

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

BRUNA RIBEIRO RESENDE

WENDEURICK SILVERIO

PROJETO DE CONVERSORES CC-CC  
CONVERTOR ELEVADOR DE TENSÃO (BOOST)

CURITIBA

2018

BRUNA RIBEIRO RESENDE

WENDEURICK SILVERIO

PROJETO DE CONVERSORES CC-CC  
CONVERSOR ELEVADOR DE TENSÃO (BOOST)

Relatório apresentado à disciplina de Conversores CC-CC e Inversores do curso de Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia da Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. João Américo Vilela Júnior.

CURITIBA

2018

## Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Objetivos</b>	<b>2</b>
2.1	Objetivo Geral . . . . .	2
2.2	Objetivos Específicos . . . . .	2
<b>3</b>	<b>Especificação de Componentes do Conversor</b>	<b>2</b>
<b>4</b>	<b>Projeto do Indutor</b>	<b>10</b>
<b>5</b>	<b>Projeto do Compensador</b>	<b>12</b>
5.1	Circuito de Controle . . . . .	12
5.2	Frequência de Oscilação . . . . .	16
5.3	Tensão de <i>feedback</i> . . . . .	17
5.4	<i>Soft-start</i> e tempo-morto . . . . .	17
<b>6</b>	<b>Placa de Circuito Impresso</b>	<b>20</b>
<b>7</b>	<b>Resultados</b>	<b>24</b>
7.1	Ondulação da tensão de saída . . . . .	24
7.2	Transitório para o aumento da carga . . . . .	26
7.3	Transitório para a diminuição da carga . . . . .	28
7.4	Tensão dreno-fonte . . . . .	30
<b>8</b>	<b>Conclusões</b>	<b>32</b>

## 1 Introdução

Por fim, são apresentadas e discutidas as conclusões e observações de cada etapa do desenvolvimento do projeto proposto.

## 2 Objetivos

### 2.1 Objetivo Geral

A finalidade do projeto apresentado se resume na implementação de uma das topologias de conversor CC-CC, neste caso, o conversor elevador de tensão (*Boost*). Esta implementação seguirá as seguintes especificações:

Tabela 1: Especificações do Conversor CC-CC Boost

Parâmetros de Implementação	
Tensão de Entrada	$9 - 18V_{cc}$
Tensão de Saída	$24V_{cc}$
Frequência de Comutação	$250kHz$
Potência do Conversor	$30W$

### 2.2 Objetivos Específicos

- Especificação dos componentes do conversor;
- Projeto do indutor;
- Definição e simulação do compensador;
- Layout e confecção da placa de circuito impresso;
- Testes em bancada para verificação do funcionamento do conversor *Boost* de acordo com as especificações do projeto.

## 3 Especificação de Componentes do Conversor

Nesta seção é realizado o levantamento dos dados necessários para a determinação dos componentes de um conversor CC-CC elevador (*Boost*) (Figura 1), cuja a especificação é dada a seguir:  $V_{in} = 9 - 18V$ ,  $V_{out} = 24V$ ,  $P = 30W$  e  $Freq = 250kHz$ .

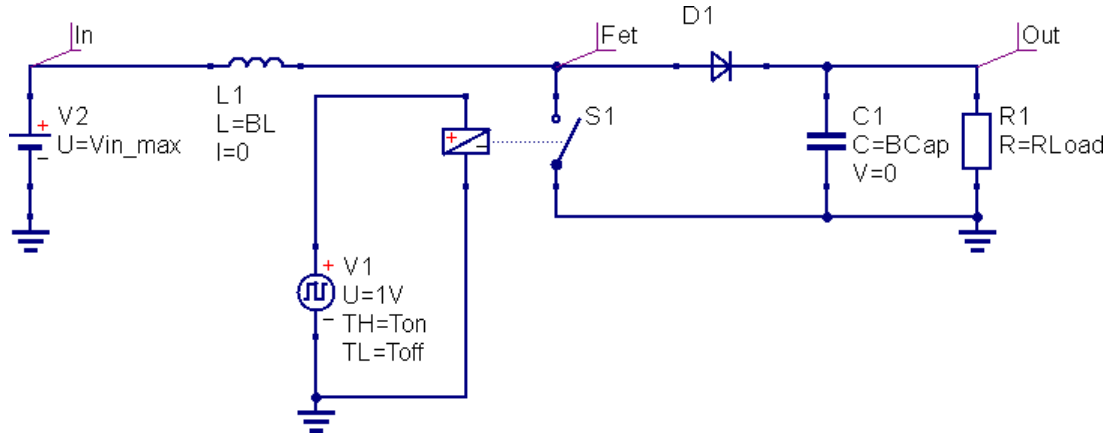


Figura 1: Esquemático do conversor Boost.

A partir desses parâmetros, tem-se os valores da carga e sua corrente média:

$$\begin{aligned}
 R_{out} &= \frac{V_{out}^2}{P} \\
 &= \frac{24^2}{30} = 19,2\Omega
 \end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned}
 I_{out_{med}} &= \frac{P}{V_{out}} \\
 &= \frac{30}{24} = 1,250A
 \end{aligned} \tag{2}$$

Com isso, através do *software* Qucs, simulou-se o circuito da Figura 1, obtendo-se os parâmetros a seguir.

## 1. Capacitor

### (a) Capacitância

A escolha da capacitância leva em conta a variação da tensão de saída ( $\Delta V_{out}$ ) e a razão cíclica ( $D$ ) da chave.

O ciclo de trabalho foi calculado para o pior caso, ou seja, quando  $D$  assume seu valor máximo (quando a tensão de entrada assume o valor mínimo):

$$\begin{aligned}
 D &= 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \\
 &= 1 - \frac{9}{24} = 62.5\%
 \end{aligned} \tag{3}$$

Para este projeto, adotou-se a variação de tensão igual a 4%. A Equação 4 apresenta o cálculo do valor mínimo da capacitância.

$$C_{ap} \geq \frac{D_{max} \cdot I_{out}}{\Delta V_{out} \cdot f_{req}} = \frac{62,5\% \cdot 1,250}{4\% \cdot 250k} = 78,125\mu F \quad (4)$$

(b) Tensão máxima

Através da simulação, obteve-se a tensão máxima que o capacitor deve suportar (37,5V, quando  $V_{in} = 18V$ ).

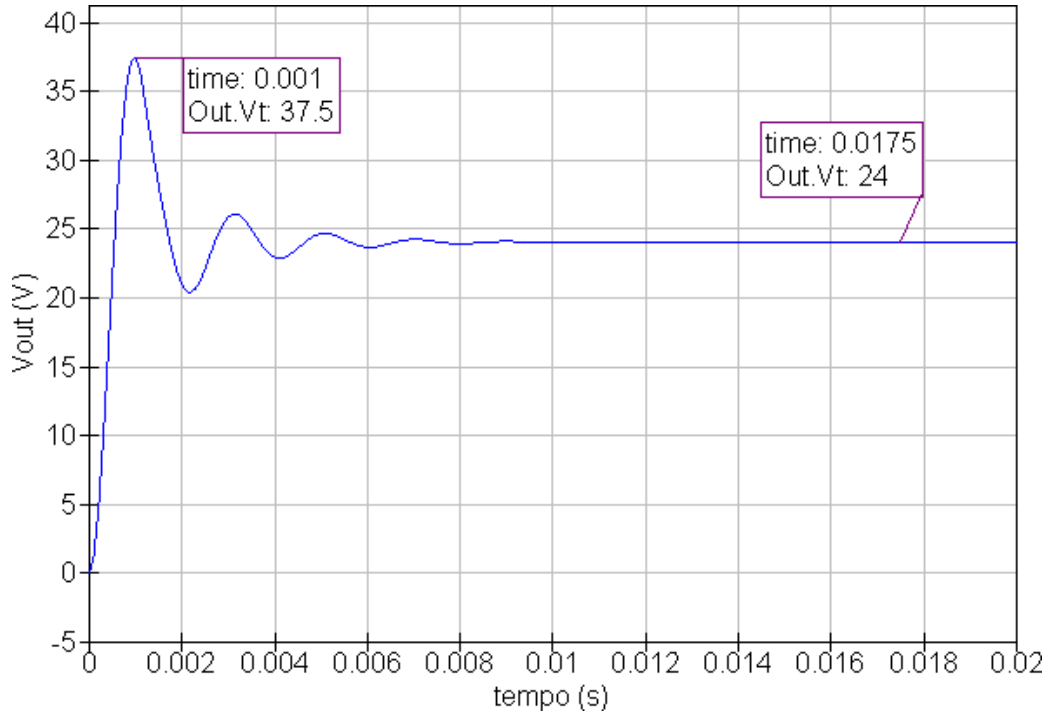


Figura 2: Pico de tensão sobre a carga/capacitor.

(c) ESR máxima

Neste projeto, adotou-se 4% como sendo o valor da máxima variação da corrente de saída ( $\Delta I_{out}$ ). A Equação 5 apresenta o cálculo da resistência série máxima do capacitor.

$$ESR \leq \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}} = \frac{4\%}{4\%} = 1\Omega \quad (5)$$

## 2. Indutor

### (a) Indutância

O cálculo para o valor mínimo da indutância (Equação 7) foi feito sobre o ponto onde o produto  $(D \cdot V_{in})$  atinge seu valor máximo:

$$\begin{aligned} \max \{D \cdot V_{in}\} &= \max \left\{ \frac{(V_{out} - V_{in})}{V_{out}} \cdot V_{in} \right\} \\ &= \max \left\{ \frac{(24 - V_{in})}{24} \cdot V_{in} \right\} = 6 \rightarrow V_{in} = 12 \rightarrow D = 50\% \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} L &\geq \frac{D \cdot V_{in}}{\Delta_{I_L} \cdot f_{req}} \\ &= \frac{6}{4\% \cdot 250k} = 600\mu H \end{aligned} \quad (7)$$

### (b) Corrente média

Através da simulação, obteve-se a corrente média que o indutor deve suportar (4,51A, quando  $V_{in} = 9V$ ).

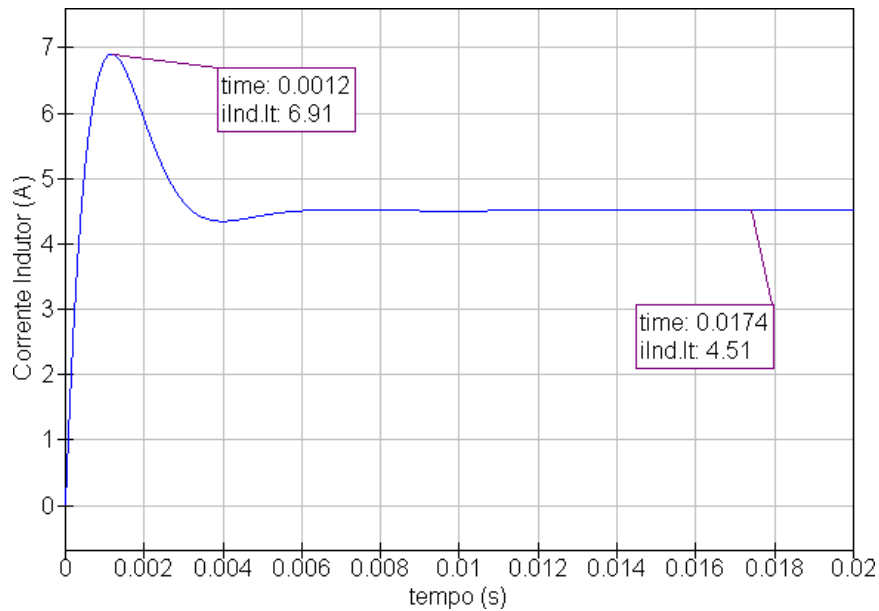


Figura 3: Corrente média sobre o indutor.

(c) Corrente máxima

Através da simulação, obteve-se a corrente máxima que o indutor deve suportar (8,22A, quando  $V_{in} = 18V$ ).

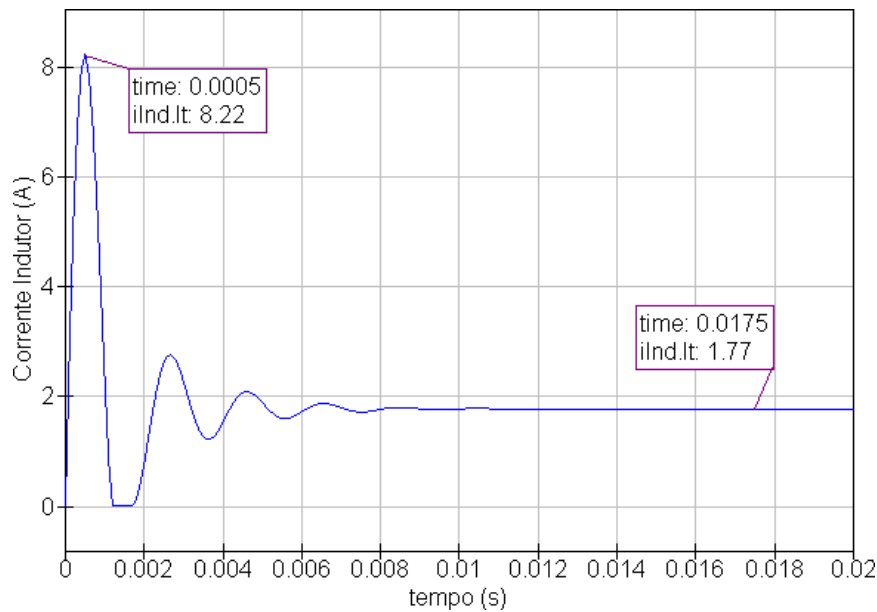


Figura 4: Corrente máxima sobre o indutor.

3. Diodo

(a) Corrente média e corrente máxima

A corrente no diodo é aproximadamente igual à corrente sobre a carga (desconsiderando os picos de carga sobre o capacitor).

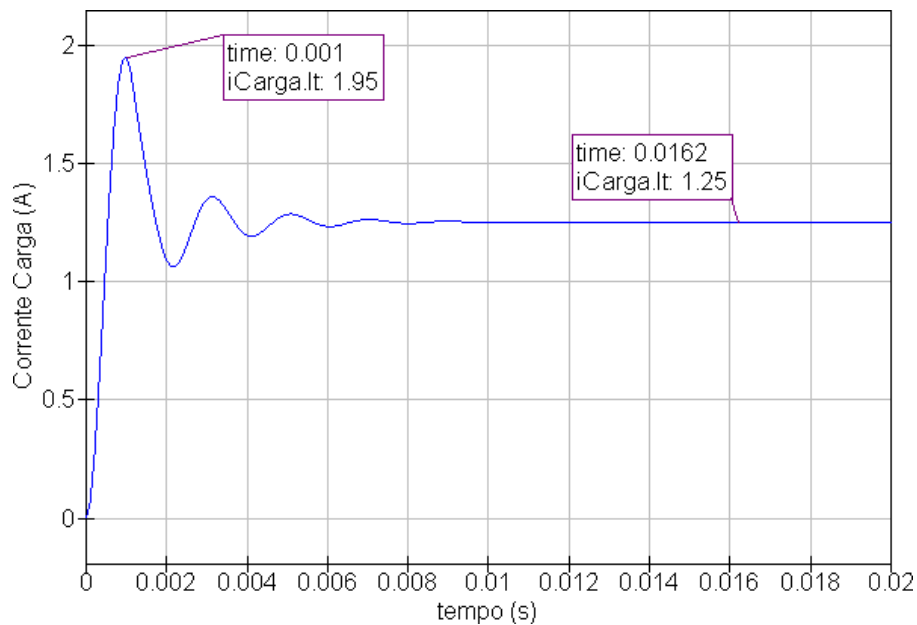


Figura 5: Corrente sobre o diodo/carga.

Através da simulação, obteve-se a corrente média e máxima que o diodo



deve suportar (1,25A e 1,95, respectivamente, quando  $V_{in} = 18V$ ).

(b) Tensão reversa máxima

Através da simulação, obteve-se a máxima tensão reversa que o diodo deve suportar (35,6V, quando  $V_{in} = 18V$ ).

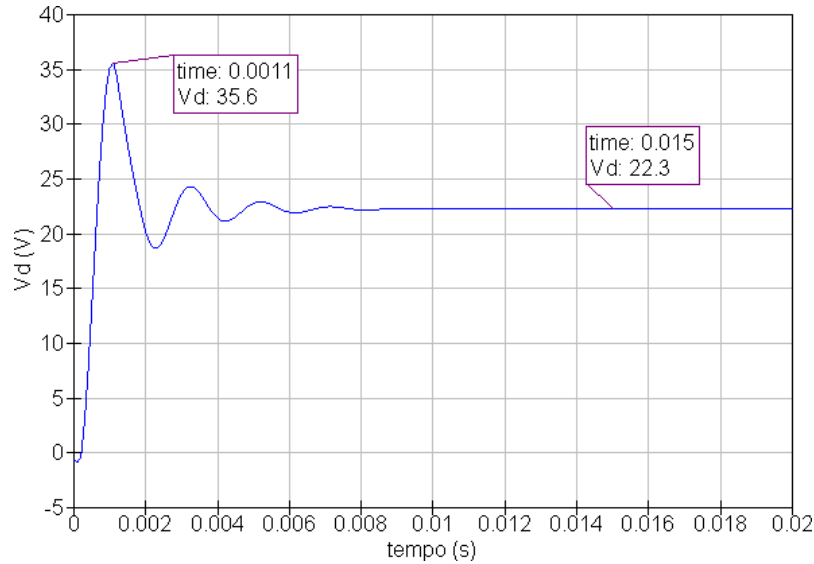


Figura 6: Tensão reversa sobre o diodo.

#### 4. Mosfet

(a) Corrente média

Através da simulação, obteve-se a corrente média que a chave deve suportar (4,54A, quando  $V_{in} = 9V$ ).

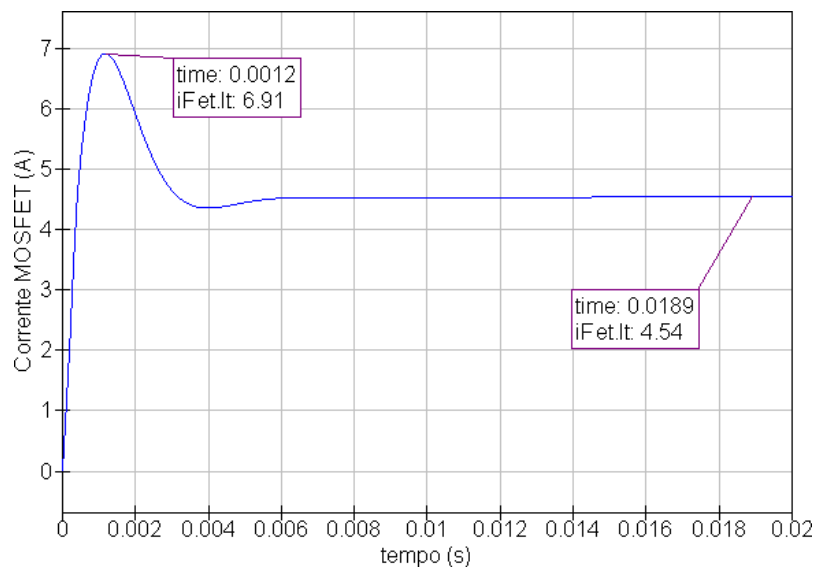


Figura 7: Corrente média sobre a chave.

(b) Corrente máxima

Através da simulação, obteve-se a corrente máxima que a chave deve suportar (8,22A, quando  $V_{in} = 18V$ ).

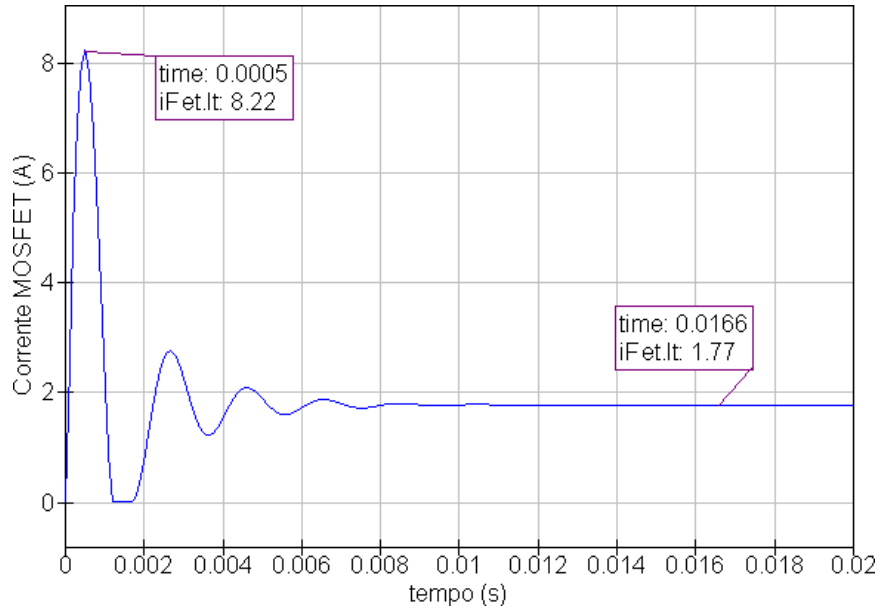


Figura 8: Corrente máxima sobre a chave.

(c) Tensão Dreno-Fonte

Através da simulação, obteve-se a tensão máxima que a chave deve suportar (8,22V, quando  $V_{in} = 18V$ ).

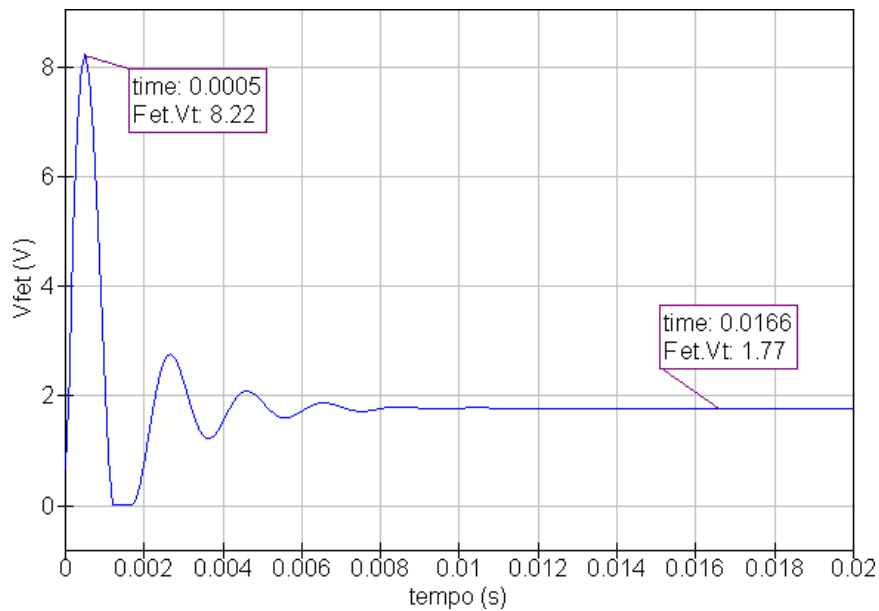


Figura 9: Tensão máxima sobre a chave.

## Escolha dos componentes

A partir dos dados obtidos através dos cálculos, da simulação e da disponibilidade, foram definidos os seguintes componentes:

### 1. Capacitor

- Fabricante: Nichicon
- Part number: UVR1H470MED1TD
- Capacitância:  $2 \times 47\mu F \pm 20\%$  (2 em paralelo)
- Tensão máxima de operação: 50V
- ESR: não especificada pelo fabricante. Medida:  $490m\Omega$ .

### 2. Diodo

- Fabricante: Vishay General Semiconductor
- Part number: SB260
- Queda de tensão: 680mV @ 2A
- Corrente média: 2,0A
- Pico máximo de corrente: 60A @ 8,3ms
- Máxima tensão reversa: 60V

### 3. Mosfet

- Fabricante: Infineon Technologies
- Part number: IRFZ44EPBF
- Corrente média: 48A
- Pico máximo de corrente: 192A
- Tensão máxima entre dreno e fonte: 60V
- Resistência Dreno-Fonte modo triodo:  $23m\Omega$  @  $V_{GS} = 10V, I_D = 29A$
- Tensão de limiar no *gate*: 2V - 4V

## 4 Projeto do Indutor

Para o cálculo do número de espiras do indutor em questão, foi utilizada a metodologia a partir do comprimento de entreferro. Assim, o carretel foi projetado de forma que o comprimento do entreferro fosse igual a 1,6mm, ou seja:

$$\frac{l_g}{2} = 0,8mm$$

$$N = \sqrt{\frac{l_g \cdot L}{\mu_0 \cdot A_e}} = \sqrt{\frac{1,6 \cdot 10^{-3} \cdot 600 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,7 \cdot 10^{-4}}} = 67,09 \text{ espiras}$$

Onde:

- L - indutância [H]
- $\mu_0$  - permeabilidade magnética do vácuo [H/m]
- $A_e$  - área do núcleo [ $m^2$ ]

Assim, utilizou-se 68 espiras para a construção do indutor. No entanto, é necessário verificar se a densidade de fluxo  $B_{max}$  não ultrapassa o valor de 0,3T, provocando a saturação do núcleo. Como pode ser observado na Equação 8, não haverá saturação.

$$B_{max} = \frac{L \cdot I_{pico}}{N \cdot A_e} = \frac{600 \cdot 10^{-6} \cdot 1,275}{68 \cdot 1,7 \cdot 10^{-4}} = 0,066T \quad (8)$$

Foi então analisada a área disponível para o número de espiras calculado, pela equação abaixo, considerando a densidade de corrente máxima  $J_{max}$  igual a  $450A/cm^2$  e a corrente eficaz  $I_{ef}$  igual a 1,25 A.

$$A_t = \frac{I_{ef}}{J_{max}} = 0,0027cm^2 = 0,27mm^2 \quad (9)$$

No entanto, a corrente utilizada foi equivocada, uma vez que se considerou a corrente de saída média e não a corrente máxima que efetivamente passa pelo indutor em regime permanente. O erro foi identificado após a implementação do conversor e durante os ensaios, onde o indutor aqueceu. Refazendo os cálculos para verificar a dimensão do erro, utilizou-se a corrente máxima, na condição da tensão de entrada mínima, igual a 3,33 A:

$$A_t = \frac{I_{max}}{J_{max}} = 0,0074cm^2 = 0,74mm^2 \quad (10)$$

Dessa forma, seria necessária a utilização de um condutor  $AWG_{18}$ , cuja seção é de  $0,82mm^2$ .

Porém, como se está operando em frequência elevada para eletrônica de potência, deve-se considerar o efeito pelicular, utilizando a frequência do projeto igual a 250kHz.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} = 0,015cm = 0,15mm$$

Como o raio do condutor deve ser menor que  $\Delta$ , o condutor mais indicado seria o  $AWG_{29}$ , cujo raio é de 0,14295mm. No entanto, havia a disponibilidade do condutor  $AWG_{30}$  e assim, seria necessária a utilização de um número de condutores em paralelo obtido pela equação:

$$n_{cp} = \frac{AWG_{18}}{AWG_{30}} = 16,07 \approx 17 \text{ condutores em paralelo}$$

Assim, realizando os mesmos cálculos, porém com o valor da corrente média de saída, foi obtido um número de 3 condutores em paralelo utilizando o  $AWG_{30}$ , valor muito distante do necessário. Assim, o indutor foi construído com o condutor  $AWG_{30}$  e 3 condutores em paralelo.

Após a construção do indutor, a medição de sua indutância indicou aproximadamente  $643,7\mu H$ . Além disso, a ESR medida foi igual a  $480m\Omega$ . (obs.: a Seção 8 aborda novamente o projeto do indutor).

## 5 Projeto do Compensador

### 5.1 Circuito de Controle

O compensador escolhido foi o do Tipo 3, cujo circuito e função transferência são apresentados nas Figuras 10 e 11, respectivamente.

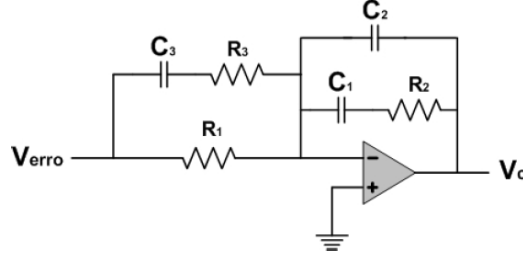


Figura 10: Circuito do Compensador Tipo 3.

$$\frac{v_c(s)}{v_e(s)} = \frac{R_2 \cdot C_1 \cdot C_3 \cdot (R_3 + R_1) \cdot s^2 + ((R_3 + R_1) \cdot C_3 + R_2 \cdot C_1) \cdot s + 1}{(R_1^2 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot C_3) \cdot s^3 + (R_1^2 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + R_1^2 \cdot R_3 \cdot C_3 \cdot (C_1 + C_2)) \cdot s^2 + R_1^2 \cdot (C_1 + C_2) \cdot s}$$

Figura 11: Função transferência do Compensador Tipo 3.

A equação 11 apresenta a função transferência do conversor *Boost*.

$$G_{Boost} = \frac{V_{in}}{L \cdot C \cdot (1 - D)^2} \cdot \frac{\left(-\frac{R_{SE} \cdot L \cdot C \cdot s^2}{R_0} + \left(R_{SE} \cdot C - \frac{L}{R_0}\right) \cdot s + 1\right)}{\left(s^2 + \left(\frac{1}{R_0 \cdot C} + \frac{R_{SE}}{L}\right) \cdot s + \frac{1}{L \cdot C}\right)} \quad (11)$$

Onde

- $V_{in}$ : tensão de entrada
- $L$ : valor do Indutor *Boost*
- $C$ : valor do Capacitor *Boost*
- $R_{SE}$ : ESR do capacitor
- $R_0$ : carga do circuito
- $D$ : razão cíclica
- $s$ : variável no plano complexo (frequência complexa)

O projeto do compensador foi dado no ponto  $V_{in} = 13,5V$ . Assumindo esse valor na Equação 3, tem-se o valor da razão cíclica igual a  $D = 0,4375$ .

A fim de se obter valores mais próximos para o caso real, os componentes físicos foram medidos e o compensador foi projetado levando em conta esses valores.

- $L = 643,7\mu H$
- $C = 2 \cdot 47\mu = 94\mu F$  (capacitores em paralelo)
- $R_{SE} = 0,49\Omega/2 = 0,245\Omega$  (capacitores em paralelo)
- $R_0 = 19,2\Omega$

Com isso, obteve-se os diagramas de Bode em malha aberta, apresentados na Figura 12. Logo após, escolheu-se 2,08kHz para ser a frequência de corte em malha fechada, ponto onde a fase é de  $166^\circ$  ( $-194^\circ$ ) e magnitude é de 14dB ( $5,01V/V$ ).

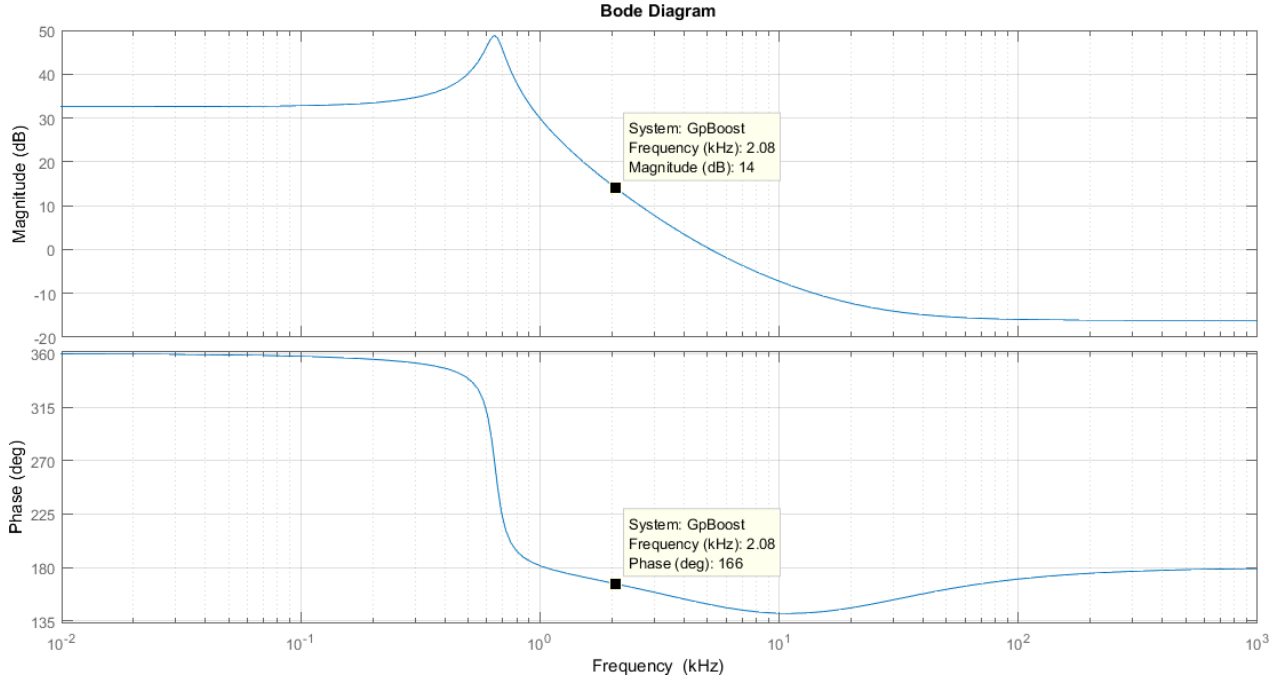


Figura 12: Diagramas de Bode da função transferência do conversor *Boost*.

Optou-se pela margem de fase igual a  $60^\circ$ . Com isso, obteve-se o avanço de fase, conforme a Equação 12.

$$\begin{aligned}\phi_{\text{avanço}} &= -90^\circ + MF_{\text{desejada}} - \angle G_{\text{Boost}}|_{f_c} \\ &= -90^\circ + 60^\circ - (-194^\circ) = 164^\circ\end{aligned}\tag{12}$$

O ganho do compensador deve ser tal que leve a um ganho unitário em malha fechada, na frequência de corte (Equação 13).

$$|G_{FTMA}(s)|_{f_c} = |G_C(s)|_{f_c} \cdot |G_{PWM}(s)|_{f_c} \cdot |G_{Boost}(s)|_{f_c} \cdot k = 1 \quad (13)$$

Substituindo os seguintes valores na Equação 13, obteve-se o Ganho do Compensador  $|G_c(s)|_{f_c} = 1,7957V/V$ .

- Ganho da planta do conversor:  $|G_{Boost}(s)|_{f_c} = 5,01$
- Ganho da modulação PWM:  $|G_{PWM}(s)|_{f_c} = 1/V_{triang} = 1/1,8 = 0,5556$
- Ganho do divisor resistivo de *feedback*:  $k = 5V/24V = 0,2$

O fator  $k_{pz}$  é dado pela Equação 14.

$$\begin{aligned} k_{pz} &= \left( \tan \left( \frac{\phi_{\text{avanço}}}{4} + \frac{\pi}{4} \right) \right)^2 \\ &= \left( \tan \left( \frac{164}{4} + \frac{\pi}{4} \right) \right)^2 = 204,5091 \end{aligned} \quad (14)$$

Tomando o resistor  $R_1 = 510k\Omega$ , calculou-se os demais componentes do compensador.

$$\begin{aligned} C_2 &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_1 \cdot |G_c(s)|} \\ &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,08kHz \cdot 510k\Omega \cdot 1,7957} = 83,550pF \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} C_1 &= C_2 \cdot (k_{pz} - 1) \\ &= 83,550pF \cdot (204,5091 - 1) = 17nF \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{\sqrt{k_{pz}}}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_1} \\ &= \frac{\sqrt{204,5091}}{2 \cdot \pi \cdot 2,08kHz \cdot 17nF} = 64,355k\Omega \end{aligned} \quad (17)$$



$$\begin{aligned}
R_3 &= \frac{R_1}{k_{pz} - 1} \\
&= \frac{510k\Omega}{204,5091 - 1} = 2,51k\Omega
\end{aligned} \tag{18}$$

$$\begin{aligned}
C_3 &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_3 \cdot \sqrt{k_{pz}}} \\
&= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,08kHz \cdot 2,51k\Omega \cdot \sqrt{204,5091}} = 2,14nF
\end{aligned} \tag{19}$$

Após os cálculos, foi feita uma aproximação com valores comerciais e/ou disponíveis, através de arranjos série/paralelo, obtendo aos seguintes valores:

Tabela 2: aproximação com valores comerciais/disponíveis

$R_1 (k\Omega)$	510
$R_2 (k\Omega)$	56
$R_3 (k\Omega)$	2,2
$C_1 (nF)$	17,2
$C_2 (pF)$	94
$C_3 (nF)$	2,2

Substituindo as devidas funções transferências no sistema da Figura 13, obteve-se os diagramas de Bode da Figura 14.

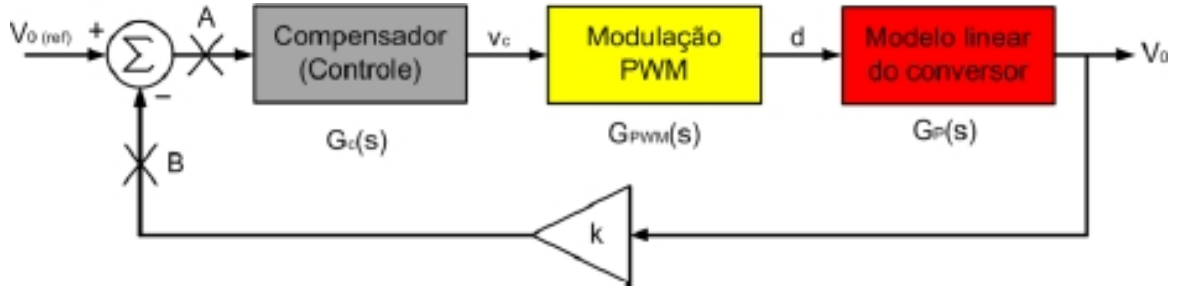


Figura 13: Sistema de controle do conversor *Boost*.

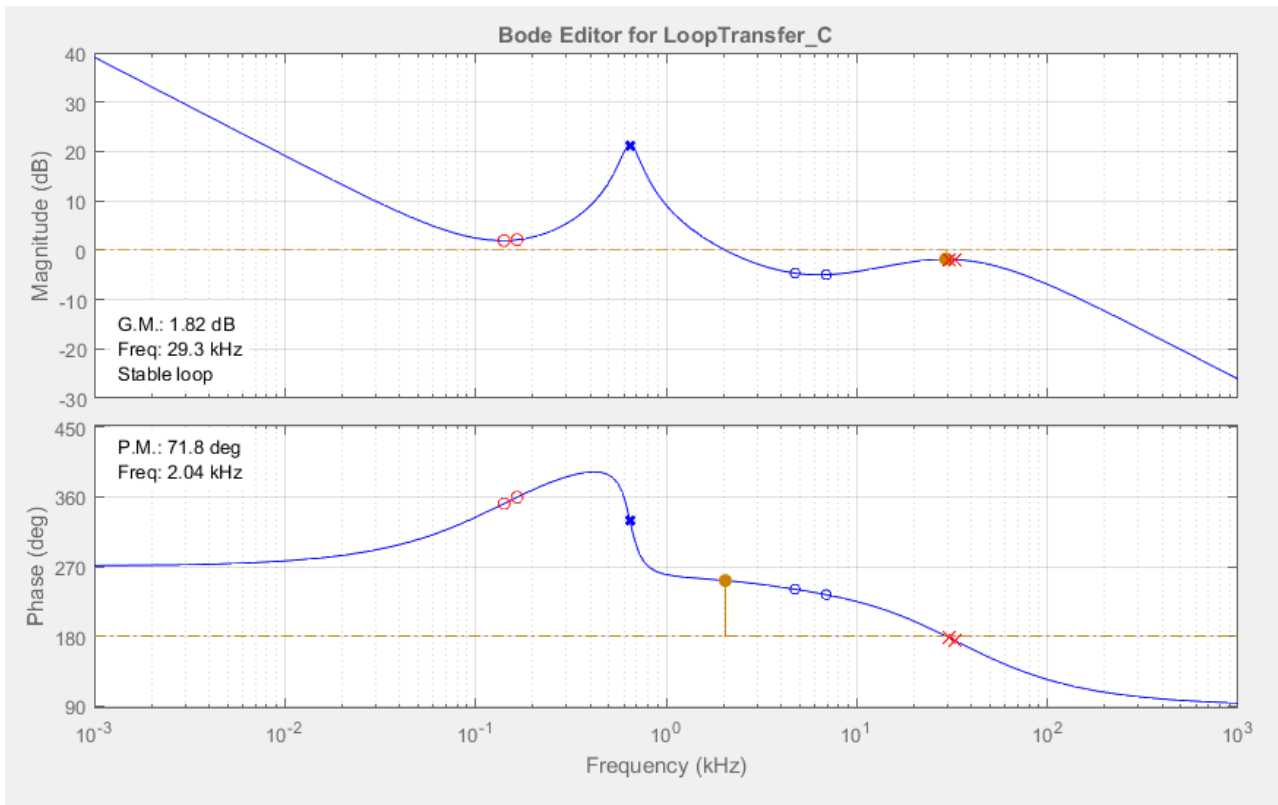


Figura 14: Diagramas de Bode do conversor *Boost*.

## 5.2 Frequência de Oscilação

A implementação do compensador foi realizada através do circuito integrado TL494, cujo diagrama simplificado é apresentado na Figura 15.

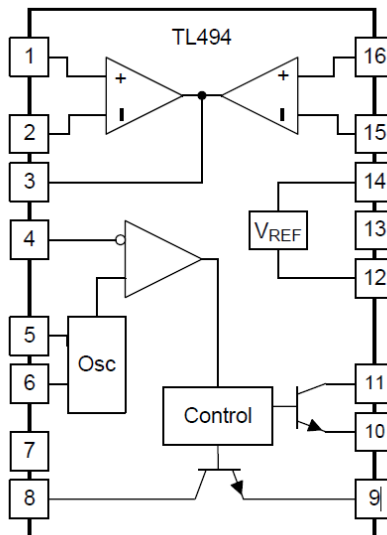


Figura 15: Diagrama simplificado do CI TL494.

Segundo sua documentação (*datasheet*), a frequência de oscilação é dada pelo inverso do produto de um capacitor ( $C_T$ ) e um resistor ( $R_T$ ), conectados aos

pinos 5 e 6, respectivamente. O cálculo para  $f_{OSC} \approx 250kHz$  é apresentado na Equação 20.

$$\begin{aligned} f_{OSC} &= \frac{1}{C_T \cdot R_T} \\ &= \frac{1}{1,8nF \cdot 2,2k\Omega} = 253kHz \end{aligned} \quad (20)$$

### 5.3 Tensão de *feedback*

A entrada não-inversora do comparador (pino 1) recebe a tensão de *feedback* do conversor *Boost*, devendo ser ajustada à faixa 0V - 5V. Para isso, implementou-se um divisor resistivo, apresentado na Equação 21.

$$V_{feedback_{max}} = \frac{24V \cdot 1k\Omega}{1k\Omega + 3,8k\Omega} = 5V \quad (21)$$

### 5.4 *Soft-start* e tempo-morto

As técnicas de *soft-start* e tempo-morto são necessárias para mitigar o estresse sobre o *Mosfet* durante a inicialização do sistema, fazendo com que o capacitor *Boost* se carregue lentamente. A Figura 16 apresenta a limitação do ciclo de trabalho em função da tensão aplicada no pino 4 do circuito integrado.

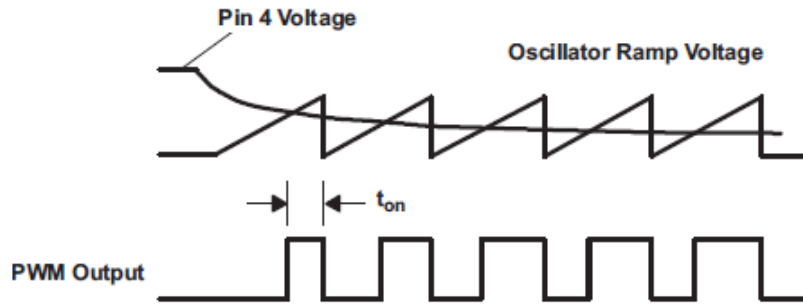


Figura 16: Controle do ciclo de trabalho.

A entrada do comparador do tempo-morto (pino 4) trabalha com tensões entre 0V e 3,3V, fazendo com que o *Mosfet* seja cortado, proporcionalmente, de 3% a 100%, ou seja, a razão cíclica varia entre 0,97 e 0.

A Equação 22 apresenta o cálculo para a máxima tensão no pino 4 em função do máximo valor da razão cíclica (escolhido  $D = 85\%$ ).

$$V_{4_{max}} = \frac{3,3V \cdot (0,97 - 0,85)}{0,97} = 0,408V \quad (22)$$

Como pode ser notado na Figura 17, a tensão interna de referência é de 5V, sendo necessário um divisor resistivo para limitar o pino 4 em 0,408V. Assumindo o resistor *shunt* igual a  $10k\Omega$ , tem-se o seguinte valor do resistor  $R_{T_{ss}}$  (Equação 23).

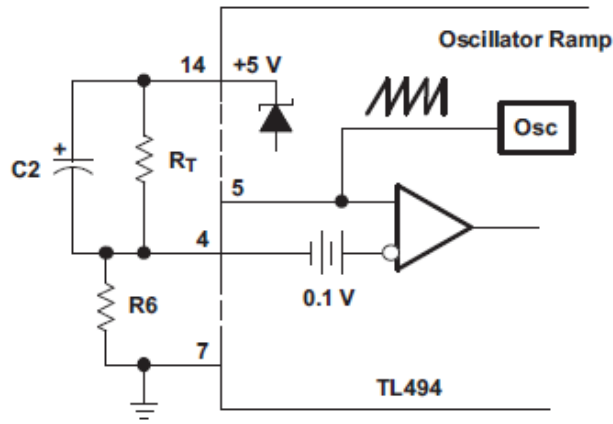


Figura 17: Circuito de *soft-start*.

$$\begin{aligned} R_{T_{ss}} &= R_{shunt} \cdot \left( \frac{V_{ref}}{V_{4_{max}}} - 1 \right) \\ &= 10k\Omega \cdot \left( \frac{5V}{0,408V} - 1 \right) \approx 110k\Omega \end{aligned} \quad (23)$$

Para o tempo de *soft-start*, definiu-se o equivalente para 93 ciclos de *clock*, assim, o valor da capacitância é dada pela Equação 24.

$$\begin{aligned} C_{ss} &= \frac{1}{f_{OSC}} \cdot \frac{N_{ciclos}}{R_{T_{ss}}} \\ &= \frac{1}{250kHz} \cdot \frac{93}{110k\Omega} \approx 3,3nF \end{aligned} \quad (24)$$

A Figura 18 apresenta o circuito de controle/compensação completo.

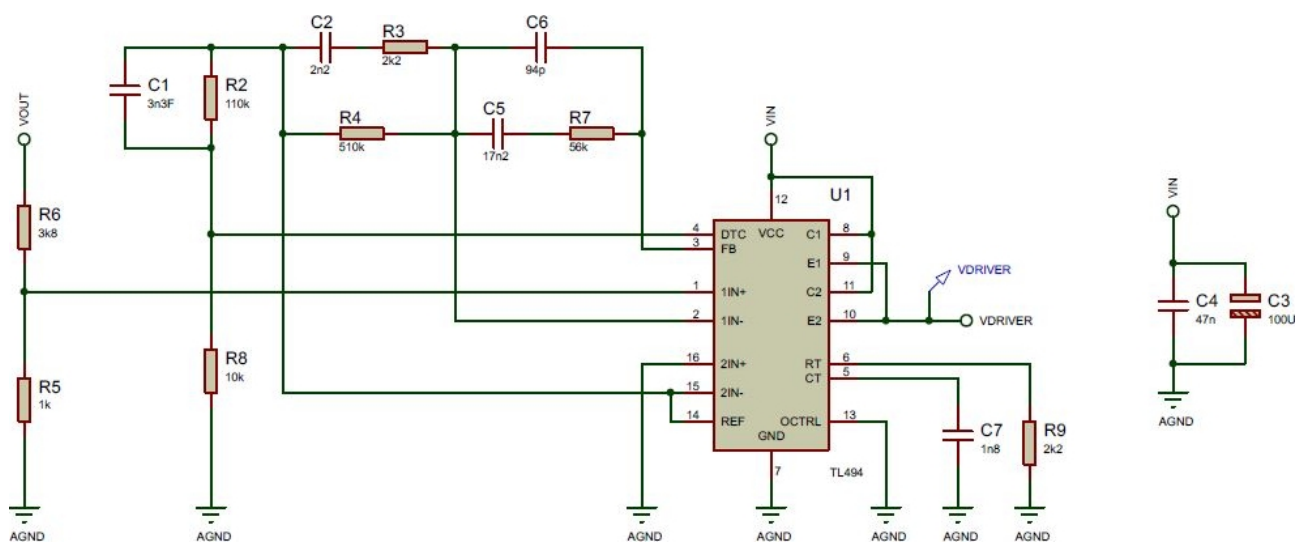


Figura 18: Circuito de controle/compensação.

## 6 Placa de Circuito Impresso

A placa de circuito impresso foi projetada com base em boas práticas de leiaute e alguns cuidados foram tomados em relação à disposição dos circuitos.

O circuito de potência (Figura 19) foi projetado com trilhas largas e buscou-se fazê-lo com o menor *loop* possível. Ademais, para diminuir os efeitos da ESR, o capacitor Boost de  $78,125\mu F$  foi substituído por 2 capacitores (CB1 e CB2) de  $47\mu F$  em paralelo, totalizando  $\approx 100\mu F$  e metade da ESR inicial ( $490m\Omega/2 = 245m\Omega$ ).

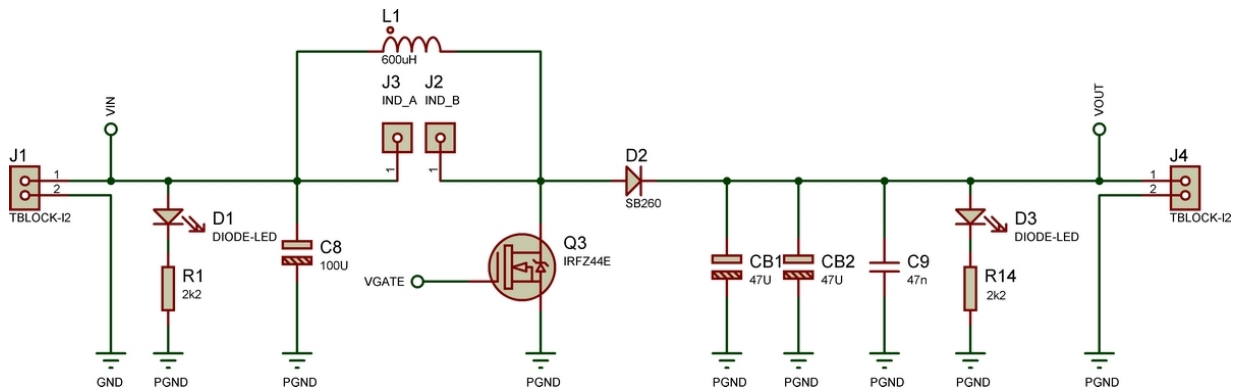


Figura 19: Esquemático do circuito de potência.

Para evitar que ruídos provenientes dos circuitos de potência (Figura 19) e de chaveamento (Figura 20) interferissem no circuito de controle (Figura 18), separou-se os terras através de componentes virtuais *neckties*, como apresentado na Figura 21. Dessa forma, cada circuito é tratado de forma individual, tendo a ligação das referências próxima ao conector de entrada (Figura 22).

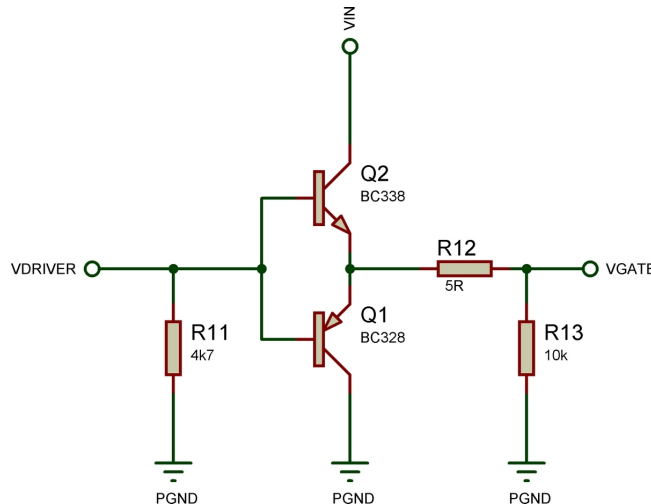


Figura 20: Esquemático do circuito de chaveamento.



Figura 22: Destaque do plano confinado e *neckties* na entrada do circuito separando os terras.

21

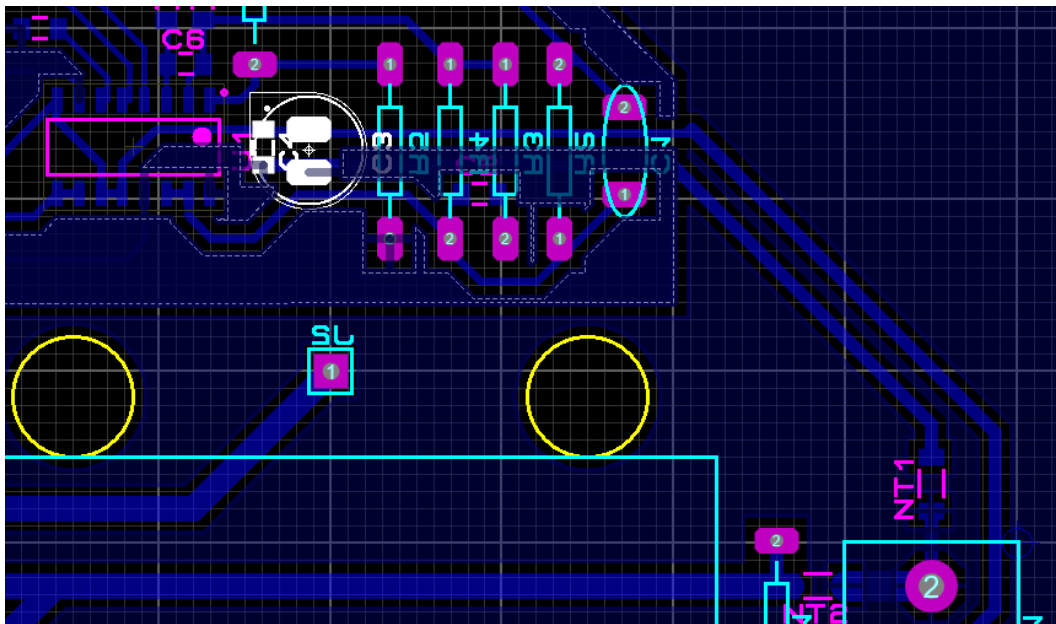


Figura 23: Destaque dos capacitores de desacoplamento próximos ao circuito integrado.

A Figura 24 apresenta o leiaute completo e as Figuras 25 e 26 apresentam as vistas superior e inferior do modelo 3D, respectivamente. Em seguida, a Figura 27 mostra o protótipo construído.

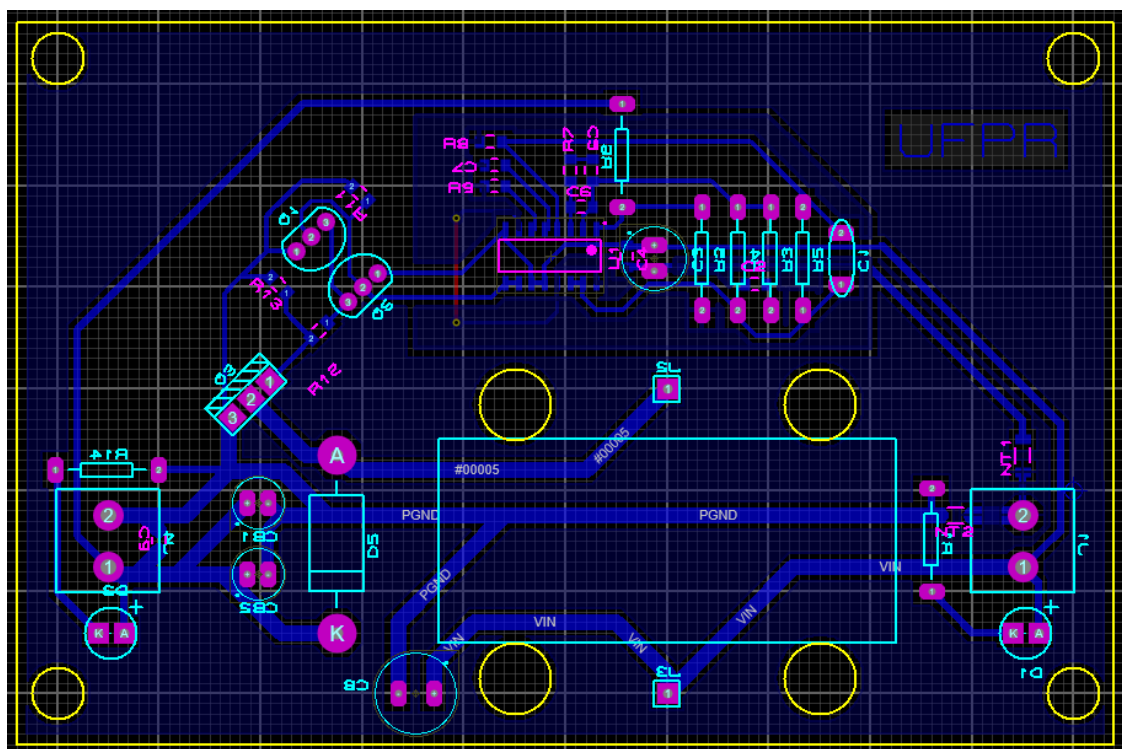


Figura 24: Leiaute da placa de circuito impresso.



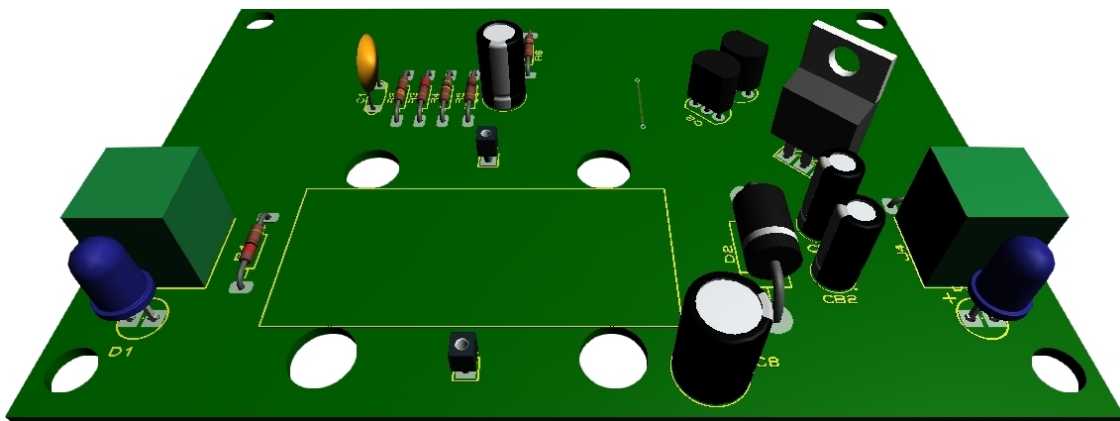


Figura 25: Vista superior do modelo 3D.

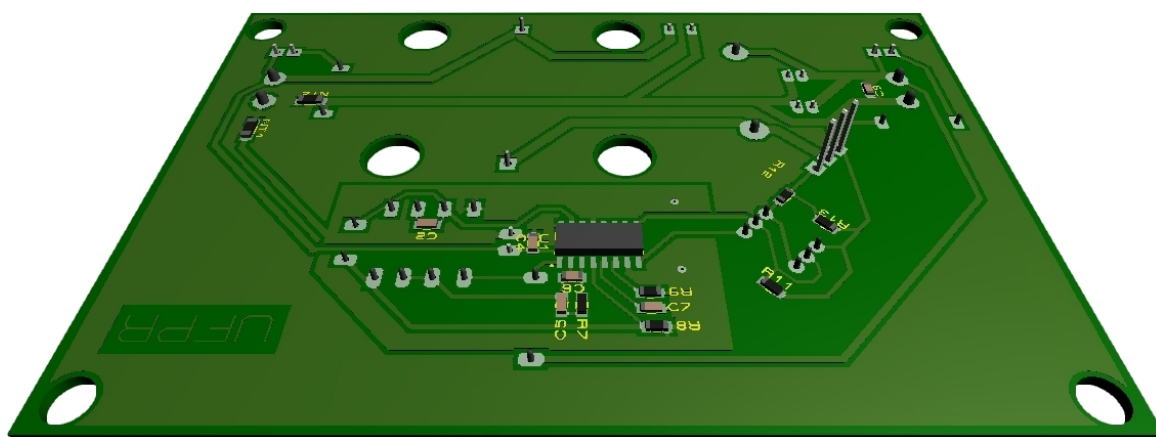


Figura 26: Vista inferior do modelo 3D.

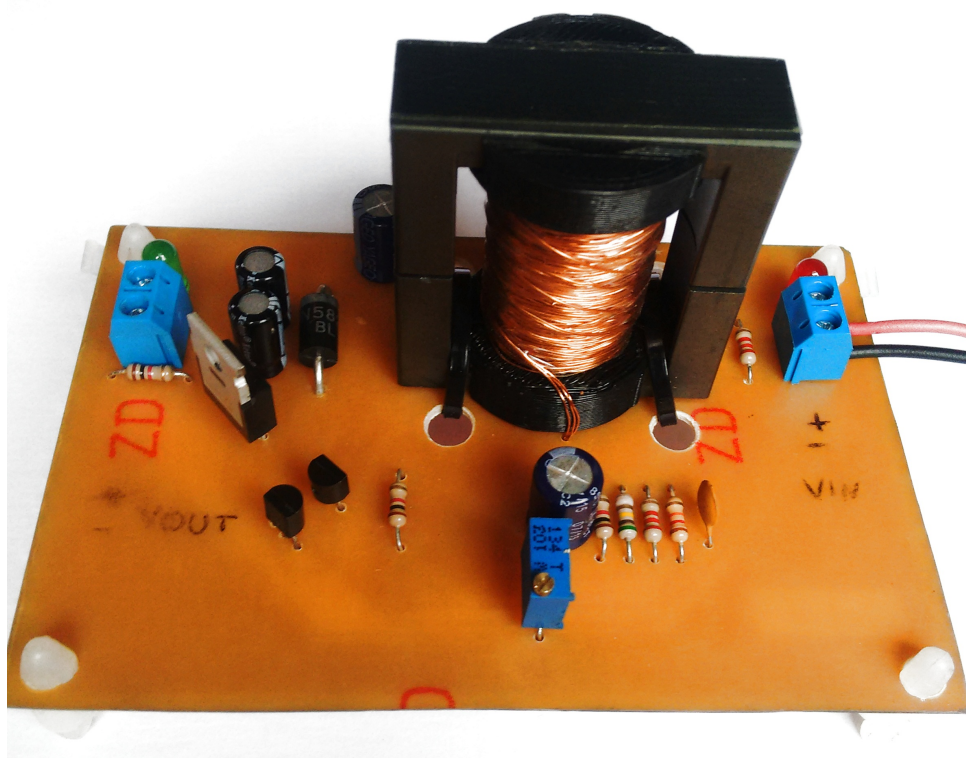


Figura 27: Vista superior do protótipo confeccionado.

## 7 Resultados

Os parâmetros analisados foram obtidos em 3 pontos bem definidos sobre a faixa de operação: 9V, 13,5V e 18V.

### 7.1 Ondulação da tensão de saída

As Figuras 28, 29 e 30 apresentam o *ripple* (ondulação) da tensão de saída para os 3 casos citados, com carga de 30W.

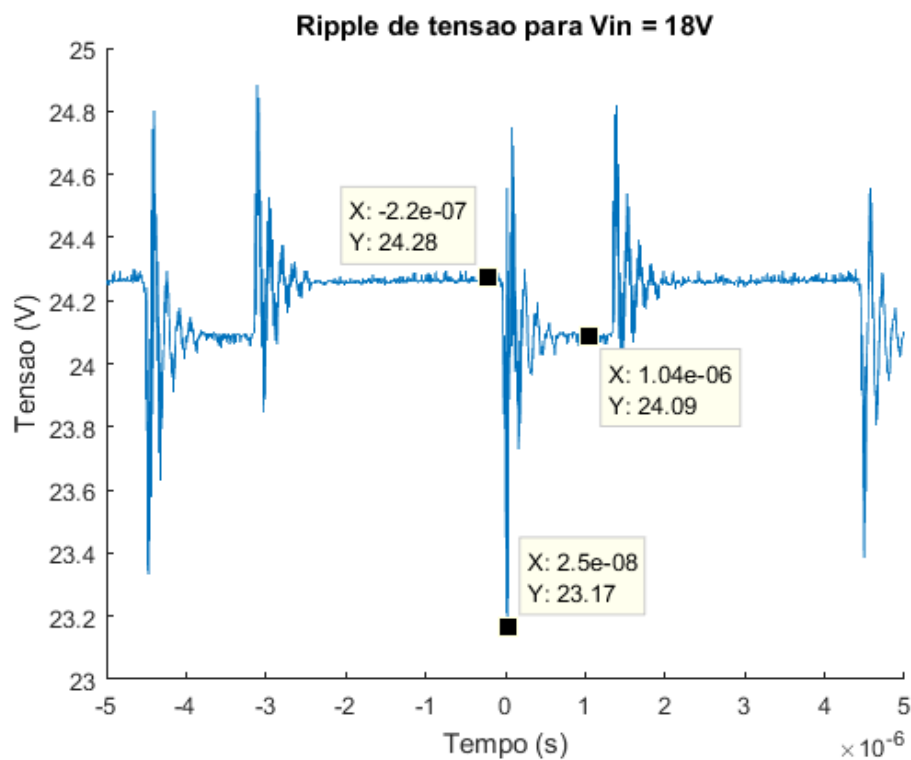


Figura 28: *Ripple* da tensão de saída @ $V_{in}=18V$ .

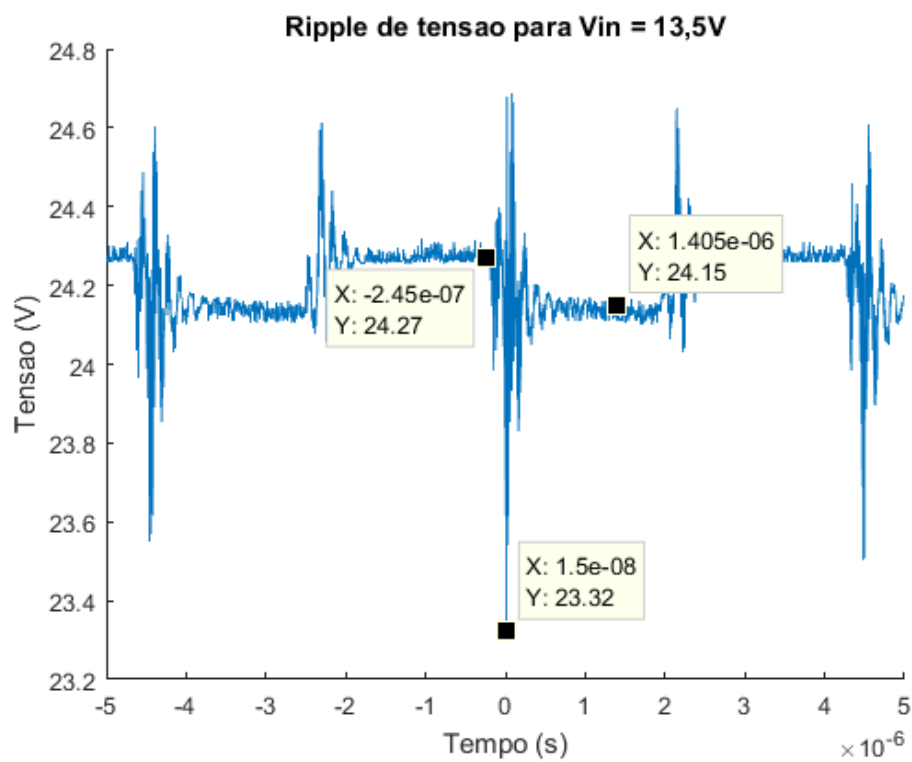


Figura 29: *Ripple* da tensão de saída @Vin=13,5V.

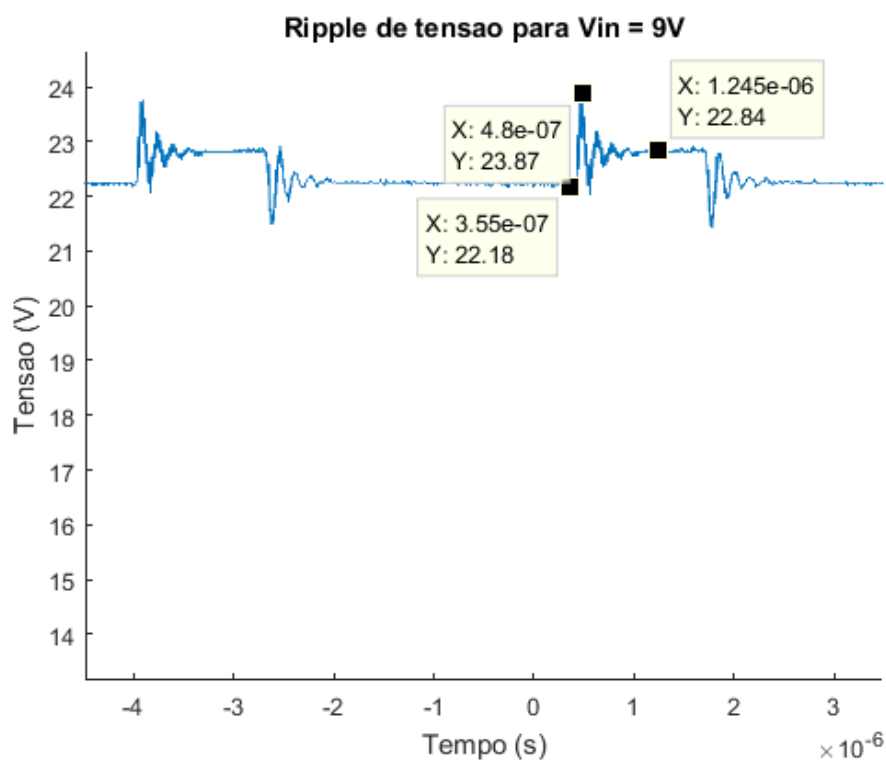


Figura 30: *Ripple* da tensão de saída @Vin=9V.

## 7.2 Transitório para o aumento da carga

Para esta análise, alterou-se a carga de 15W ( $2 \cdot R_{Carga} = 38,4\Omega$ ) para 30W ( $R_{Carga} = 19,2\Omega$ ). As Figuras 31, 32 e 33 apresentam a oscilação da tensão de saída em função da alteração brusca (degrau) da carga.

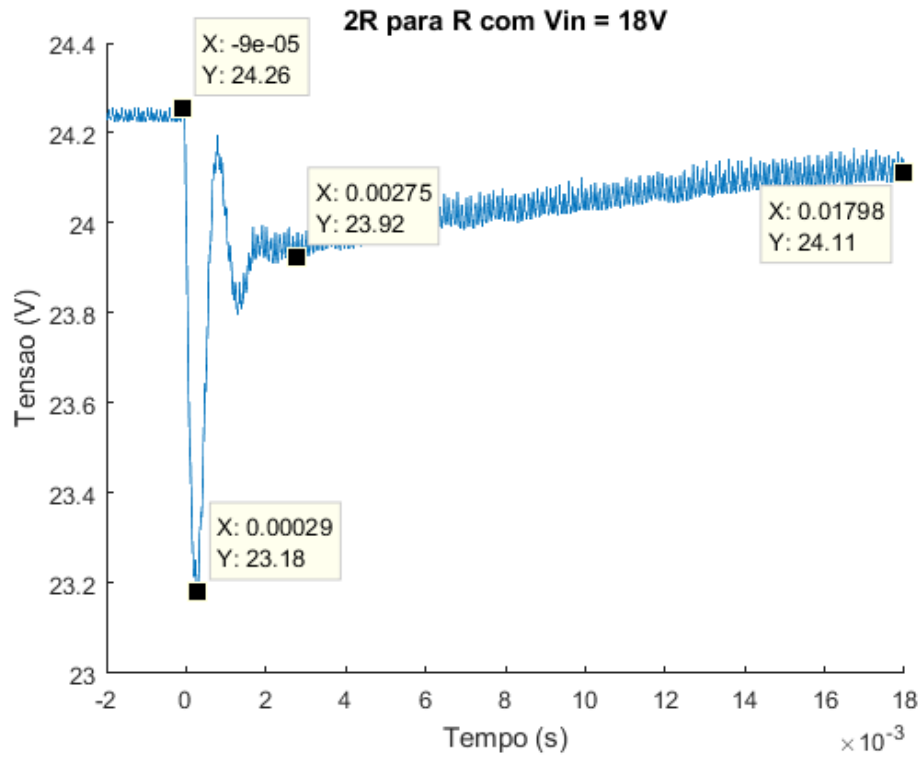


Figura 31: Oscilação da tensão de saída devido a alteração brusca da carga @Vin=18V.

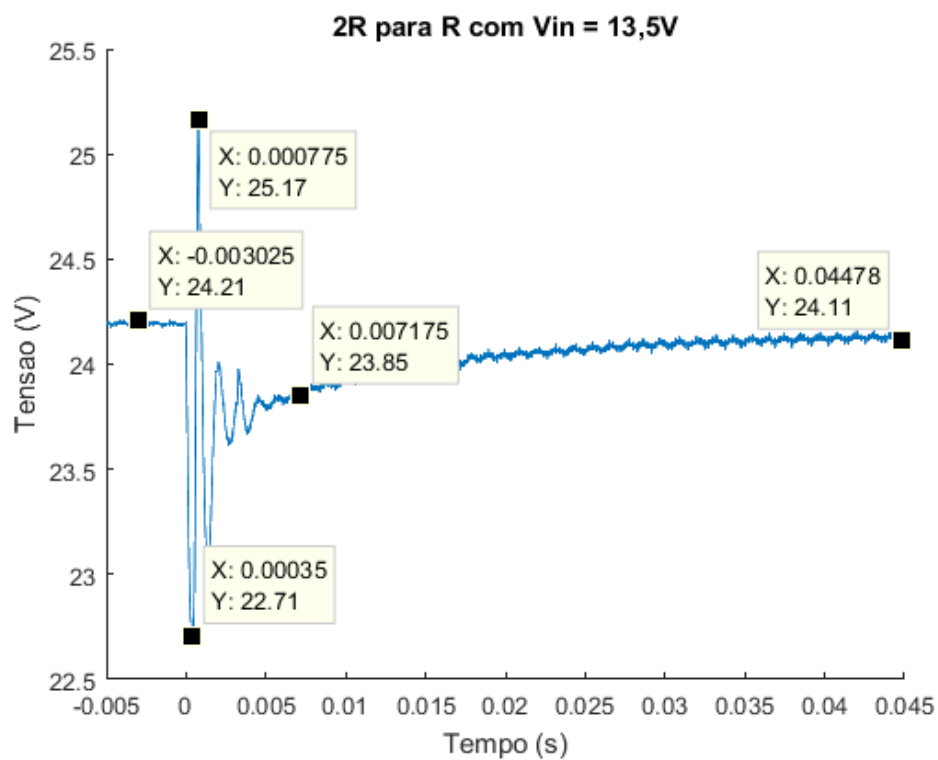


Figura 32: Oscilação da tensão de saída devido a alteração brusca da carga @Vin=13V5.

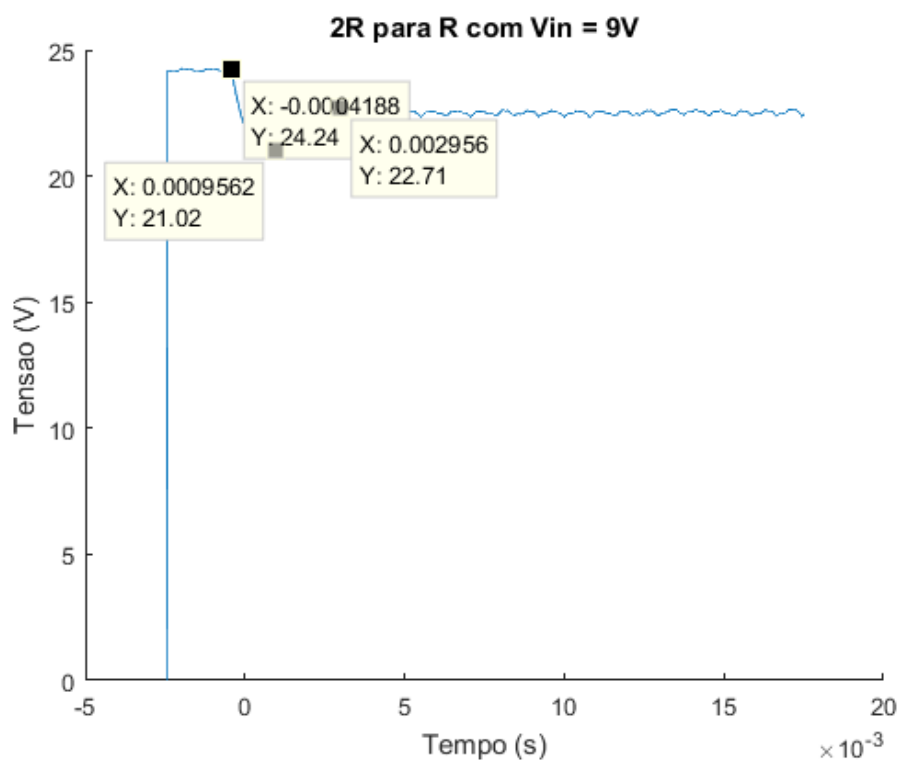


Figura 33: Oscilação da tensão de saída devido a alteração brusca da carga @Vin=9V.

### 7.3 Transitório para a diminuição da carga

Similar ao caso anterior, alterou-se a carga de 30W ( $R_{Carga} = 19,2\Omega$ ) para 15W ( $2 \cdot R_{Carga} = 38,4\Omega$ ). As Figuras 34, 35 e 36 apresentam a oscilação da tensão de saída em função da alteração brusca (degrau) da carga.

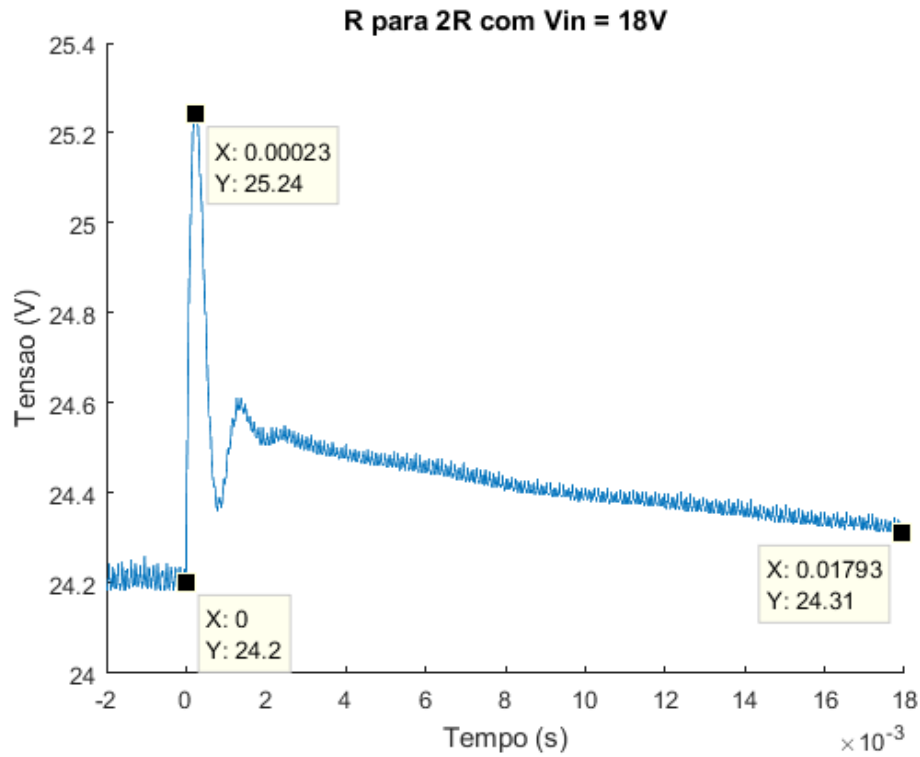


Figura 34: Oscilação da tensão de saída devido a alteração brusca da carga @Vin=18V.

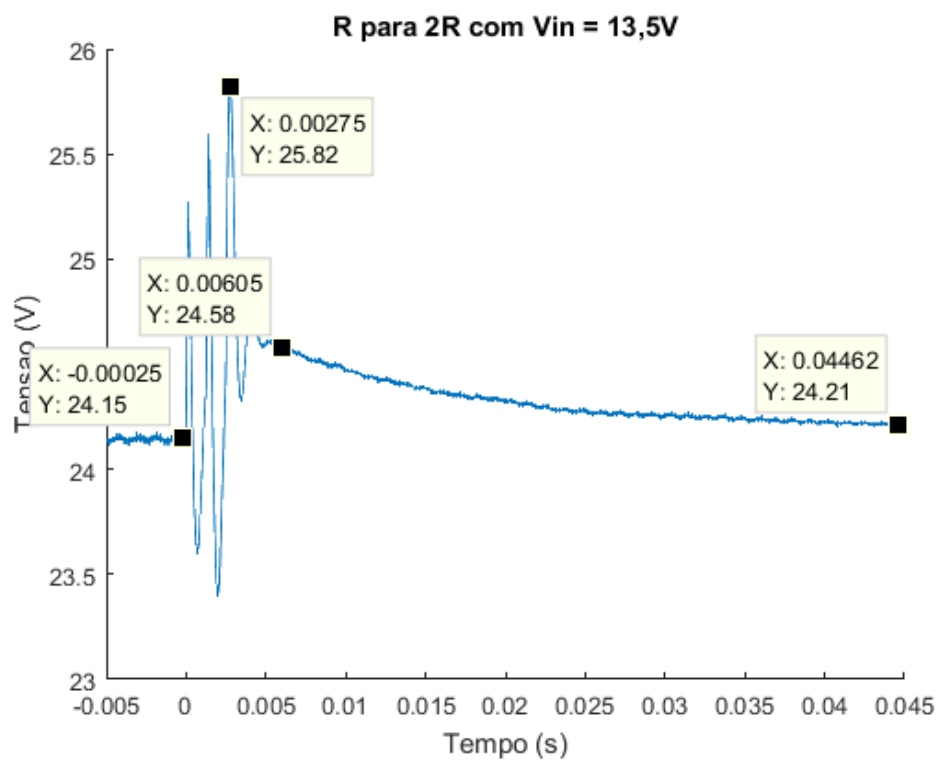


Figura 35: Oscilação da tensão de saída devido a alteração brusca da carga @Vin=13V5.

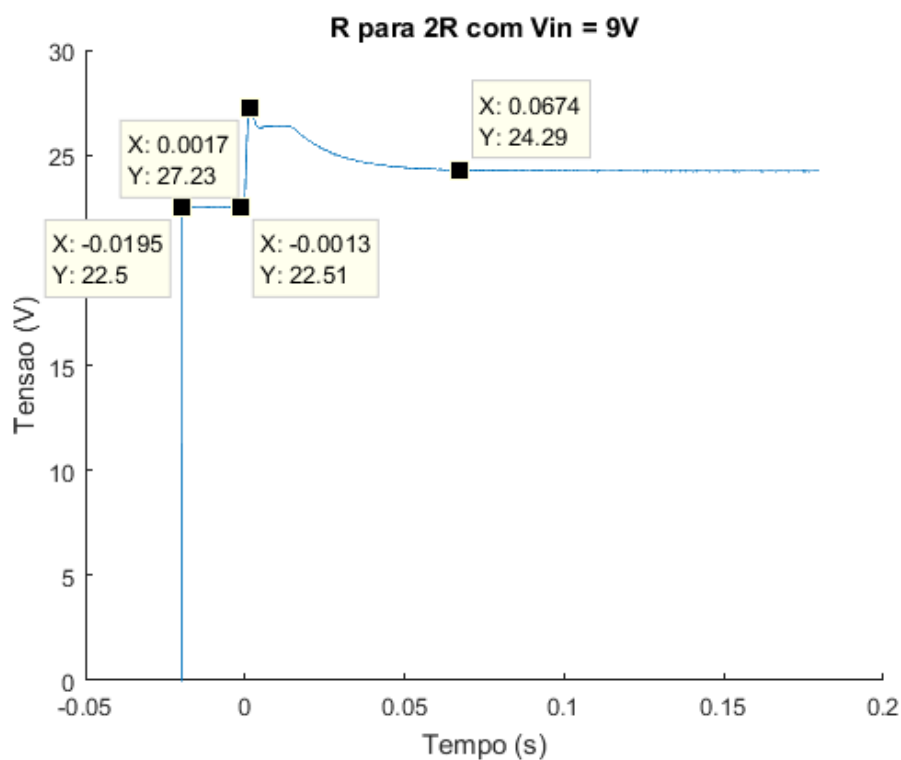


Figura 36: Oscilação da tensão de saída devido a alteração brusca da carga @Vin=9V.

## 7.4 Tensão dreno-fonte

As Figuras 37, 38 e 39 apresentam a tensão dreno-fonte do Mosfet, também para os 3 casos citados.

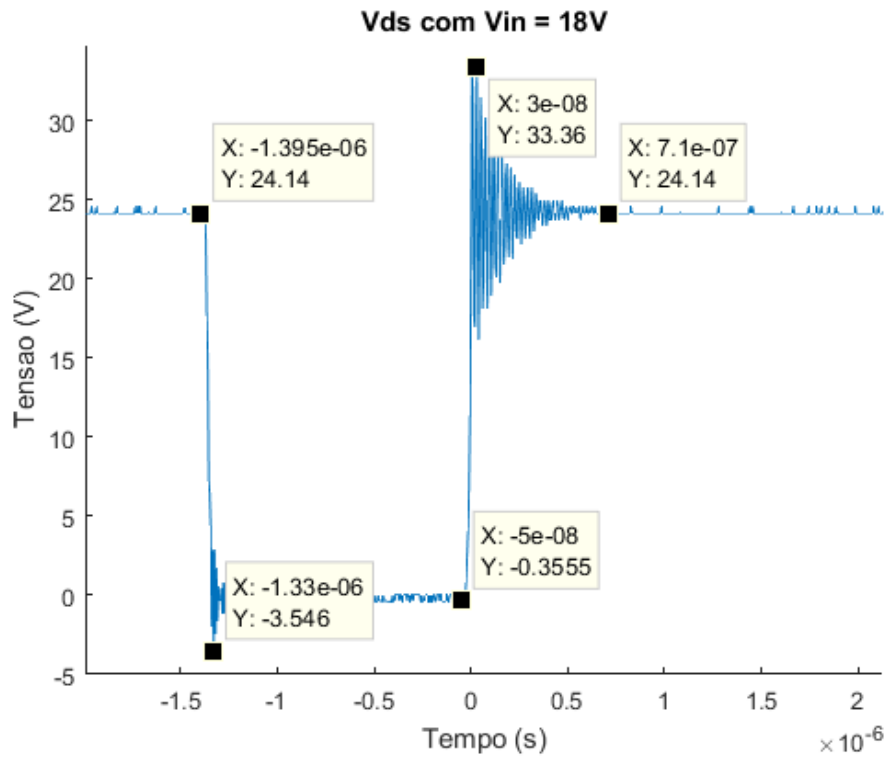


Figura 37: Tensão dreno-fonte para @Vin=18V.

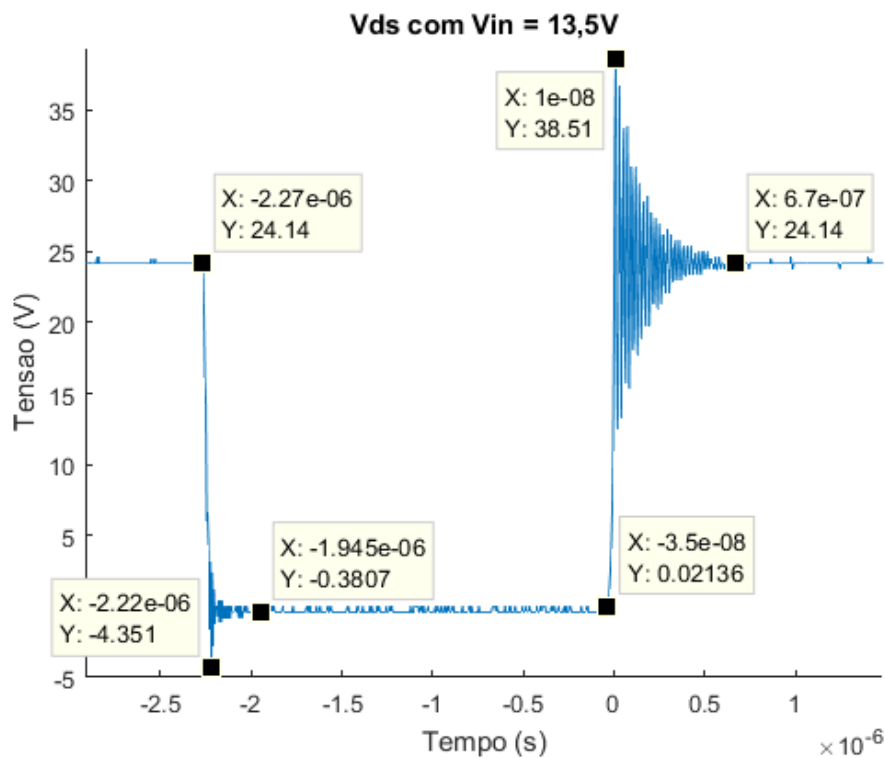


Figura 38: Tensão dreno-fonte para @Vin=13V5.



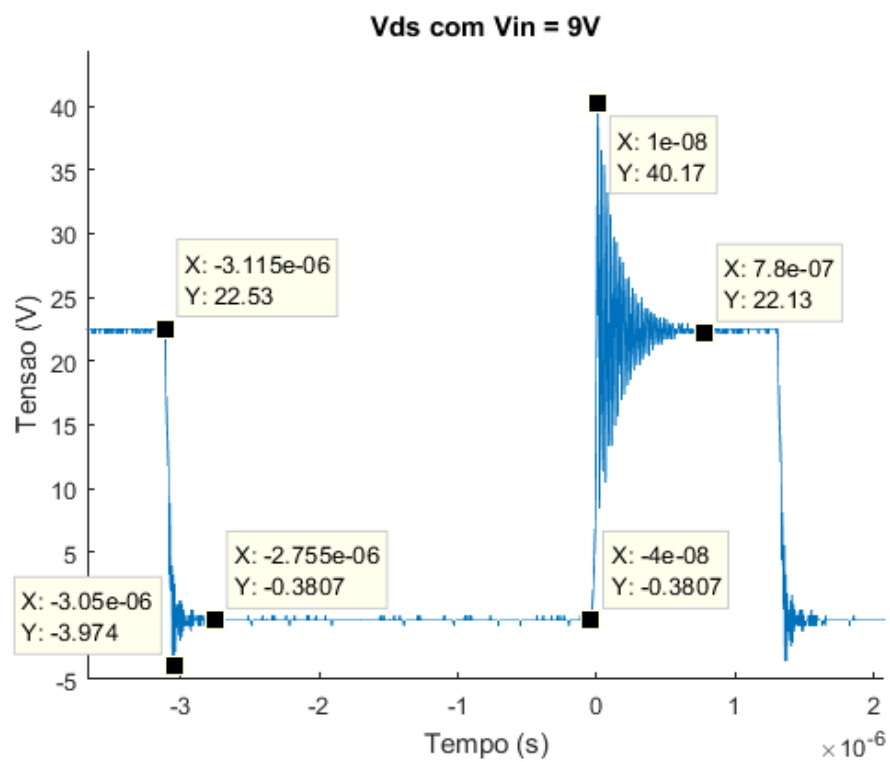


Figura 39: Tensão dreno-fonte para @Vin=9V.

## 8 Conclusões

Como se pôde notar na Seção 7, o conversor *Boost* não atendeu todas as especificações de projeto. Um indicativo de que havia algo errado foi o fato do indutor estar aquecendo consideravelmente. Ao percebê-lo, reviram-se os cálculos e notou-se que as correntes eficaz e de pico levadas em conta nas Equações 8 e 10 estão mal levantadas. O correto seria ter considerado os valores de pico da simulação (Seções 2b e 2c). Com o indutor aquecendo, o material do carretel, produzido em impressora 3D, começou a amolecer. Isso causou a diminuição do entreferro (devido ao peso do núcleo estar sobre o carretel), levando à saturação. Com o núcleo saturado, o indutor não conseguia fornecer a corrente necessária para suprir a demanda. Com isso, percebe-se que, nos casos em que há maior demanda de corrente (por exemplo, Figura 30), a tensão de saída fica muito abaixo dos 24V esperados.

Observou-se também que a simulação apresentou valores não condizentes com o caso real. Como pode-se notar na Seção 7.4, os valores das tensões entre dreno e fonte foram maiores que os apresentados na Seção 4c. Por sorte, os valores reais estavam dentro do limite suportado pelo *Mosfet*.