \sqrt{0,25} = 3,95 \text{ A} \cdot 0,5 = 1,975 \text{ A}$$

7.4 ESFORÇOS NO DIODO D2 (DIODO DE RODA LIVRE)

- **Tensão Máxima no Diodo D2 (V_{D2max}):**

$$V_{D2max} = \frac{N_S}{N_P} v_{in} \quad (19)$$

$$V_{D2max} = \frac{1}{2} \cdot 100 \text{ V} = 50 \text{ V}$$

- **Corrente Média no Diodo D2 (I_{D2}):**

$$I_{D2} = (1 - D)I_O \quad (20)$$

$$I_{D2} = (1 - 0,25) \cdot 3,95 \text{ A} = 0,75 \cdot 3,95 \text{ A} = 2,9625 \text{ A}$$

- **Corrente RMS no Diodo D2 (I_{D2rms}):**

$$I_{D2rms} = I_O \sqrt{1 - D} \quad (21)$$

$$I_{D2rms} = 3,95 \text{ A} \sqrt{1 - 0,25} = 3,95 \text{ A} \sqrt{0,75} \approx 3,95 \text{ A} \cdot 0,866 = 3,4237 \text{ A}$$

7.5 ESFORÇOS NO DIODO D3 (DIODO DE DESMAGNETIZAÇÃO)

- **Tensão Máxima no Diodo D3 (V_{D3max}):**

$$V_{D3max} = \left(\frac{N_T}{N_P} + 1 \right) v_{in} \quad (22)$$

$$V_{D3max} = \left(\frac{2}{2} + 1 \right) \cdot 100 \text{ V} = (1 + 1) \cdot 100 \text{ V} = 200 \text{ V}$$

- **Corrente Máxima no Diodo D3 (I_{D3max}):**

$$I_{D3max} = \left(\frac{N_P}{N_T} \right) \Delta i_{Lm} \quad (23)$$

$$I_{D3max} = \left(\frac{2}{2} \right) \cdot 1,25 \text{ A} = 1 \cdot 1,25 \text{ A} = 1,25 \text{ A}$$

7.6 ESFORÇOS NO INDUTOR DE SAÍDA (L)

- **Corrente RMS no Indutor (I_{Lrms}):** Para um indutor operando em modo de condução contínua (MCC) com ondulação de corrente, a corrente RMS é aproximadamente igual à corrente média de saída, especialmente se a ondulação for pequena.

$$I_{Lrms} \approx I_O \quad (24)$$

$$I_{Lrms} \approx 3,95 \text{ A}$$

7.7 ESFORÇOS NO CAPACITOR DE SAÍDA (C)

- **Corrente RMS no Capacitor (I_{Crms}):** A corrente RMS no capacitor é determinada pela ondulação de corrente no indutor.

$$I_{Crms} = \frac{\Delta i_L}{\sqrt{12}} \quad (25)$$

$$I_{Crms} = \frac{0,10 \text{ A}}{\sqrt{12}} \approx \frac{0,10}{3,464} \approx 0,0289 \text{ A}$$

7.8 RESULTADOS DOS ESFORÇOS CALCULADOS

A Tabela 3 e a Tabela 4 resumem os esforços de tensão e corrente calculados para os componentes do conversor Forward.

Tabela 3 – Esforços de Tensão Calculados no Conversor Forward

Componente	Parâmetro	Valor Calculado [V]
MOSFET	Tensão Máx. (V_{Smax})	200
Diodo D1	Tensão Máx. (V_{D1max})	50
Diodo D2	Tensão Máx. (V_{D2max})	50
Diodo D3	Tensão Máx. (V_{D3max})	200

Tabela 4 – Esforços de Corrente Calculados no Conversor Forward

Componente	Parâmetro	Valor Calculado [A]
MOSFET	Corrente Máx. (I_{Smax})	3.25
	Corrente Média (I_{Smedio})	0.4938
	Corrente RMS (I_{Srms})	0.9875
Diodo D1	Corrente Máx. (I_{D1max})	4.00
	Corrente Média (I_{D1})	0.9875
	Corrente RMS (I_{D1rms})	1.975
Diodo D2	Corrente Média (I_{D2})	2.9625
	Corrente RMS (I_{D2rms})	3.4237
Diodo D3	Corrente Máx. (I_{D3max})	1.25
Indutor (L)	Corrente RMS (I_{Lrms})	3.95
Capacitor (C)	Corrente RMS (I_{Crms})	0.0289

8 ESCOLHA DO INTERRUPTOR

A escolha dos componentes para uso no projeto deve atender a alguns critérios práticos. Em situações reais, indutâncias e capacitâncias parasitas causam ressonâncias indesejadas no circuito. O conhecimento prévio desse aspecto possibilita o dimensionamento correto dos dispositivos. Nenhuma técnica de comutação suave foi empregada no conversor, o que possibilitaria reduzir as sobretensões e trabalhar com componentes mais próximos dos parâmetros calculados. Desta forma, os componentes são submetidos a sobretensões elevadas, e isso será levado em conta na determinação do dispositivo.

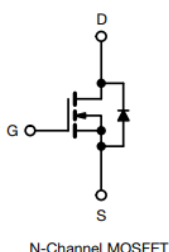
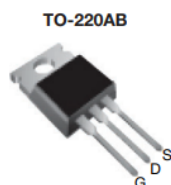
Considerando os valores de esforços de tensão e corrente calculados na Tabela 3 e Tabela 4, o interruptor deverá suportar uma tensão superior à máxima tensão de pico na chave ($V_{Smax} = 200 \text{ V}$). A corrente é um parâmetro que pode ser trabalhado mais próximo do calculado, pois o que limita é a capacidade térmica do material. Deste modo, o transistor escolhido foi o IRF740.

A página inicial do datasheet do IRF740 (Figura 16) mostra que sua tensão máxima dreno-fonte (V_{DS}) é de 400 V, o que é superior aos 200 V calculados para V_{Smax} , garantindo uma boa margem de segurança. A corrente de dreno contínua (I_D) para $T_C = 25^\circ \text{C}$ é de 10 A e para $T_C = 100^\circ \text{C}$ é de 6.3 A, o que atende à corrente máxima calculada de $I_{Smax} = 3,25 \text{ A}$.

Para o cálculo de perdas e análises térmicas, o parâmetro "On Resistance" ($R_{DS(on)}$) a 25°C para $V_{GS} = 10 \text{ V}$ é de $0,55 \Omega$. O fator de correção da resistência de dreno-fonte devido à temperatura da junção, estimada em 120°C , pode ser obtido da Figura 17 do datasheet do IRF740 ("Normalized On-Resistance vs. Temperature") e é de aproximadamente 2,0.


www.vishay.com
IRF740

Vishay Siliconix

Power MOSFET

N-Channel MOSFET

FEATURES

- Dynamic dV/dt rating
- Repetitive avalanche rated
- Fast switching
- Ease of paralleling
- Simple drive requirements
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912

**Note**

* This datasheet provides information about parts that are RoHS-compliant and / or parts that are non RoHS-compliant. For example, parts with lead (Pb) terminations are not RoHS-compliant. Please see the information / tables in this datasheet for details

PRODUCT SUMMARY

V_{DS} (V)	400
$R_{DS(on)}$ (Ω)	$V_{GS} = 10\text{ V}$ 0.55
Q_g max. (nC)	63
Q_{gs} (nC)	9.0
Q_{gd} (nC)	32
Configuration	Single

DESCRIPTION

Third generation power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220AB package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 W. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220AB contribute to its wide acceptance throughout the industry.

Figura 16 – Página inicial do datasheet do IRF740

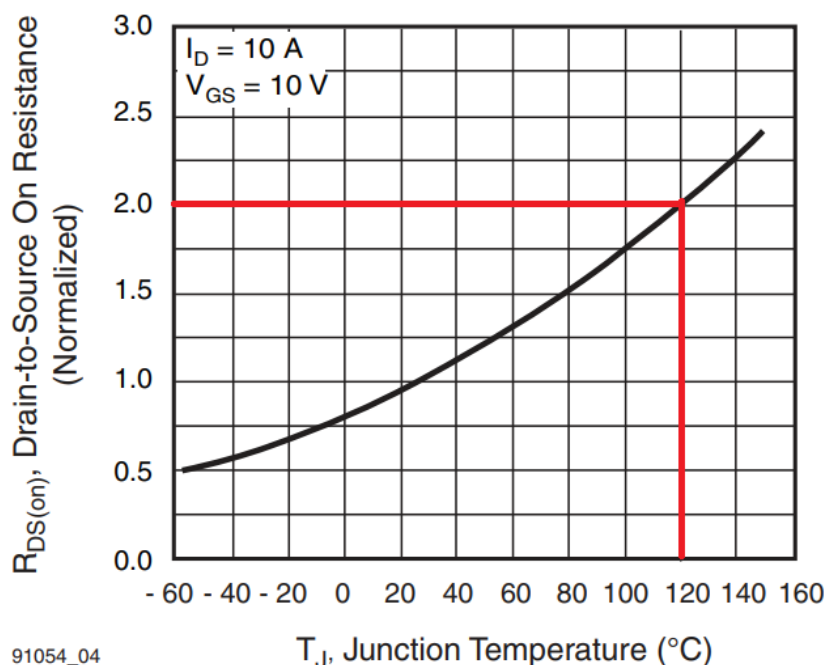
**Fig. 4 - Normalized On-Resistance vs. Temperature**

Figura 17 – Fator de correção da resistência de dreno-fonte

9 ESCOLHA DOS DIODOS

Os diodos do conversor Forward (D1, D2 e D3) escolhidos para o projeto foram o MUR840. A Figura 18 mostra o datasheet do MUR840 com algumas especificações.

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR						Unit
		805	810	815	820	840	860	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	150	200	400	600	V
Average Rectified Forward Current Total Device, (Rated V_R), $T_C = 150^\circ\text{C}$	$I_{F(AV)}$	8.0						A
Peak Repetitive Forward Current (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz), $T_C = 150^\circ\text{C}$	I_{FM}	16						A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	100						A
Operating Junction Temperature and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +175						$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

THERMAL CHARACTERISTICS

Rating	Symbol	MUR						Unit
		805	810	815	820	840	860	
Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	3.0				2.0		$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Rating	Symbol	MUR						Unit
		805	810	815	820	840	860	
Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) ($I_F = 8.0\text{ A}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 8.0\text{ A}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.895 0.975				1.00 1.30	1.20 1.50	V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) (Rated DC Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$) (Rated DC Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_R	250 5.0				500 10		μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0\text{ A}$, $di/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$) ($I_F = 0.5\text{ A}$, $I_R = 1.0\text{ A}$, $I_{REC} = 0.25\text{ A}$)	t_{rr}	35 25				60 50		ns

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

Figura 18 – MUR840 datasheet

Os requisitos para a escolha dos diodos incluem a tensão máxima sobre o diodo, a frequência de comutação, e os valores eficaz e médio da corrente no diodo.

- **Diodo D1 (Retificador):** A tensão máxima (V_{D1max}) calculada foi de 50 V. O MUR840 suporta uma tensão reversa de 400 V (para o modelo MUR840), superando o valor calculado. A corrente máxima calculada (I_{D1max}) foi de 4,00 A, e a corrente média (I_{D1}) foi de 0,9875 A. O MUR840 possui uma corrente média retificada de 8.0 A para $T_C = 150^\circ\text{C}$, o que atende confortavelmente aos requisitos de corrente. O parâmetro "Diode Threshold Voltage" (V_F) para o MUR840 a $I_F = 8.0\text{ A}$ e $T_C = 150^\circ\text{C}$ é de 1,00 V.

- **Diodo D2 (Roda Livre):** A tensão máxima (V_{D2max}) calculada foi de 50 V. O MUR840 também atende a esse requisito de tensão (400 V). A corrente média calculada (I_{D2}) foi de 2,9625 A e a corrente RMS (I_{D2rms}) foi de 3,4237 A. A capacidade de corrente do MUR840 (8.0 A média) é suficiente.
- **Diodo D3 (Desmagnetização):** A tensão máxima (V_{D3max}) calculada foi de 200 V. O MUR840 (400 V) atende a esse requisito. A corrente máxima calculada (I_{D3max}) foi de 1,25 A, também dentro da capacidade do diodo.

10 CIRCUITO DE COMANDO

Para o acionamento do interruptor (MOSFET IRF740) foi utilizada uma PCI com o CI dedicado UC3525. Este circuito integrado possui internamente circuitos osciladores e comparadores necessários para o acionamento da chave.

10.1 REGULAÇÃO DA FREQUÊNCIA

A frequência do pulso do comando que irá acionar a chave é definida pelo capacitor C_T e pelo resistor R_T de acordo com a seguinte expressão:

$$f = \frac{1}{C_T(0,7R_T)} \quad (26)$$

Considerando uma frequência de chaveamento $f_s = 50\text{kHz}$ para o UC3525, podemos reorganizar a Equação (26) para encontrar o produto $C_T R_T$:

$$C_T R_T = \frac{1}{f_s \cdot 0,7} = \frac{1}{50000 \cdot 0,7} \quad 15$$

$$C_T R_T = 2,857 \times 10^{-5} \text{ s} \quad (27)$$

Admitir-se-á C_T igual a 5,00nF, então tem-se:

$$C_T = 5,00\text{nF} \quad (28)$$

Com esse valor de C_T , podemos calcular R_T :

$$R_T = \frac{2,857 \times 10^{-5}}{5,00 \times 10^{-9}} = 5,714\text{k}\Omega \quad (29)$$

10.2 REGULAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA

A razão cíclica pode ser definida através dos resistores R_1 , R_2 e R_3 . A tensão de referência do CI (UC3525) pode ser obtida no datasheet e tem valor de 5,1V. Através dos valores máximo e mínimo da onda triangular portadora gerada pelo CI, pode-se calcular a razão cíclica pela seguinte equação:

$$V_{port_{max}} = 2,9\text{V} \quad (30)$$

$$V_{port_{min}} = 0,86\text{V} \quad (31)$$

A corrente I no divisor de tensão é dada por:

$$I = \frac{V_{ref}}{R_{tot}} = \frac{5,1}{R_{tot}} \quad 22$$

Onde R_{tot} é a soma dos resistores R_1 e R_3 :

$$R_{tot} = R_1 + R_3 \quad (32)$$

A tensão de referência pode ser expressa em termos da razão cíclica (D), dos níveis da portadora e da queda de tensão em R_1 :

$$V_{ref} = V_{port_{min}} + D(V_{port_{max}} - V_{port_{min}}) + R_1 I \quad (33)$$

Desse modo, com os valores propostos:

$$R_1 = 17\Omega \quad (34)$$

$$R_3 = 10\Omega \quad (35)$$

10.3 CÁLCULO DO RESISTOR DE GATE (R_G)

O resistor de gate (R_G) é utilizado para controlar a taxa de variação da tensão no gate do MOSFET, influenciando os tempos de chaveamento t_r (tempo de subida) e t_f (tempo de descida). Para o cálculo de R_G , utiliza-se a seguinte expressão:

$$R_G = \frac{t_f}{2,2 \cdot C_{iss}} \quad (36)$$

Utilizando os dados do MOSFET IRF740 fornecidos na Figura 19, temos:

- Tempo de queda $t_f = 2,4 \times 10^{-8} \text{ s}$
- Capacitância de entrada $C_{iss} = 1,4 \times 10^{-9} \text{ F}$

Substituindo os valores na Equação (36):

$$R_G = \frac{2,4 \times 10^{-8} \text{ s}}{2,2 \cdot (1,4 \times 10^{-9} \text{ F})}$$



$$R_G = \frac{2,4 \times 10^{-8}}{3,3 \times 10^{-9}}$$

$$R_G \approx 7,27\Omega$$

Portanto, o valor do resistor de gate R_G será de aproximadamente $7,3\Omega$.

$$R_G = 7,3\Omega \quad (37)$$

THERMAL RESISTANCE RATINGS						
PARAMETER	SYMBOL	TYP.	MAX.	UNIT		
Maximum junction-to-ambient	R _{thJA}	-	62	°C/W		
Case-to-sink, flat, greased surface	R _{thCS}	0.50	-			
Maximum junction-to-case (drain)	R _{thJC}	-	1.0			

SPECIFICATIONS (T _J = 25 °C, unless otherwise noted)							
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Static							
Drain-source breakdown voltage	V _{DS}	V _{GS} = 0 V, I _D = 250 μA		400	-	-	V
V _{DS} temperature coefficient	ΔV _{DS} /T _J	Reference to 25 °C, I _D = 1 mA		-	0.49	-	V/°C
Gate-source threshold voltage	V _{GS(th)}	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA		2.0	-	4.0	V
Gate-source leakage	I _{GSS}	V _{GS} = ± 20 V		-	-	± 100	nA
Zero gate voltage drain current	I _{DSS}	V _{DS} = 400 V, V _{GS} = 0 V		-	-	25	μA
		V _{DS} = 320 V, V _{GS} = 0 V, T _J = 125 °C		-	-	250	
Drain-source on-state resistance	R _{DS(on)}	V _{GS} = 10 V	I _D = 6.0 A ^b	-	-	0.55	Ω
Forward transconductance	g _{fs}	V _{DS} = 50 V, I _D = 6.0 A ^b		5.8	-	-	S
Dynamic							
Input capacitance	C _{iss}	V _{GS} = 0 V,		-	1400	-	pF
Output capacitance	C _{oss}	V _{DS} = 25 V,		-	330	-	
Reverse transfer capacitance	C _{rss}	f = 1.0 MHz, see fig. 5		-	120	-	
Total gate charge	Q _g	V _{GS} = 10 V	I _D = 10 A, V _{DS} = 320 V, see fig. 6 and 13 ^b	-	-	63	nC
Gate-source charge	Q _{gs}			-	-	9.0	
Gate-drain charge	Q _{gd}			-	-	32	
Turn-on delay time	t _{d(on)}	V _{DD} = 200 V, I _D = 10 A R _g = 9.1 Ω, R _D = 20 Ω, see fig. 10 ^b		-	14	-	ns
Rise time	t _r			-	27	-	
Turn-off delay time	t _{d(off)}			-	50	-	
Fall time	t _f			-	24	-	
Gate input resistance	R _{gi}	f = 1 MHz, open drain		0.8	-	5.9	Ω
Internal drain inductance	L _D	Between lead, 6 mm (0.25") from package and center of die contact 		-	4.5	-	nH
Internal source inductance	L _S			-	7.5	-	
Drain-Source Body Diode Characteristics							
Continuous source-drain diode current	I _S	MOSFET symbol showing the integral reverse p - n junction diode 		-	-	10	A
Pulsed diode forward current ^a	I _{SM}			-	-	40	
Body diode voltage	V _{SD}	T _J = 25 °C, I _S = 10 A, V _{GS} = 0 V ^b		-	-	2.0	V
Body diode reverse recovery time	t _{rr}	T _J = 25 °C, I _F = 10 A, dI/dt = 100 A/μs ^b		-	370	790	ns
Body diode reverse recovery charge	Q _{rr}			-	3.8	8.2	μC
Forward turn-on time	t _{on}	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S and L _D)					

Notes

- a. Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11)
b. Pulse width $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$

Figura 19 – Valor de Ciss no datasheet do IRF740

11 PROJETO DO INDUTOR

Com o valor da indutância determinada de acordo com a equação (5), adotou-se o valor de $500\mu\text{H}$ para o projeto do indutor e as especificações da tabela abaixo.

Tabela 5 – Especificações do Indutor

Indutância	$L = 500\mu\text{H}$
Corrente máxima (I_{Lpico})	$I_p = 4,00\text{A}$
Corrente Eficaz (I_{Lef})	$I_{rms} = 3,96\text{A}$
Ondulação de corrente (ΔI_L)	$\Delta I_L = 0,346\text{A}$
Fluxo máximo (B_m)	$B_m = 0,3\text{T}$
Densidade Máxima de corrente (J_m)	$J_m = 600 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da janela (K_w)	$K_w = 0,8$
Frequência (f_s)	$f = 50\text{kHz}$

Para o projeto do indutor, foi usada uma planilha para o cálculo de parâmetros necessários para a construção do indutor pelos membros da equipe. Esta planilha foi fornecida pelos professores da disciplina durante o andamento das fases do projeto. Destaca-se no projeto o uso de uma frequência considerada alta, a fim de reduzir as dimensões do indutor, usando um núcleo menor, conseguindo uma maior densidade de potência para o conversor estudado. Como parâmetros de saída da planilha de projeto, obteve-se os seguintes resultados:

Tabela 6 – Resultados Obtidos no Projeto do Indutor

Núcleo escolhido	NEE-30/14
Fabricante	Thornton
Material	IP12R
Número de espiras (N)	56
Bitola do condutor	22 AWG
Condutores em paralelo (n_{cond})	2
Comprimento de cada condutor (l_{fio})	3,85m
Perdas no cobre (P_{cobre})	1,58W
Perdas no núcleo (P_{nucleo})	0,0009268W
Elevação de temperatura (ΔT)	44,69°C

A seguir, são detalhados os cálculos e escolhas para cada etapa do projeto do indutor.

11.1 ESCOLHA DO NÚCLEO

O primeiro passo no projeto do indutor é a escolha do núcleo, que é feita através do produto das áreas $A_e A_w$. A expressão para este produto é dada por:

$$A_e \times A_w = \frac{L \times I_{Lpico} \times I_{Lef}}{B_{max} \times J_{max} \times K_w} \times 10^4 \quad (38)$$

Onde:

- $L = 500\mu\text{H}$
- $I_{Lpico} = 4,00\text{A}$
- $I_{Lef} = 3,96\text{A}$
- $B_{max} = 0,3\text{T}$
- $J_{max} = 600\text{A/cm}^2$
- $K_w = 0,8$

Substituindo os valores na Equação 1:

$$A_e \times A_w = \frac{500 \times 10^{-6} \times 4,00 \times 3,96}{0,3 \times 600 \times 0,8} \times 10^4$$

$$A_e \times A_w = \frac{0,00792}{144} \times 10^4$$

$$A_e \times A_w \approx 0,00055 \times 10^4 \text{ cm}^4$$

$$A_e \times A_w \approx 0,5500 \text{ cm}^4$$

Com base no valor calculado de $A_e A_w \approx 0,5500 \text{ cm}^4$, e consultando a Tabela de núcleos de ferrite tipo EE (Thornton) presente na documentação, o núcleo escolhido foi o Equação NEE-30/14Equação que possui $A_e A_w = 1,02 \text{ cm}^4$, sendo o mais próximo e adequado para o projeto. As dimensões do núcleo NEE-30/14 são:

- Área da seção transversal do núcleo (A_e) = $1,2 \text{ cm}^2$
- Área da seção transversal da janela (A_w) = $0,85 \text{ cm}^2$
- Comprimento médio de uma espira (l_{me}) = $6,7 \text{ cm}$
- Volume do núcleo (V_{nucleo}) = $8,00 \text{ cm}^3$

11.2 CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS (N)

O número de espiras é um parâmetro crítico no projeto do indutor. A fórmula para o cálculo do número de espiras é dada por:

$$N = L \times \frac{I_{Lpico}}{B_{max} \times A_e} \times 10^4 \quad (39)$$

Onde:

- $L = 500\mu\text{H}$
- $I_{Lpico} = 4,00\text{A}$
- $B_{max} = 0,3\text{T}$
- $A_e = 1,2 \text{ cm}^2$ (do núcleo escolhido)

Substituindo os valores na Equação 2:

$$\begin{aligned}
 N &= 500 \times 10^{-6} \times \frac{4,00}{0,3 \times 1,2 \times 10^{-4}} \times 10^4 \\
 N &= 500 \times 10^{-6} \times \frac{4,00}{3,6 \times 10^{-5}} \\
 N &= 500 \times 10^{-6} \times 111111,11 \\
 N &\approx 55,56 \text{ espiras}
 \end{aligned}$$

Considerando o arredondamento para o número inteiro superior, o número de espiras adotado é $N = 56$ voltas, conforme indicado nos resultados da planilha.

11.3 CÁLCULO DO ENTREFERRO ($l_{\text{entreferro}}$)

A adição de um entreferro é crucial para evitar a saturação do núcleo e para estabilizar a indutância em função da temperatura e do ponto de operação. O comprimento do entreferro é calculado por:

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{N^2 \times \mu_0 \times A_e}{L} \times 10^{-2} \text{ [cm]} \quad (40)$$

Onde:

- $N = 56$ espiras
- $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m (permeabilidade magnética do vácuo)
- $A_e = 1,2 \text{ cm}^2 = 1,2 \times 10^{-4} \text{ m}^2$
- $L = 500\mu\text{H} = 500 \times 10^{-6} \text{ H}$

Substituindo os valores na Equação 3:

$$\begin{aligned}
 l_{\text{entreferro}} &= \frac{56^2 \times (4\pi \times 10^{-7}) \times (1,2 \times 10^{-4})}{500 \times 10^{-6}} \times 10^{-2} \\
 l_{\text{entreferro}} &= \frac{3136 \times 1,508 \times 10^{-10}}{500 \times 10^{-6}} \times 10^{-2} \\
 l_{\text{entreferro}} &= \frac{4,729 \times 10^{-7}}{500 \times 10^{-6}} \times 10^{-2} \\
 l_{\text{entreferro}} &\approx 0,0009458 \times 10^{-2} \text{ m} \\
 l_{\text{entreferro}} &\approx 0,09458 \text{ cm}
 \end{aligned}$$

O valor calculado para o entreferro é de aproximadamente 0,0946 cm. Os resultados da planilha indicam um entreferro de 0,0946 cm, o que mostra boa concordância.

11.4 CÁLCULO DA BITOLA DO CONDUTOR E NÚMERO DE FIOS EM PARALELO

A seção do condutor (S_{cu}) é determinada pela corrente eficaz no indutor e pela densidade máxima de corrente:

$$S_{cu} = \frac{I_{Lef}}{J_{max}} \quad (41)$$

Onde:

- $I_{Lef} = 3,96A$
- $J_{max} = 600A/cm^2$

Substituindo os valores na Equação 4:

$$S_{cu} = \frac{3,96A}{600A/cm^2} = 0,00660 \text{ cm}^2$$

Este valor de $S_{cu} = 0,00660 \text{ cm}^2$ está em concordância com o fornecido pela planilha.

Devido à alta frequência de operação (50kHz), o efeito pelicular (skin effect) deve ser considerado. A profundidade pelicular (Δ) é calculada por:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (42)$$

Onde $f_s = 50kHz$.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{50 \times 10^3}} = \frac{7,5}{\sqrt{50000}} = \frac{7,5}{223,607} \approx 0,03354 \text{ cm}$$

O diâmetro máximo do fio (D_{fio}) para mitigar o efeito pelicular é aproximadamente 2Δ :

$$D_{fio} = 2 \times \Delta \quad (43)$$

$$D_{fio} = 2 \times 0,03354 \text{ cm} = 0,06708 \text{ cm}$$

Com o $D_{fio} \approx 0,06708 \text{ cm}$, a bitola do condutor escolhida foi Equação 22 AWG (diâmetro de 0,0644 cm e área de 0,003255 cm²). Note que o diâmetro do AWG22 é ligeiramente menor que o D_{fio} calculado, o que sugere a necessidade de condutores em paralelo. O número de condutores em paralelo (n_{cond}) é calculado para garantir que a área total de cobre seja suficiente, levando em conta o efeito pelicular. Usando o S_{cu} (Área da bitola do condutor) e $S_{fio_individual}$ (Área do cobre cujo diâmetro máximo é limitado por D_{fio}):

$$n_{condutores} = \frac{S_{cu}}{S_{fio_individual}} \approx \frac{\text{Área requerida}}{\text{Área de um fio para skin effect}} \quad (44)$$

Da planilha, S_{cu} (que é a área de um fio 22 AWG) = 0,003255 cm². A área de condutor necessária total para $I_{Lef} = 3,96A$ e $J_{max} = 600A/cm^2$ é 0,00660 cm². Assim: $n_{condutores} = \frac{0,00660 \text{ cm}^2}{0,003255 \text{ cm}^2} \approx 2,0282$. A planilha arredondou para 2 condutores em paralelo.

O comprimento total do fio (l_{fio}) é dado por:

$$l_{fio} = N \times l_{me} \quad (45)$$

Onde:

- $N = 56$ espiras
- $l_{me} = 6,7 \text{ cm} = 0,067 \text{ m}$ (comprimento médio de uma espira)

$$l_{fio} = 56 \times 0,067 \text{ m} \approx 3,752 \text{ m}$$

11.5 CÁLCULO DAS PERDAS

As perdas no indutor são divididas em perdas no cobre (P_{cobre}) e perdas no núcleo (P_{nucleo}).

11.6 PERDAS NO COBRE (P_{cobre})

As perdas no cobre são devidas ao efeito Joule e são calculadas por:

$$P_{cobre} = R_{cobre} \times I_{Lef}^2 \quad (46)$$

Onde a resistência do cobre (R_{cobre}) é:

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{fio} \times l_{fio}}{n_{condutores} \times S_{cu_individual}} \quad (47)$$

Considerando os valores da planilha:

- $\rho_{fio} = 0,00053$ ohms/°C (resistividade do fio)
- $l_{fio} = 3,75$ m
- $n_{condutores} = 2$
- $S_{cu_individual} = 0,003255 \text{ cm}^2 = 0,003255 \times 10^{-4} \text{ m}^2$ (Área de um condutor AWG22)
- $I_{Lef} = 3,96\text{A}$

$$R_{cobre} = \frac{0,00053 \times 3,75 \times 10^{-2}}{2 \times (0,003255)}$$

$$R_{cobre} \approx 0,003055\Omega$$

Agora, calculamos P_{cobre} :

$$P_{cobre} = 0,003055\Omega \times (3,96\text{A})^2$$

$$P_{cobre} \approx 0,05\text{W}$$

11.7 PERDAS NO NÚCLEO (P_{nucleo})

As perdas no núcleo são causadas por histerese e correntes parasitas, e são calculadas por:

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2,4} \times (K_h \times f_s + K_f \times f_s^2) \times V_{nucleo} \quad (48)$$

Onde:

- $\Delta B^{2,4}$ é um dado de entrada da planilha de 0,00004194.
- $K_h = 4,0 \times 10^{-5}$ s (coeficiente de perdas por histerese)

- $K_f = 4,0 \times 10^{-10} \text{ s}^2$ (coeficiente de perdas por correntes parasitas)
- $f_s = 50\text{kHz} = 50 \times 10^3 \text{ Hz}$
- $V_{nucleo} = 8,00 \text{ cm}^3$ (volume do núcleo)

Substituindo os valores na Equação 11:

$$P_{nucleo} = 0,00004194 \times (4,0 \times 10^{-5} \times 50 \times 10^3 + 4,0 \times 10^{-10} \times (50 \times 10^3)^2) \times 8,00$$

$$P_{nucleo} = 0,00004194 \times (4,0 \times 50 \times 10^{-2} + 4,0 \times 10^{-10} \times 2500 \times 10^6) \times 8,00$$

$$P_{nucleo} = 0,00004194 \times (2,0 + 1,0) \times 8,00$$

$$P_{nucleo} = 0,00004194 \times 3,0 \times 8,00$$

$$P_{nucleo} \approx 0,00100656 \text{ W}$$

11.8 ELEVAÇÃO DE TEMPERATURA (ΔT)

A elevação de temperatura do núcleo é um indicador da eficiência térmica do projeto e é calculada por:

$$\Delta T = (P_{cobre} + P_{nucleo}) \times R_{th,nucleo} \quad (49)$$

Onde a resistência térmica do núcleo ($R_{th,nucleo}$) é:

$$R_{th,nucleo} = 23 \times (A_e \times A_w)^{-0,37} [\text{°C/W}] \quad (50)$$

Calculando $R_{th,nucleo}$:

- $A_e = 1,2 \text{ cm}^2$
- $A_w = 0,85 \text{ cm}^2$
- $A_e \times A_w = 1,2 \times 0,85 = 1,02 \text{ cm}^4$

$$R_{th,nucleo} = 23 \times (1,02)^{-0,37}$$

$$R_{th,nucleo} \approx 23 \times 0,9927$$

$$R_{th,nucleo} \approx 22,83 \text{ °C/W}$$

Agora, calculamos ΔT usando os valores de perdas da planilha:

- $P_{cobre} = 0,05\text{W}$
- $P_{nucleo} = 0,00100656\text{W}$

$$\Delta T = (0,05\text{W} + 0,00100656\text{W}) \times 22,83 \text{ °C/W}$$

$$\Delta T \approx 1,40 \text{ °C}$$

11.9 POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO

A possibilidade de execução verifica se é possível alocar o enrolamento na janela do núcleo escolhido. A área mínima da janela necessária ($A_{w,min}$) é:

$$A_{w,min} = \frac{N \times n_{condutor} \times S_{fio_iso}}{K_w} \quad (51)$$

Onde:

- $N = 56$ espiras
- $n_{condutor} = 2$ (número de condutores em paralelo)
- $S_{fio_iso} = 0,004013 \text{ cm}^2$ (área de um condutor AWG22 com isolamento, da planilha)
- $K_w = 0,8$

$$\begin{aligned} A_{w,min} &= \frac{56 \times 2 \times 0,004013}{0,8} \\ A_{w,min} &= \frac{0,449456}{0,8} \\ A_{w,min} &\approx 0,5618 \text{ cm}^2 \end{aligned}$$

A possibilidade de execução ($Exec$) é definida por:

$$Exec = \frac{A_{w,min}}{A_w} \quad (52)$$

Onde $A_w = 0,85 \text{ cm}^2$ (da Tabela do Núcleo NEE-30/14).

$$Exec = \frac{0,5618 \text{ cm}^2}{0,85 \text{ cm}^2} \approx 0,6609$$

Este valor de $Exec \approx 0,6609$ (ou 66,09%) indica que a área mínima necessária é menor que a área da janela disponível ($Exec < 1$), confirmando que é possível construir o enrolamento no núcleo escolhido. A planilha forneceu $Exec = 0,6610$, o que indica uma excelente concordância.

12 PROJETO DO TRANSFORMADOR

O projeto de um transformador para conversores Forward envolve o dimensionamento do núcleo magnético e dos enrolamentos primário, secundário e terciário (de desmagnetização), visando garantir a correta relação de tensões, minimizar perdas e evitar a saturação do núcleo. Para este projeto, trata-se especificamente de um transformador monofásico de três enrolamentos. A seguir, detalha-se o passo a passo do cálculo do projeto do transformador.

12.1 ESPECIFICAÇÕES E DADOS INICIAIS

Os dados de entrada para o projeto do transformador são obtidos das especificações do conversor e incluem:

Tabela 7 – Especificações e Dados Iniciais do Projeto do Transformador

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (V_{in})	100 V
Tensão de saída (V_o)	12,5 V
Potência de saída (P_o)	50 W
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Relação de espiras ($n = N_P/N_S$)	2
Densidade de fluxo máxima (B_{max})	0,3 T
Densidade Máxima de corrente (J_{max})	$600 \frac{A}{cm^2}$
Fator de ocupação do enrolamento (K_w)	0,8
Fator de ocupação do primário (K_p)	0,6
Resistividade do fio (ρ_{fio})	$0,000668 \Omega/^{\circ}C$
Subida máxima de temperatura permitida (ΔT)	$35^{\circ}C$
Temperatura ambiente (T_a)	$25^{\circ}C$
Comprimento médio de uma espira (L_{espira})	6,7 cm
Comprimento do caminho magnético (L_{me})	6,7 cm
Volume do núcleo (V_e)	$8,00 cm^3$

Tabela 8 – Resultados dos Cálculos Principais do Projeto do Transformador

Parâmetro	Valor Calculado/Obtido
AWG (Primário)	23
N_P	49 voltas
n_{cond} (Primário)	0,8391
Tamanho do chicote (Primário)	4,3
AWG (Secundário)	22
N_S	24,7 voltas
n_{cond} (Secundário)	0,6661
Tamanho do chicote (Secundário)	2,7
AWG (Terciário)	28
N_T	49,5 voltas
n_{cond} (Terciário)	0,9191
Tamanho do chicote (Terciário)	4,3
Resultados Gerais	
Núcleo Escolhido	NEE-30/14
P	0,6
Exec total	0,4
ΔB_{max}	0,6 T

12.2 SELEÇÃO DO NÚCLEO MAGNÉTICO

A seleção do núcleo é baseada na capacidade de armazenamento de energia e na área disponível para os enrolamentos.

O produto $A_e \cdot A_w$ é calculado como:

$$A_e \cdot A_w = \frac{N_p \cdot I_{primefcaz}}{J_{max} \cdot K_p \cdot K_w} \quad (53)$$

$$A_e \cdot A_w = 0,1157 \text{ cm}^4$$

Com base neste valor e em catálogos de fabricantes, selecionamos um núcleo cujas dimensões estão listadas abaixo, com seus respectivos valores de área de seção transversal (A_e), área da janela (A_w), volume do núcleo (V_e) e comprimento médio da espira (L_{espira}):

- $A_e = 1,2 \text{ cm}^2$
- $A_w = 0,85 \text{ cm}^2$
- Comprimento médio de uma espira (L_{espira}): 6,7 cm
- Comprimento do caminho magnético (L_{me}): 6,7 cm
- Volume do núcleo (V_e): 8,00 cm³

As dimensões físicas do núcleo, como espessura (A , B) e comprimento (C , D) da janela, também são obtidas da tabela para o núcleo escolhido:

- Espessura do núcleo (A): 0,72 cm
- Comprimento do núcleo (B): 0,73 cm
- Espessura da janela (C): 0,490 cm
- Comprimento da janela (D): 1,81 cm

A espessura do fio (Δ) é calculada com base na frequência de comutação:

$$\Delta = 7,5/\sqrt{f_s} \quad (54)$$

$$\Delta = 7,5/\sqrt{50.000} \approx 0,034 \text{ cm}$$

O diâmetro do fio (D_{fio}) é então calculado como:

$$D_{fio} = 2 \cdot \Delta \quad (55)$$

$$D_{fio} = 2 \cdot 0,034 \text{ cm} \approx 0,067 \text{ cm}$$

12.3 DIMENSIONAMENTO DO ENROLAMENTO PRIMÁRIO

- **Número de Espiras do Primário (N_P):**

$$N_P = \frac{V_p \cdot 10^4}{4 \cdot B_{max} \cdot A_e} \quad (56)$$

$$N_P \approx 49 \text{ voltas}$$

- **Área da Bitola do Condutor (S_L):** A área da bitola do condutor é determinada pela corrente eficaz que passa pelo primário e pela densidade máxima de corrente permitida no fio.

$$S_L = \frac{I_{Lefficaz}}{J_{max}} \quad (57)$$

$$S_L = \frac{1,3 \text{ A}}{600 \text{ A/cm}^2} \approx 0,002167 \text{ cm}^2$$

- **Área do Cobre (S_{cu}) e com Isolamento (S_{cui}):** Estes valores são escolhidos com base em tabelas de fios e o diâmetro máximo do fio (D_{fio}).

$$- S_{cu} = 0,002582 \text{ cm}^2$$

$$- S_{cui} = 0,003221 \text{ cm}^2$$

- **Número de Condutores em Paralelo (n_{cond}):** Se a área necessária (S_L) for maior que a área de um único fio disponível (S_{cu}), ou para reduzir o efeito pelicular, múltiplos condutores em paralelo são usados.

$$n_{cond} = \frac{S_L}{S_{cu}} \quad (58)$$

$$n_{cond} = \frac{0,002167}{0,002582} \approx 0,8391$$

Como o resultado é menor que 1, indica que um único condutor com área S_{cu} é suficiente, ou que essa é a fração de área de um fio padrão necessária.

- **Área Mínima da Janela Requerida (A_{wmin}):** A área mínima da janela necessária para acomodar o enrolamento primário é calculada:

$$A_{wmin} = \frac{N_P \cdot n_{cond} \cdot S_{cui}}{K_W} \quad (59)$$

$$A_{wmin} = \frac{49 \cdot 1 \cdot 0,003221}{0,8} \approx 0,1973 \text{ cm}^2$$

- **Possibilidade de Execução (Exec):** Este parâmetro avalia se a janela do núcleo escolhido é grande o suficiente para o enrolamento.

$$Exec = \frac{A_{wmin}}{A_W} \quad (60)$$

$$Exec = \frac{0,1973 \text{ cm}^2}{0,85 \text{ cm}^2} \approx 0,2321$$

Um valor menor que 1 indica que o enrolamento cabe na janela.

12.4 DIMENSIONAMENTO DO ENROLAMENTO SECUNDÁRIO

- **Número de Espiras do Secundário (N_S):** O número de espiras do secundário é derivado da relação de espiras n e do número de espiras do primário (N_P).

$$N_S = N_P/n \quad (61)$$

$$N_S = 49/2 = 24,72 \text{ voltas} \approx 25 \text{ voltas}$$

- **Área da Bitola do Condutor (S_L):** Similar ao primário, usando a corrente eficaz do secundário ($I_{seceficaz} = 1,3 \text{ A}$).

$$S_L = \frac{1,3 \text{ A}}{600 \text{ A/cm}^2} \approx 0,002167 \text{ cm}^2$$

- **Área do Cobre (S_{cu}) e com Isolamento (S_{cui}):**

$$- S_{cu} = 0,003255 \text{ cm}^2$$

$$- S_{cui} = 0,004013 \text{ cm}^2$$

- **Número de Condutores em Paralelo (n_{cond}):**

$$n_{cond} = \frac{0,002167}{0,003255} \approx 0,6661$$

- **Área Mínima da Janela Requerida (A_{wmin}):**

$$A_{wmin} = \frac{25 \cdot 1 \cdot 0,004013}{0,8} \approx 0,1254 \text{ cm}^2$$

- **Possibilidade de Execução (Exec):**

$$Exec = \frac{0,1254 \text{ cm}^2}{0,85 \text{ cm}^2} \approx 0,1475$$

Um valor menor que 1 indica que o enrolamento cabe na janela.

12.5 DIMENSIONAMENTO DO ENROLAMENTO TERCIÁRIO (DESMAGNETIZAÇÃO)

- **Número de Espiras do Terciário (N_T):** Para a desmagnetização adequada do núcleo, o número de espiras do enrolamento terciário é tipicamente igual ao número de espiras do primário (N_P).

$$N_T = N_P \quad (62)$$

$$N_T = 49 \text{ voltas}$$

- **Área da Bitola do Condutor (S_L):** Usando a corrente eficaz do terciário ($I_{tereficaz} = 0,4 \text{ A}$).

$$S_L = \frac{0,4}{600 \text{ A/cm}^2} \approx 0,00059 \text{ cm}^2$$

- **Área do Cobre (S_{cu}) e com Isolamento (S_{cui}):**

$$- S_{cu} = 0,000642 \text{ cm}^2$$

$$- S_{cui} = 0,000872 \text{ cm}^2$$

- **Número de Condutores em Paralelo (n_{cond}):**

$$n_{cond} = \frac{0,00059}{0,000642} \approx 0,9191 \approx 1$$

- **Área Mínima da Janela Requerida (A_{wmin}):**

$$A_{wmin} = \frac{49 \cdot 1 \cdot 0,000872}{0,8} \approx 0,0534 \text{ cm}^2$$

- **Possibilidade de Execução (Exec):**

$$Exec = \frac{0,0534 \text{ cm}^2}{0,85 \text{ cm}^2} \approx 0,0628$$

Um valor menor que 1 indica que o enrolamento cabe na janela.

12.6 PERDAS E POSSIBILIDADE DE EXECUÇÃO TOTAL

As perdas no transformador (P) foram calculadas como a ondulação de fluxo máxima (ΔB_{max}) é um parâmetro importante na análise do núcleo magnético e é dada por:

$$\Delta B_{max} = 2 \cdot B_{max} \quad (63)$$

$$\Delta B_{max} = 2 \cdot 0,3 \approx 0,6 T$$

A possibilidade de execução total, que considera o espaço ocupado por todos os enrolamentos na janela do núcleo, é calculada pela soma das áreas mínimas de janela requeridas por cada enrolamento dividida pela área total da janela do núcleo. A equação para a possibilidade de execução total ($Exec_{total}$) é:

$$Exec_{total} = \frac{A_{wmin,primário} + A_{wmin,secundário} + A_{wmin,terciário}}{A_w} \quad (64)$$

$$Exec_{total} = \frac{0,1973 + 0,1254 + 0,0534}{0,85} \approx 0,4$$

Este valor, sendo menor que 1, indica que todos os enrolamentos cabem na janela disponível, validando a escolha do núcleo.

13 CÁLCULO TÉRMICO

Com os dados de potência dissipada em cada componente, é possível estimar se é ou não necessário o uso de dissipadores de calor para assegurar a confiabilidade do conversor. Esta estimativa pode ser realizada com base no seguinte cálculo:

$$T_{jm} = R_{th,ja} \cdot P_{total} + T_a \quad (65)$$

Onde T_a é a temperatura ambiente, $R_{th,ja}$ é a resistência térmica da junção do componente para o ambiente, dada em $^{\circ}C/W$. P_{total} é a potência dissipada e T_{jm} a temperatura máxima de junção nesta condição de operação. Se a temperatura encontrada for menor que a temperatura de junção máxima fornecida no datasheet do componente, é seguro utilizar este dispositivo sem o uso de um dissipador de calor. Caso isto não aconteça, é necessário dimensionar um dissipador que tenha a capacidade de retirar o calor emitido pela junção do semiconductor.

13.1 DIODOS (MUR840)

Para o cálculo térmico dos diodos MUR840, é necessário considerar as perdas em condução e as perdas em bloqueio. O datasheet do MUR840 fornece os parâmetros necessários.

As perdas em condução (P_{CD}) são calculadas por:

$$P_{CD} = V_{T0} \cdot I_{Dmed} + R_d \cdot I_{Def}^2 \quad (66)$$

Onde V_{T0} e R_d são obtidos da linearização da curva característica V_F vs I_F . Para o MUR840, a V_F é de 1 V para $I_F = 8,0$ A a $150^{\circ}C$.

As perdas em bloqueio (P_{BD}) são calculadas por:

$$P_{BD} = V_D \cdot Q_{RR} \cdot f_s \quad (67)$$

Onde V_D é o valor máximo da tensão no diodo, Q_{RR} é a carga armazenada durante a recuperação reversa e f_s é a frequência de operação. Para o MUR840, o Q_{RR} é de 60 nC a $di/dt = 50$ A/ μs e $T_J = 25^{\circ}C$, ou 50 nC para $I_F = 0.5$ A, $I_R = 1.0$ A, $I_{REC} = 0.25$ A a $T_J = 25^{\circ}C$. Usaremos 60 nC como valor típico.

Para este projeto, os valores de tensão máxima (V_D) e frequência (f_s) são:

- V_D para D1 e D2: 50 V
- V_D para D3: 200 V
- f_s : 50.000 Hz

Consideremos as perdas para cada diodo. Para simplificar, assumimos um $V_{T0} \approx 1.0$ V e $R_d \approx 0$ Ω (considerando o ponto de operação típico do diodo).

13.1.1 Para Diodo D1:

As correntes média e eficaz são $I_{D1med} = 0,9875 \text{ A}$ e $I_{D1rms} = 1,975 \text{ A}$. As perdas em condução P_{CD1} são:

$$P_{CD1} = 1,0 \text{ V} \cdot 0,9875 \text{ A} = 0,9875 \text{ W}$$

As perdas em bloqueio P_{BD1} são:

$$P_{BD1} = 50 \text{ V} \cdot (60 \cdot 10^{-9} \text{ C}) \cdot 50.000 \text{ Hz} = 0,00015 \text{ W}$$

As perdas totais para D1 são:

$$P_{\text{total, D1}} \approx 0,9875 \text{ W} + 0,00015 \text{ W} = 0,98765 \text{ W}$$

13.1.2 Para Diodo D2:

As correntes média e eficaz são $I_{D2med} = 2,9625 \text{ A}$ e $I_{D2rms} = 3,4237 \text{ A}$. As perdas em condução P_{CD2} são:

$$P_{CD2} = 1,0 \text{ V} \cdot 2,9625 \text{ A} = 2,9625 \text{ W}$$

As perdas em bloqueio P_{BD2} são:

$$P_{BD2} = 50 \text{ V} \cdot (60 \cdot 10^{-9} \text{ C}) \cdot 50.000 \text{ Hz} = 0,00015 \text{ W}$$

As perdas totais para D2 são:

$$P_{\text{total, D2}} \approx 2,9625 \text{ W} + 0,00015 \text{ W} = 2,96265 \text{ W}$$

13.1.3 Para Diodo D3:

As correntes média e eficaz são $I_{D3med} = 0,121 \text{ A}$ e $I_{D3rms} \approx 1,25 \text{ A}$ (usando I_{D3max}). As perdas em condução P_{CD3} são:

$$P_{CD3} = 1,0 \text{ V} \cdot 0,121 \text{ A} = 0,121 \text{ W}$$

As perdas em bloqueio P_{BD3} são:

$$P_{BD3} = 200 \text{ V} \cdot (60 \cdot 10^{-9} \text{ C}) \cdot 50.000 \text{ Hz} = 0,0006 \text{ W}$$

As perdas totais para D3 são:

$$P_{\text{total, D3}} \approx 0,121 \text{ W} + 0,0006 \text{ W} = 0,1216 \text{ W}$$

As características térmicas do MUR840 são:

- Máxima resistência térmica junção-case (R_{thJC}): $2,0 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$

- Faixa de temperatura de junção e armazenamento (T_J , T_{stg}): -65 to $+175$ °C

Para o diodo D2, que apresenta as maiores perdas (aproximadamente 2,96 W), a temperatura de junção (T_J) sem dissipador é calculada usando a resistência térmica junção-ambiente (R_{thJA}). Embora o datasheet do MUR840 não especifique diretamente o R_{thJA} para o encapsulamento TO-220 sem dissipador no modelo MUR840, a Figura 4 do datasheet para $T_A = 25^\circ C$ indica que o MUR840 pode operar com cerca de 8A em onda quadrada com $R_{thJA} = 16^\circ C/W$ ou $R_{thJA} = 60^\circ C/W$ (sem dissipador). Utilizaremos $R_{thJA} = 60^\circ C/W$ (sem dissipador) para o pior caso.

A temperatura de junção T_J é dada por:

$$T_J = T_a + P_{total} \cdot R_{thJA}$$

$$T_J = 25^\circ C + 2,96 W \cdot 60^\circ C/W = 25^\circ C + 177,6^\circ C = 202,6^\circ C$$

Esta temperatura de junção ($202,6^\circ C$) excede a temperatura máxima de junção permitida de $175^\circ C$ para o MUR840. Portanto, é necessário o uso de dissipador para os diodos, especialmente para D2.

13.2 MOSFET (IRF740)

Para o cálculo térmico do MOSFET IRF740, consideramos as perdas em condução e as perdas em comutação.

As perdas em condução (P_{con}) são calculadas por:

$$P_{con} = R_{DS(on)} \cdot I_{Srms}^2 \quad (68)$$

A resistência $R_{DS(on)}$ varia com a temperatura. A $R_{DS(on)}$ a $25^\circ C$ é de $0,55 \Omega$. O fator de correção para $120^\circ C$ é de aproximadamente 1,8. Portanto, a $R_{DS(on)}$ a $120^\circ C$ é:

$$R_{DS(on),120^\circ C} = 0,55 \Omega \cdot 1,8 = 0,99 \Omega$$

Utilizando $I_{Srms} = 0,9875 A$ (calculado anteriormente), as perdas em condução são:

$$P_{con} = 0,99 \Omega \cdot (0,9875 A)^2 \approx 0,99 \Omega \cdot 0,975 A^2 \approx 0,965 W$$

As perdas em comutação (P_{com}) são dadas por:

$$P_{com} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_{con} + t_{coff}) \cdot I_{Smix} \cdot V_{Smix} \quad (69)$$

Para o IRF740, os tempos de comutação são:

- $t_{d(on)} = 14$ ns (atraso de ligamento)
- $t_r = 27$ ns (tempo de subida)
- $t_{d(off)} = 50$ ns (atraso de desligamento)

- $t_f = 24$ ns (tempo de queda)

Para uma estimativa simplificada das perdas de comutação:

- Tempo de condução (t_{con}):

$$t_{con} \approx t_{d(on)} + t_r = 14 \text{ ns} + 27 \text{ ns} = 41 \text{ ns}$$

- Tempo de corte (t_{coff}):

$$t_{coff} \approx t_{d(off)} + t_f = 50 \text{ ns} + 24 \text{ ns} = 74 \text{ ns}$$

- Corrente de pico na comutação (I_{Smix}): $\approx I_{Swmax} = 3,25$ A
- Tensão de pico na comutação (V_{Smix}): $\approx V_{Swmax} = 200$ V

Calculando as perdas em comutação:

$$P_{com} = \frac{50.000 \text{ Hz}}{2} \cdot (41 \cdot 10^{-9} \text{ s} + 74 \cdot 10^{-9} \text{ s}) \cdot 3,25 \text{ A} \cdot 200 \text{ V}$$

$$P_{com} = 25.000 \text{ Hz} \cdot (115 \cdot 10^{-9} \text{ s}) \cdot 650 \text{ W}$$

$$P_{com} \approx 1,868 \text{ W}$$

As perdas totais no interruptor (P_S) são a soma das perdas em condução e comutação:

$$P_S = P_{con} + P_{com} \quad (70)$$

$$P_S = 0,965 \text{ W} + 1,868 \text{ W} = 2,833 \text{ W}$$

As características térmicas do IRF740 são:

- Máxima resistência térmica junção-case (R_{thJC}): $1,0$ °C/W
- Máxima resistência térmica junção-ambiente (R_{thJA}): 62 °C/W (sem dissipador)
- Faixa de temperatura de junção e armazenamento (T_J , T_{stg}): -55 to $+150$ °C

A temperatura de junção (T_J) sem dissipador é calculada por:

$$T_J = T_a + P_S \cdot R_{thJA}$$

$$T_J = 25^\circ \text{C} + 2,833 \text{ W} \cdot 62^\circ \text{C/W} = 25^\circ \text{C} + 175,6^\circ \text{C} = 200,6^\circ \text{C}$$

Esta temperatura de junção ($200,6^\circ \text{C}$) excede a temperatura máxima de junção permitida de 150°C para o IRF740. Portanto, é necessário o uso de um dissipador para o MOSFET.

13.3 DIMENSIONAMENTO DO DISSIPADOR

Como tanto o diodo (D2 com as maiores perdas) quanto o MOSFET (S) excedem suas temperaturas de junção máximas sem dissipador, é necessário dimensionar dissipadores para garantir a operação confiável dos componentes. O dimensionamento do dissipador consiste em determinar a resistência térmica dissipador-ambiente (R_{da}) que consiga conduzir o calor para fora do dispositivo, mantendo a temperatura de junção abaixo do limite estabelecido.

A resistência térmica total junção-ambiente (R_{thJA}) com dissipador é expressa por:

$$R_{thJA} = R_{thJC} + R_{thCS} + R_{da} \quad (71)$$

Para que a temperatura de junção (T_j) permaneça dentro do limite especificado, o requisito para a resistência térmica junção-ambiente total é:

$$R_{thJA} \leq \frac{T_{j,max} - T_a}{P_{total}} \quad (72)$$

Para os cálculos a seguir, utilizaremos uma temperatura máxima de junção desejada ($T_{j,max}$) de 125°C para um projeto conservador e a temperatura ambiente (T_a) de 25°C .

13.3.1 Para o Diodo (MUR840)

Para o diodo D2, que apresentou as maiores perdas:

- Potência total dissipada (P_{total}): 2,96 W
- Resistência térmica junção-caixa (R_{thJC}): $2,0^\circ\text{C/W}$

O requisito para a resistência térmica junção-ambiente (R_{thJA}) é:

$$R_{thJA} \leq \frac{125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}}{2,96\text{ W}} = \frac{100^\circ\text{C}}{2,96\text{ W}} \approx 33,78^\circ\text{C/W}$$

Considerando uma resistência térmica da interface caixa-dissipador (R_{thCS}) de $0,5^\circ\text{C/W}$ (valor típico para pasta térmica sem isolador), a resistência térmica do dissipador para o ambiente (R_{da}) requerida é:

$$R_{da} \leq R_{thJA} - R_{thJC} - R_{thCS}$$

$$R_{da} \leq 33,78^\circ\text{C/W} - 2,0^\circ\text{C/W} - 0,5^\circ\text{C/W} = 31,28^\circ\text{C/W}$$

Portanto, um dissipador com resistência térmica menor ou igual a $31,28^\circ\text{C/W}$ é necessário para o diodo.

13.3.2 Para o MOSFET (IRF740)

Para o MOSFET:

- Potência total dissipada (P_{total}): 2,833 W
- Resistência térmica junção-caixa (R_{thJC}): 1,0 °C/W

O requisito para a resistência térmica junção-ambiente (R_{thJA}) é:

$$R_{thJA} \leq \frac{125^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C}}{2,833\text{ W}} = \frac{100^{\circ}\text{C}}{2,833\text{ W}} \approx 35,30\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Considerando uma resistência térmica da interface caixa-dissipador (R_{thCS}) de 0,5 °C/W (valor típico para pasta térmica), a resistência térmica do dissipador para o ambiente (R_{da}) requerida é:

$$R_{da} \leq R_{thJA} - R_{thJC} - R_{thCS}$$

$$R_{da} \leq 35,30\text{ }^{\circ}\text{C/W} - 1,0\text{ }^{\circ}\text{C/W} - 0,5\text{ }^{\circ}\text{C/W} = 33,80\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Conclui-se que um dissipador com resistência térmica menor ou igual a 33,80 °C/W é necessário para o MOSFET.

14 PCB DO CONVERSOR FORWARD

A placa de circuito impresso de potência foi projetada com o programa Altium Designer. Abaixo pode ser visto o esquemático do projeto. No esquemático estão representados tanto o circuito do conversor, quanto a entrada para o circuito de comando.

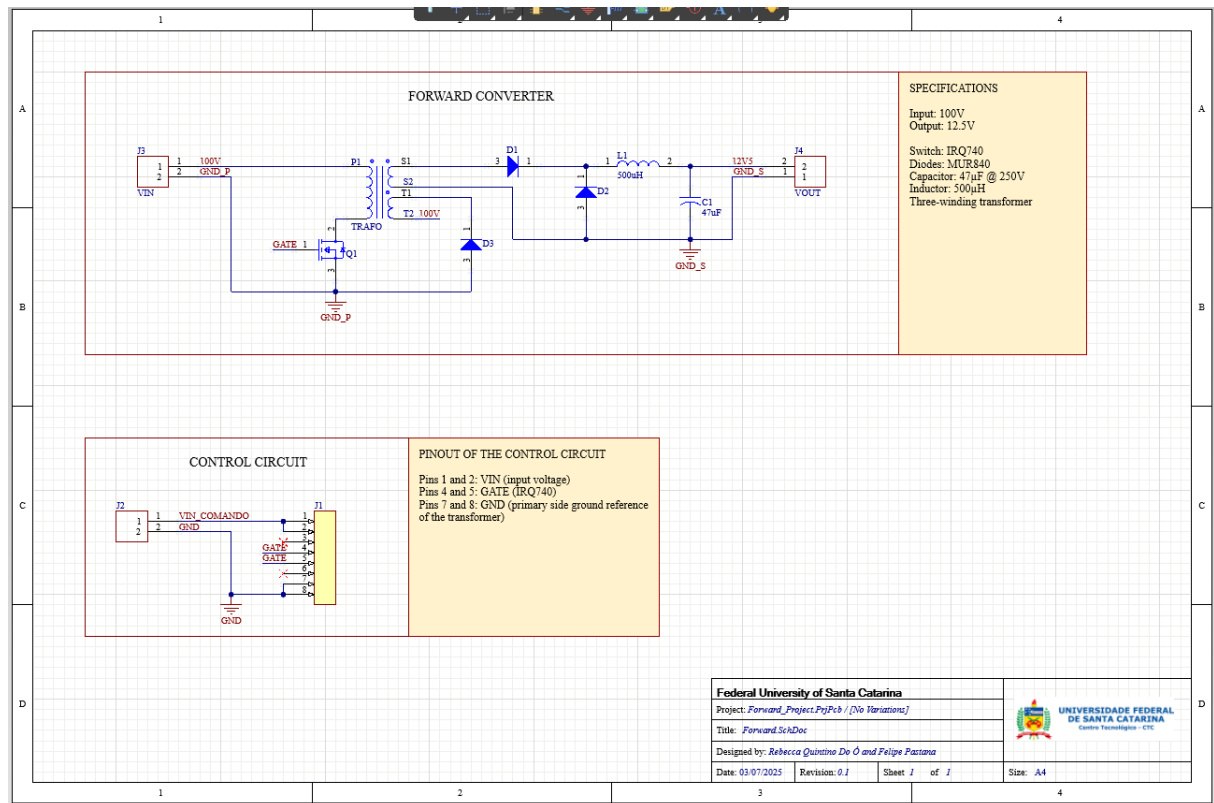


Figura 20 – Esquemático Altium.

Os modelos 3D estão disponíveis para uma visualização mais precisa das dimensões e do posicionamento dos componentes, ajudando a prevenir interferências ou problemas durante a soldagem. O layout da placa de potência e sua representação em 3D podem ser conferidos nas figuras a seguir.

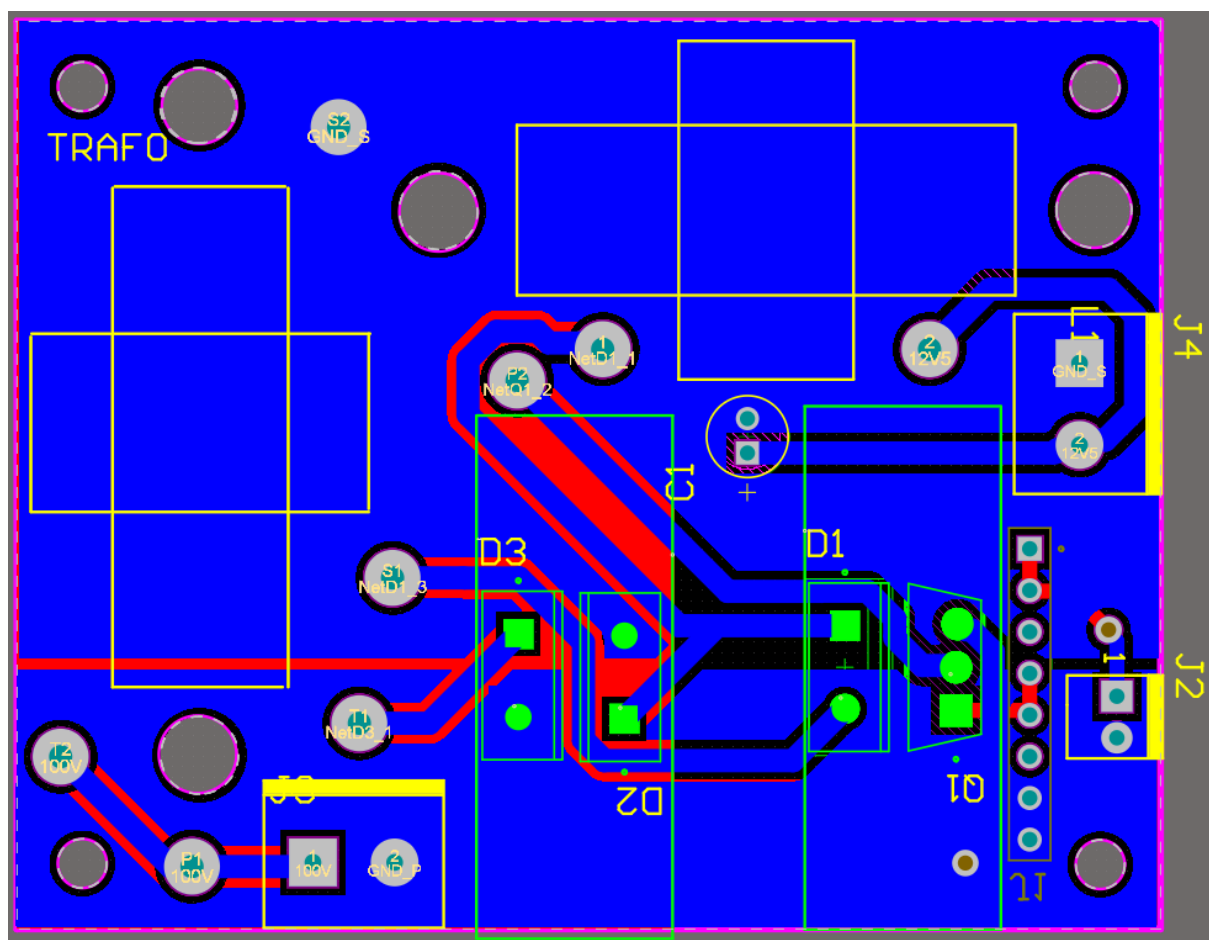


Figura 22 – PCB bottom layer.

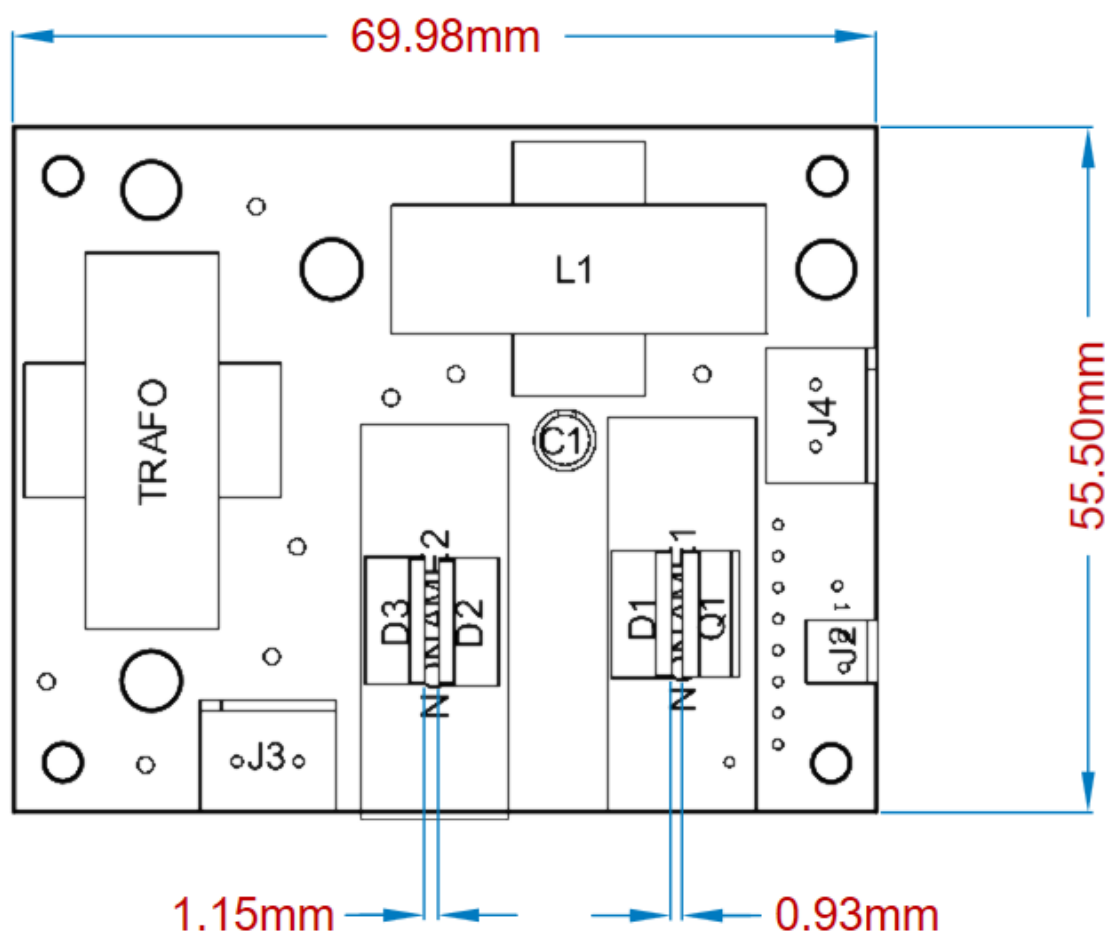


Figura 24 – Dimensões PCB

Uma imagem da placa finalizada com os componentes já soldados e com o circuito de comando já conectado pode ser vista a seguir.

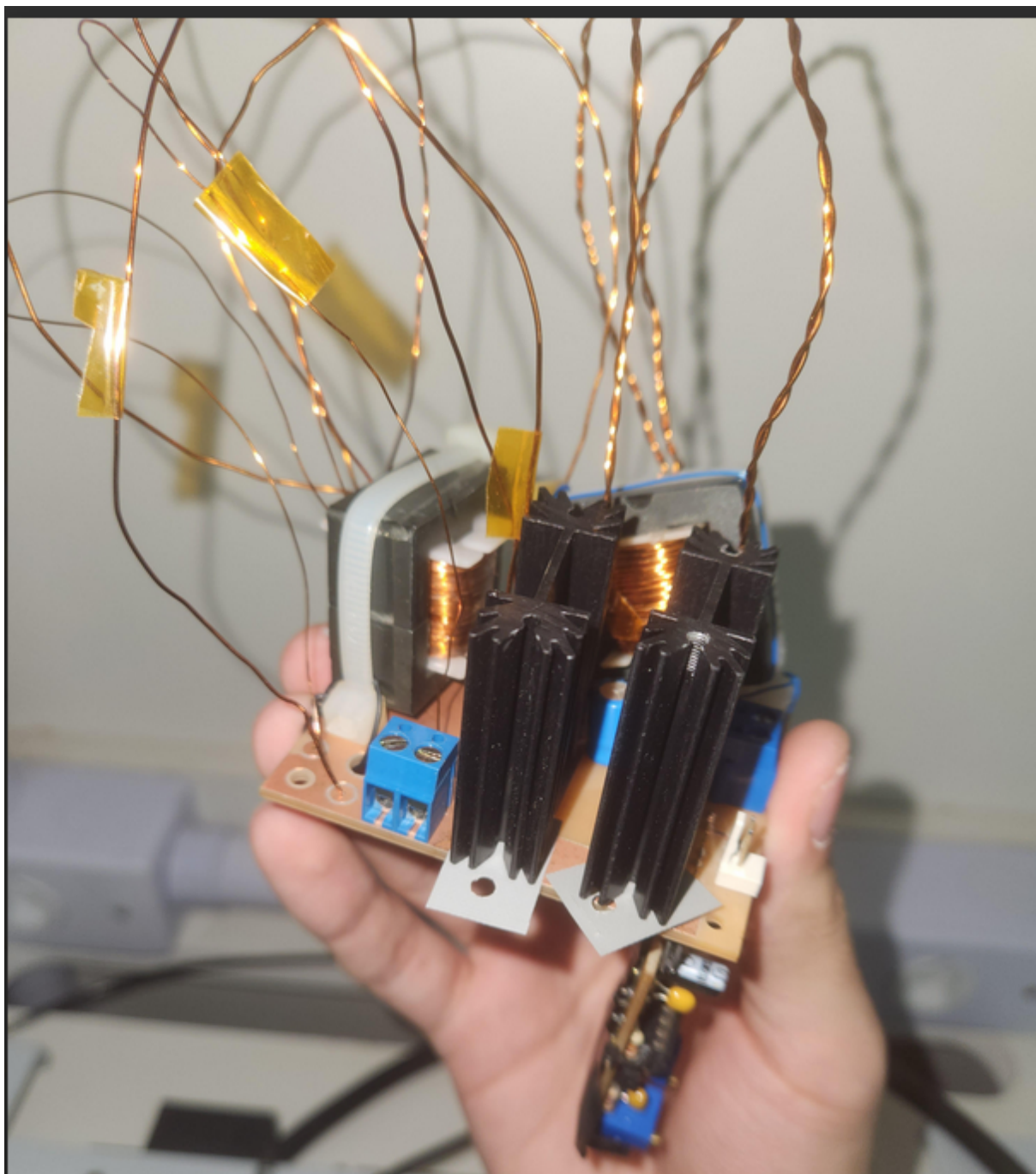


Figura 25 – PCB montada.

14.1 LISTA DE COMPONENTES

A lista de componentes utilizados para a confecção da PCB do transformador forward é mostrada na abaixo.

	Line #	Designator	Name	Description	Quantity
1		C1	47uF	Electrolytic capacitor	1
2		D1, D2, D3	MUR840G	DIODE STANDARD 400V 8A TO2202	3
3		J1	header 8pin	Header 8pin	1
4		J2	Con_Molex_2_pin	Connector KK Male 180° 2 Pins	1
5		J3	VIN	Connector Borne KRE 2 Vias	1
6		J4	VOUT	Connector Borne KRE 2 Vias	1
7		L1	500uH	Indutor manufacture handmade	1
8		Q1	IRF740	MOSFET N-CH 400V 10A TO220AB	1
9		TRAFO	Three-winding tr...	Handmade three-winding transformer	1

Figura 26 – Tabela de componentes.

15 RESULTADOS OBTIDOS

Para os testes do desempenho do conversor foi realizado o experimento em bancada com a utilização do osciloscópio para a verificação do sinal de saída e também as correntes nos enrolamentos do transformador e do indutor.

No teste foi utilizada uma carga de $17,6 \Omega$, um pouco maior do que a carga projetada. Inicialmente mediu-se com o osciloscópio a corrente no enrolamento do indutor e a tensão de saída.



Figura 27 – Medição da carga.



Figura 28 – Tensão de saída e corrente no indutor.

Através da figura obteve-se que a corrente média no indutor é de 1,45 A com amplitude de 632,85 mA, enquanto a tensão média na carga foi de 22,50 V. Na imagem também é possível perceber os picos de variação na corrente e na tensão devido à comutação da chave de comando.

Em seguida ia ser feita a medição da corrente na entrada do conversor para verificar se havia saturação no transformador, porém, ao ir aumentando gradualmente a tensão da fonte de bancada até 100 V ocorreu que, por volta dos 80 V, a fonte de alcançou o limite máximo de corrente programado, zerando a tensão para evitar problemas, entretanto, a fazer isso gerou um transitório que queimou os transistores da placa de comando e não foi possível realizar mais testes.

16 DISCUSSÕES

Durante o teste houve alguns problemas. O primeiro problema foi a placa do circuito de comando não funcionar como o esperado, e, portanto, foi necessário utilizar uma previamente pronta. O segundo problema foi a fonte de bancada desligar e queimar a placa do circuito de comando e por conta disso não foi possível realizar mais medições para verificar o funcionamento e a eficiência do transformador forward projetado. Embora não tenha sido realizar mais medições, as medidas no osciloscópio momentos antes de queimar o comando indicavam que havia uma baixa saturação no transformador.

17 CONCLUSÃO

O desenvolvimento deste projeto de conversor Forward abrangeu tanto a fundamentação teórica quanto a implementação prática, com a simulação e montagem do circuito. A etapa teórica foi concluída com sucesso, validando o dimensionamento dos componentes, a seleção do núcleo magnético e o comportamento esperado do conversor por meio de análises e simulações.

No entanto, devido a problemas técnicos durante a fase de testes não foi possível validar plenamente o funcionamento prático do protótipo.

Apesar disso, o trabalho proporcionou um aprendizado valioso sobre o projeto de conversores chaveados, reforçando a necessidade de planejamento detalhado e testes incrementais. Em síntese, o projeto atingiu seus objetivos teóricos e identificou pontos críticos para aprimoramento prático, servindo como base para desenvolvimentos futuros na área de conversores de potência.

18 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. Martins C. D., Conversores CC-CC Básicos Isolados. Edição do Autor., Florianópolis