



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CAMPUS DE SOBRAL
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PROJETO DA DISCIPLINA DE CONTROLE DE SISTEMAS E
ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

CONVERSOR BOOST CONTROLADO

EQUIPE:

DENILSON GOMES VAZ DA SILVA

MATRÍCULA: 374872

DIEGO MARTINS GOMES SARAIVA

MATRÍCULA: 375186

JÉSSICA DE FÁTIMA COELHO ANDRADE

MATRÍCULA: 378738

JOHAM LUCAS DOS SANTOS

MATRÍCULA: 379094

SOBRAL – CE, JUNHO DE 2018

1	Introdução	3
1.1	Conversor Boost	3
1.2	PWM	4
1.3	Análise da chave aberta	5
1.4	Chave fechada	6
1.5	Circuito de Comando	7
1.5.1	Placa do circuito de Comando	9
1.5.2	Dimensionamento do circuito de Comando	10
1.6	Circuito de driver do Mosfet	11
1.6.1	Placa do circuito de driver	12
3.1	Cálculos do conversor Boost	14
3.1.2	Resistência de carga:	15
3.1.3	Corrente média no indutor	16
3.1.4	Indutância mínima	16
3.1.5	Cálculo do indutor	16
3.1.6	Cálculo do capacitor	17
4	DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR	18
4.1	Dimensionamento do Núcleo	18
4.2	Número de espiras	19
4.3	Entreferro	20
4.4	Cálculo da Secção dos Condutores	20
5	SIMULAÇÃO DO CONVERTOR BOOST	22
6	CONTROLE	
6.1	Função de Transferência para Controle de Tensão	31
6.2	Requisitos do Sistema	34
6.3	Efeitos dos Controladores	35
6.4	Análise em Malha aberta	36
6.5	Cálculo do Controlador	39
6.6	Simulação do Boost Controlado	42
7	RESULTADOS	
7.1	Circuito de potência	44
7.2	Circuito de Controle	47
7.3	O circuito de controle foi montado de acordo com a figura abaixo.	47
8	REFERÊNCIAS	

OBJETIVOS

Projetar um conversor boost que eleve uma tensão de 15 V para uma tensão de saída de 30 V, apresentando no mínimo 70W na saída, ondulação de corrente e de tensão sendo de máxima 10% e projetar um controlador para manter os parâmetros definidos para o conversor quando nele é adicionado carga.

1 Introdução

Conversor CC é o nome dado a um circuito eletrônico (chaveado) que converte uma tensão ou corrente contínua que tem uma determinada amplitude, em outra tensão ou corrente contínua com outra amplitude diferente. É utilizado para baixar, elevar uma fonte de tensão CC, ou mesmo inverter a polaridade desta fonte.

Por se tratar de uma fonte chaveada, este torna-se muito mais eficiente que os divisores de tensão, que regulam a tensão de saída, a partir da dissipação de calor por um resistor, os chamados divisores de tensão.

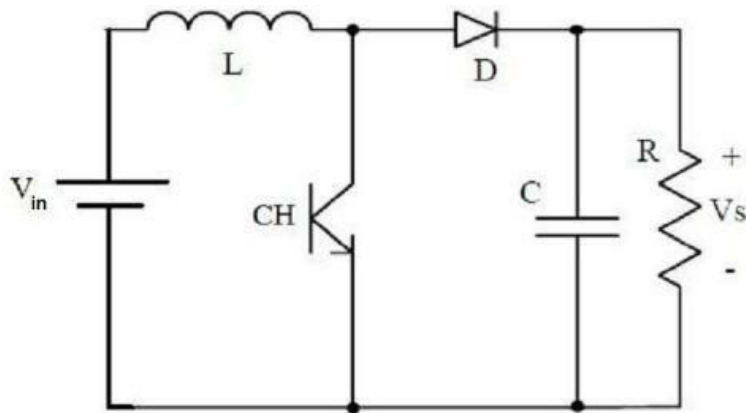
Geralmente, estes conversores são utilizados como reguladores chaveados. A regulação é obtida utilizando PWM de frequência fixa e uma chave composta por componentes ativos, como MOSFET, TBJ ou IGBT.

Para conversores CC existem diversas arquiteturas para diversas funcionalidades, entre estas, Buck, Boost, Cúk, Buck-Boost, entre outros. Neste projeto a abordagem está direcionada ao conversor Boost, e para um maior entendimento do seu funcionamento, é importante a conceituação do chaveamento e do comportamento do circuito para os dois estados.

1.1 Conversor Boost

O conversor boost é um conversor chaveado do tipo elevador, porque a tensão na saída é maior que na entrada. Sua arquitetura pode ser analisada na figura.

Figura 1 : Arquitetura Conversor Boost



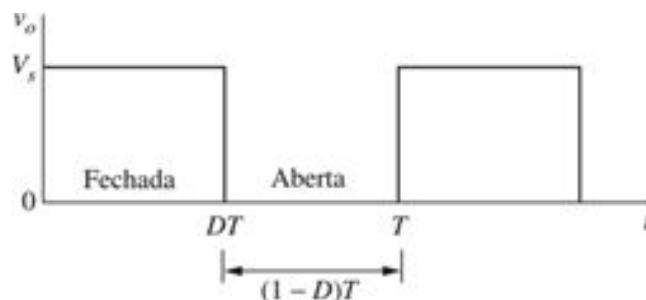
Fonte: Google Imagens

O conversor Boost é formado por uma fonte, um indutor, uma chave, um diodo e uma carga. Considerando que quando está em regime permanente o indutor irá se comportar curto circuito e o capacitor como circuito aberto, assim, a corrente que passa pelo indutor será a mesma na carga quando a chave estiver aberta, assim também carregando o capacitor. Quando a chave está aberta o indutor fica carregando enquanto o capacitor descarrega na carga.

1.2 PWM

A principal variável que define quanto de energia se acumula no indutor, e conseqüentemente, o quanto será transferida a carga é a quantidade de tempo em que o transistor conduz,. dessa forma para que ocorra seu correto chaveamento, há a necessidade de se usar um PWM com um determinado duty cycle no transistor, assim tendo um circuito aberto ou fechado. A figura a seguir representa o funcionamento do duty cycle.

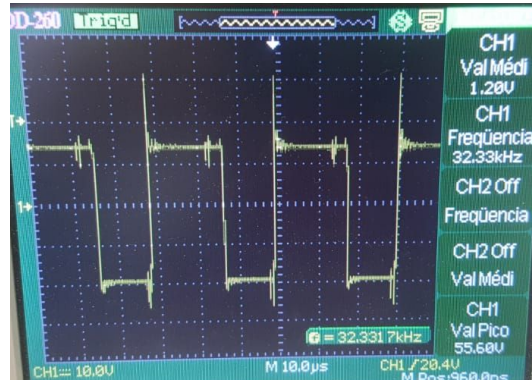
Figura 2 : Forma de onda PWM.



Fonte: Eletrônica de Potência, Daniel W. Hart.

Na figura 3 abaixo pode-se observar que o chaveamento do MOSFET circuito com 15V de entrada e frequência de aproximadamente 30 KHz segue a forma de onda do PWM.

Figura 3: PWM no conversor boost



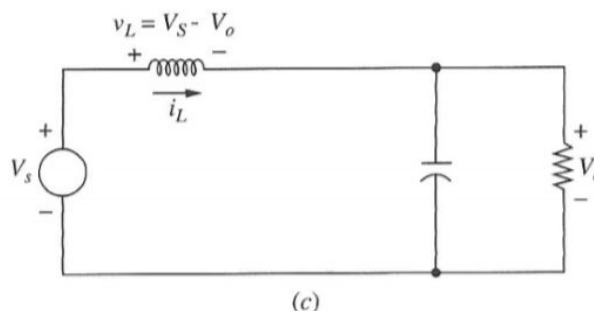
Fonte: Autores

Analisando o comportamento do indutor para os dois modos de operação referentes ao chaveamento, podemos inferir duas situações para a variação de corrente no indutor e encontrar também a equação para dimensionar qual o valor de indutor a usar este conversor.

1.3 Análise da chave aberta

Nesse caso, a corrente no indutor não varia instantaneamente, então o diodo fica polarizado diretamente, assim a corrente para pela carga tendo uma tensão constante de V_o e a tensão no indutor é dada por :

Figura 4: Circuito chave aberta conversor boost



Fonte: Daniel Hart

$$v_L = v_s - v_o = L * \frac{di_L}{dt} \quad \text{Eq. 1}$$

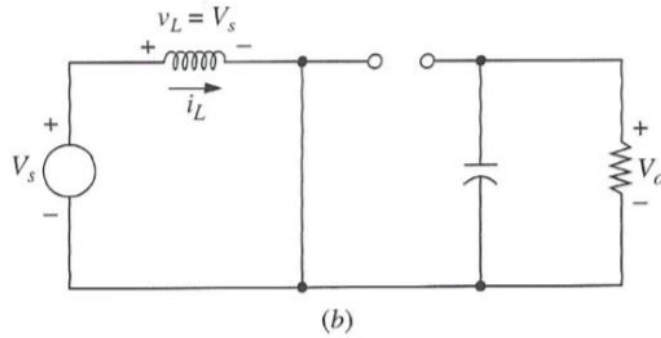
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_s - v_o}{L} \quad \text{Eq. 2}$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{v_s - v_o}{L} \quad \text{Eq. 3}$$

$$(\Delta i_L)_{aberta} = \frac{(v_s - v_o)(1-D)T}{L} \quad \text{Eq. 4}$$

1.4) Chave fechada

Figura 5: Circuito chave aberta conversor boost



Fonte: Daniel Hart

Nesse caso o diodo fica polarizado reversamente, assim temos:

$$v_L = v_s = L * \frac{di_L}{dt} \quad \text{Eq. 5}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_s}{L} \quad \text{Eq. 6}$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{v_s}{L} \quad \text{Eq. 7}$$

$$(\Delta i_L)_{fechar} = \frac{v_s DT}{L} \quad \text{Eq. 8}$$

Temos que a corrente mínima e máxima no indutor é dada por

$$I_{mim} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s DT}{2L} : \quad \text{Eq. 9}$$

$$I_{max} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{V_s DT}{2L} \quad \text{Eq. 10}$$

Temos que a condição necessária para o modo contínuo no indutor é que corrente mínima seja positiva, assim tem-se que o limite entre o modo contínuo e o modo descontínuo no indutor é determinado pelas equações abaixo :

$$I_{mim} = 0 = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s DT}{2L} \quad \text{Eq. 11}$$

$$\frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{V_s D T}{2L} = \frac{V_s D}{2Lf} \quad \text{Eq. 12}$$

$$(Lf)_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2} \quad \text{Eq. 13}$$

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad \text{Eq. 14}$$

Para se encontrar o capacitor pode-se fazer pela equação abaixo :

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad \text{Eq. 15}$$

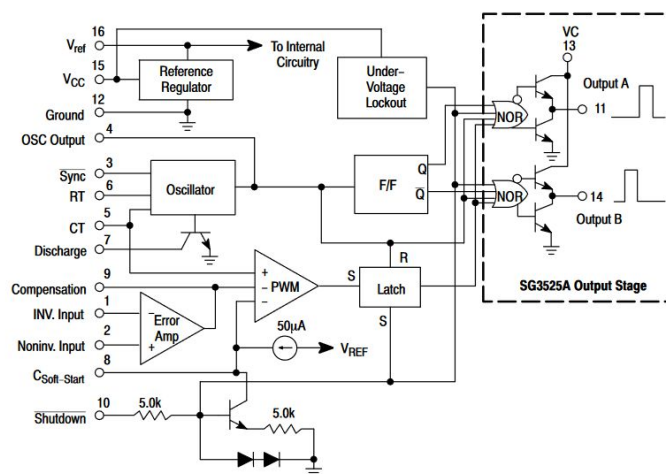
Isolando o capacitor (C) temos:

$$C = \frac{D}{R(\frac{\Delta V_o}{V_o})f} \quad \text{Eq. 16}$$

1.5 Circuito de Comando

Para o circuito de comando da chave do conversor foi utilizado o SG-3525, um CI muito utilizado em circuito onde o sinal da chave seja modulado por largura de pulso (PWM). Seu diagrama de blocos é representado na Figura 4.

Figura 6 – Diagrama de blocos do SG-3525.



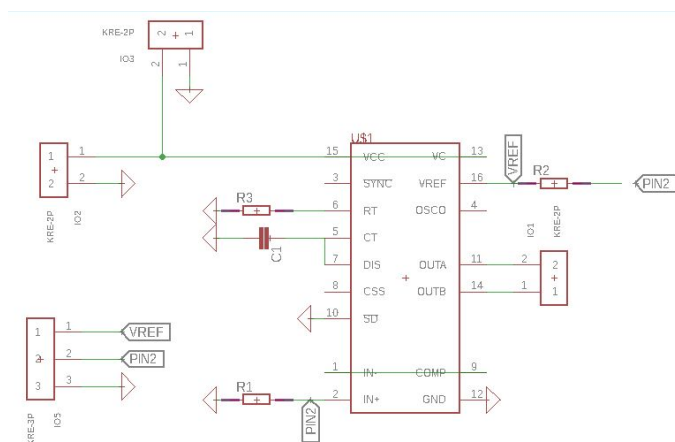
Fonte: ON Semiconductor.

O CI opera o em modo de tensão com Latch, onde um sinal dente de serra é gerado e comparado com um valor de tensão CC, e o resultado desta comparação Seta eu Reseta a saída de um circuito digital. Deste modo, o nível de tensão CC disposto no comparador define a largura de pulso e a frequência do sinal dente de serra define a frequência de saída. Quanto a presença do circuito digital, causa uma maior imunidade do circuito a ruídos.

1.5.1 Placa do circuito de Comando

A placa do circuito de controle foi desenvolvida no software Eagle, da Autodesk. E a priori foi desenhado o esquemático da placa como mostrado na Figura 7.

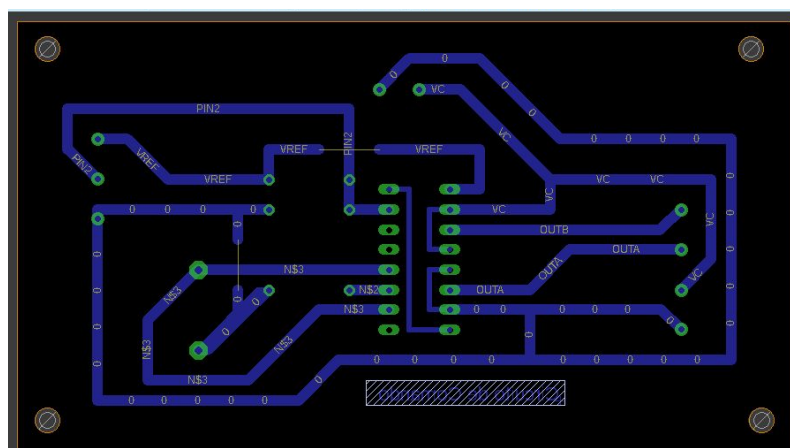
Figura 7 – Esquemático do circuito de comando.



Fonte: Autor.

Em seguida e a partir do esquemático desenhado, os componentes foram rearranjados em uma guia de programa própria para confecção de Layouts de placas de circuito impresso (PCB), e como resultado disso obteve-se o Layout final da placa de comando mostrado na Figura 8.

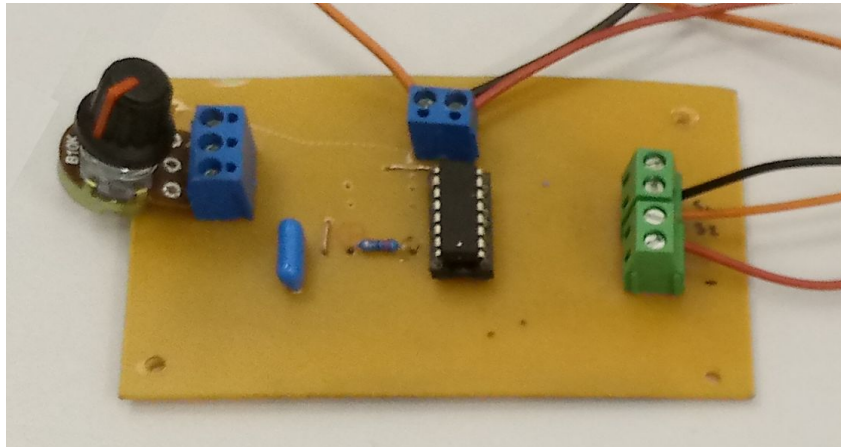
Figura 8 – Layout do Circuito de comando.



Fonte: Autor.

O circuito já implementado é mostrado abaixo.

Figura 9– Placa do circuito de comando já pronta.



Fonte: Autor.

1.5.2 Dimensionamento do circuito de comando

Como o pino 8 do CI (pino de Soft-start) não foi utilizado, e os resistores R1 e R2 (da Figura 5) foram omitidos na confecção do circuito, o parâmetro de projeto a ser calculado foi o circuito RC formado por R3 e C1 que define a frequência de saída.

Os resistores R1 e R2 não foram colocados na placa pois os mesmos servem como um divisor de tensão que definem no nível de tensão CC a ser utilizado no comparador do PWM, como consequência esses resistores definem o Duty Cycle ou Razão Cíclica. Nos terminais desse divisor de tensão foi colocado um conector de três vias, onde facilmente pode-se acoplar um circuito de controle ou um potenciômetro externo, o que pode dispensar o uso de R1 e R2.

No arranjo utilizado a frequência (f) é definida por:

$$f = \frac{1}{0.7 \cdot R_3 \cdot C_1} \quad \text{Eq. 17}$$

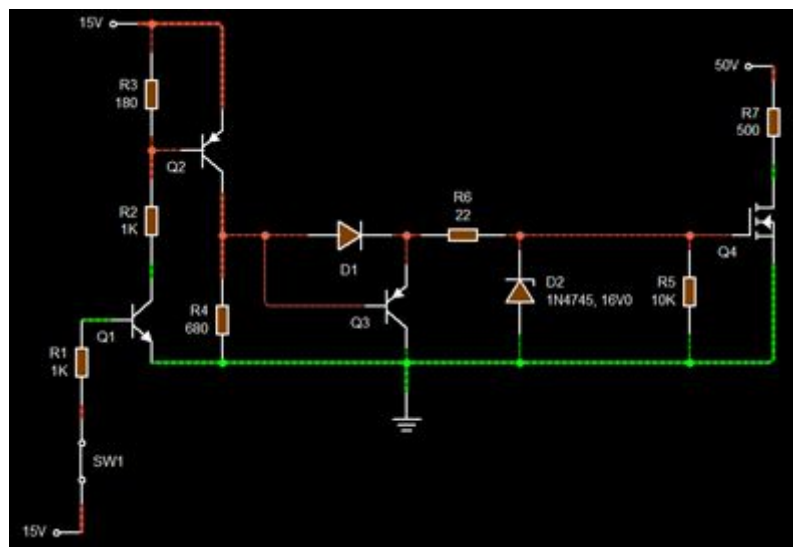
Como a equipe já dispunha de um capacitor de poliéster de 10nF, procurou-se um resistor comercial para que a frequência de operação fosse mais

próximo possível de 30 kHz (frequência de operação definida do conversor). Para tal, foi escolhida uma resistência de 4.7 k Ω , o que gera uma frequência em torno de 30.4 kHz.

1.6 Circuito de driver do Mosfet

O circuito de Driver utilizado segue um circuito já utilizado em uma das práticas da disciplina de eletrônica de potência, seu esquema básico é mostrado abaixo.

Figura 10 – Esquema básico do circuito de driver.



Fonte: Autor.

Seu princípio de funcionamento é bastante simples. Quando a chave SW1 é fechada o transistor Q1 é ativo o que permite que circule corrente em R3, a queda de tensão causada em R3 pela circulação de corrente permite que Q2 seja ativado, supondo Q2 e D1 ideais, chega 15 V no terminal esquerdo de R6 permitindo que o Mosfet seja Ligado.

Quando Q1 não está ativo, Q2 também não estará, permitindo que o Capacitor de Gate-Source do Mosfet seja descarregado por dois caminhos, pelo resistor R5, e pelo transistor Q3 através de R4 e R6.

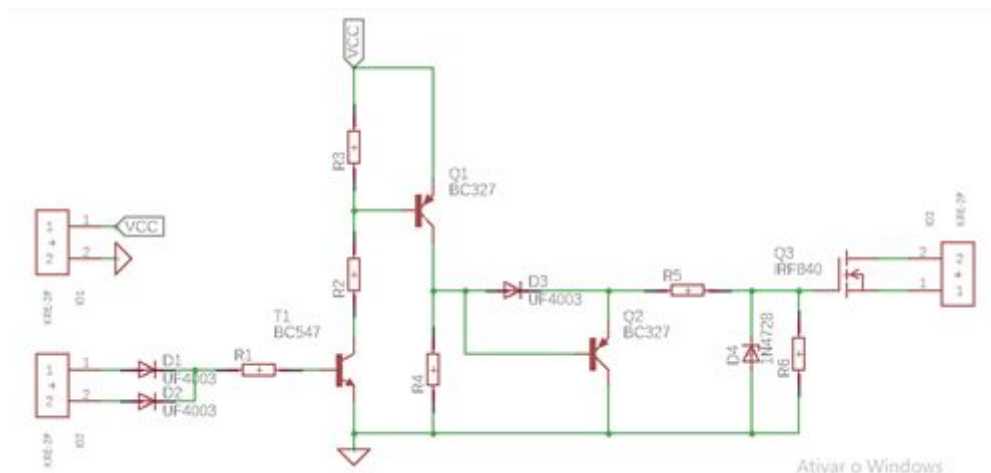
O circuito de comando SG-3525 fornece um Duty Cycle de 0 a 50% em cada saída, então para ter um Duty de 0 a 100% foram adicionados dois diodos ultrarrápidos na entrada do circuito de Driver.

1.6.1 Placa do circuito de driver

De modo semelhante ao circuito do comando, a execução do circuito de driver também foi feita com o auxílio do Eagle. Lembrando que a malha de terra da placa não foi conectada ao Source do Mosfet, para não haver o risco de circular uma alta corrente pela malha de terra das placas de Driver e de Comando.

O esquemático do circuito de driver, já adicionado dos dois diodos de entrada é mostrada abaixo.

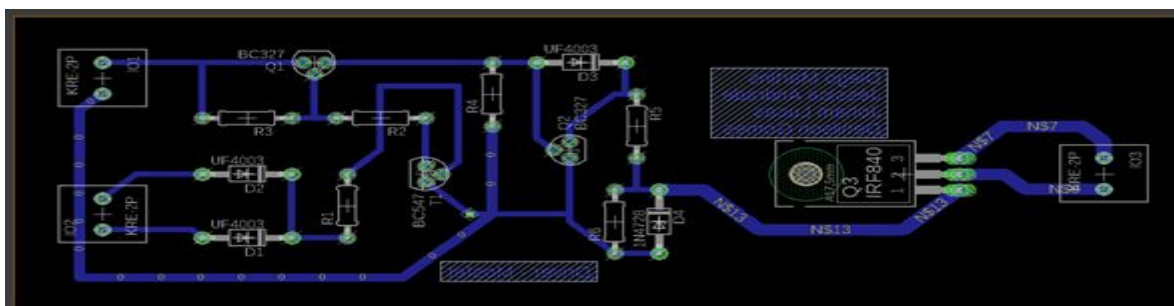
Figura 11: Esquemático, no Eagle, do circuito de Driver.



Fonte: Autor.

O layout da placa também obtido através do Eagle, é mostrado na Figura 12.

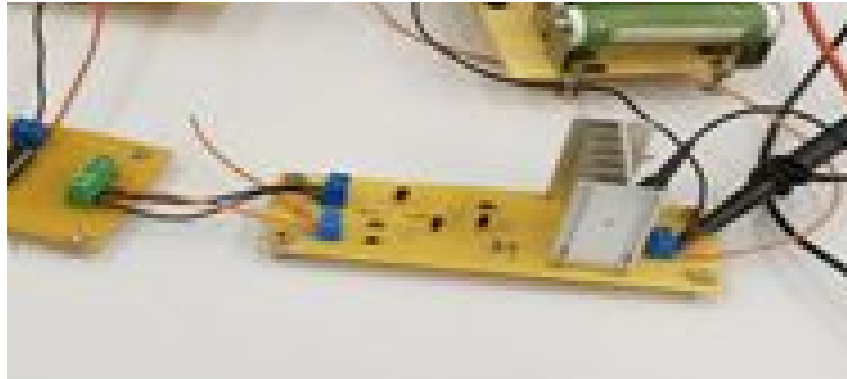
Figura 12: Layout da placa do circuito de Driver.



Fonte: Autor.

Como resultado e implementação do circuito de Driver, abaixo é mostrado o circuito já executado.

Figura 13: Placa do circuito de Drive já pronta.



Fonte: Autor.

3 - Desenvolvimento

Em relação ao desenvolvimento foram exigidas algumas especificações, descritas na tabela abaixo.

Potência Mínima de Saída	Min 70W
Oscilação Máxima de Tensão na Saída	Max 10%
Oscilação de Corrente	Max 10%
Frequência	A partir de 20 Khz

A partir destas, foi necessário realizar os cálculos de dimensionamento dos componentes. Estes componentes foram calculados para cumprir com os seguintes parâmetros de projeto, definidos e mostrados na tabela a seguir.

Tensão de entrada	15V
Tensão de saída	30V
Potência De Saída	90W
Frequência de chaveamento	30KHz
Ondulação de tensão na saída	0.005%
Ondulação de corrente na saída	4.5%

Estes foram os valores , escolhidos de forma que atendessem as exigências impostas ao projeto.

Com os parâmetros do projeto especificados, foram realizados os cálculos dos componentes necessários para implementar o conversor.

Vale destacar que é sabido que em um projeto comercial, ou para uma empresa, na qual supostamente desenvolvermos um projeto como este, o mais indicado seria ficar próximo dos parâmetros de 10% de oscilação, pois com isso o projeto sairia mais barato, visto que os valores de capacitor e indutor seriam menores. Porém como trata-se de um projeto acadêmico , foi-se feito de forma que

o conversor ficasse o mais ideal possível ,utilizando sempre que possível componentes reciclados.

Portanto , com intuito de deixar a oscilação na tensão de saída muito próxima de 0%, foi utilizado um capacitor de alta capacitância que foi calculado e coincidiu com capacitores presentes nas sucatas disponíveis no laboratório. Já para a indutância foi feito de forma que reduzisse aproximadamente a metade , do máximo exigido.

3.1 Cálculos do conversor Boost

3.1.1 Cálculo Duty- Cycle :

Como temos os valores da tensão de entrada e saída desejada, podemos calcular o duty-cycle necessário. Através da fórmula abaixo:

$$D = 1 - \frac{V_s}{V_o} \quad \text{Eq. 18}$$

$$D = 1 - \frac{15}{30} \quad \text{Eq. 19}$$

$$D = 0.5 = 50\% \quad \text{Eq. 20}$$

Através do cálculo vimos que para obtermos uma saída de 30 V com uma entrada de 15V , é preciso de um duty de 50%, valor este aceitável, visto que para valores maiores que 50% de duty o conversor boost vai saindo, cada vez mais da zona de linearidade , o que prejudica a inclusão do circuito de controle.

3.1.2 Resistência de carga:

A resistência utilizada como carga nominal pôde ser obtida por meio da relação entre tensão e potência de saída, como mostra a equação abaixo.

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} \quad \text{Eq. 21}$$

$$R = \frac{30^2}{90} = 10\Omega \quad \text{Eq. 22}$$

$$R = 10\Omega \quad \text{Eq. 23}$$

3.1.3 Corrente média no indutor

Semelhante ao Duty-Cycle, a corrente no indutor, I_L , calculada para uma entrada de 15 volts será:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{90}{30} = 3A. \quad \text{Eq. 24}$$

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{15}{0.25 \times 10} = 6A. \quad \text{Eq. 25}$$

$$I_L = 6A. \quad \text{Eq. 26}$$

3.1.4 Indutância mínima

Para uma variação o cálculo da indutância mínima Os valores calculados até então possibilitaram estimar um valor de indutância a ser empregada no projeto.

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad \text{Eq. 27}$$

$$L_{min} = \frac{0.5(1-0.5)^2 \times 10}{2 \times 30 \times 10^3} = 2.083 \times 10^{-5} Hz \quad \text{Eq. 28}$$

$$L_{min} = 20.83 \mu Hz \quad \text{Eq. 29}$$

Dessa forma para garantir a atuação do conversor no modo contínuo, a indutância deve ser maior que L_{min} .

3.1.5 Cálculo do indutor

Para uma variação de 4.5% nesta corrente obtém-se $\Delta I_L = 0.27A$. Os valores calculados até então possibilitaram estimar um valor de indutância a ser empregada no projeto.

$$\Delta I_L = \frac{V_s \times D}{L \times f} \quad \text{Eq. 30}$$

Dividindo-se toda a equação por I_L , tem-se:

$$\text{Como, } \frac{\Delta I_L}{I_L} = 0,045, \text{ temos que:}$$

$$L = \frac{V_s \times D}{0,045 \times f \times I_L} \quad \text{Eq. 31}$$

$$L = \frac{15 \times 0.5}{0,045 \times 6 \times 30000} = 926 \mu H z \quad \text{Eq. 32}$$

3.1.6 Cálculo do capacitor

Para estimar uma variação de 0.005% nesta tensão, calculamos o capacitor necessário.

$$C = \frac{D}{R \times f \times \frac{\Delta V_o}{V_o}} \quad \text{Eq. 33}$$

$$C = \frac{0,5}{10 \times 30000 \times 0.005} = 330 \mu F \quad \text{Eq. 34}$$

4 Dimensionamento do Indutor

Para que ocorra um bom funcionamento dos conversores é preciso que o dimensionamento do indutor seja feito conforme os parâmetros de projeto. Os indutores, quando utilizados em altas frequências, podem ocorrer de como capacitâncias parasitas nos enrolamentos e nas espiras do indutor possam aparecer, o que é prejudicial ao circuito. Ou seja, faz com que haja picos na tensão, acarretando perdas e emissão de ruídos devido a interferência eletromagnética.

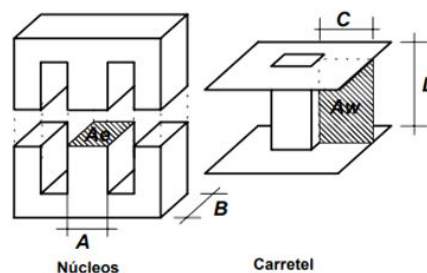
Para a montagem do indutor para a utilização no conversor é preciso um elemento magnético mole, pois, devido ao chaveamento de pulso modulado, a forma de onda da corrente será triangular, considerando que a frequência de chaveamento alta de maneira que tenha a característica linear da curva, assim ele precisará armazenar energia magnética e depois entregar a carga de acordo com a razão cíclica sem que haja campo remanescente.

A utilização de um material magnético como núcleo, faz com que forneça um caminho adequado para o fluxo, uma vez que maximiza o acoplamento entre as bobinas. Dessa forma, será utilizado o núcleo de ferrite, afinal, é o mais indicado para altas frequências pois suas perdas por histerese são menores do que as lâminas de ferro-silício, no entanto possui uma baixa densidade de fluxo de saturação de 0.3 T.

4.1 Dimensionamento do Núcleo

O núcleo escolhido para o projeto foi o de ferrite do tipo E-E, como ilustra a figura abaixo.

Figura 14 : Núcleo e Carretel do Tipo E



Fonte: Ivo Barbi

- A_e : área da seção transversal do núcleo;
- A_w : área da janela.

O projeto do indutor se baseia nas Leis de Faraday e Àmpere e através de alguns cálculos tem-se:

$$A_e A_w = \frac{L \times I_{pico} \times I_{eficaz}}{B_{max} \times J_{max} \times K_w} \quad \text{Eq. 35}$$

Onde ,

B_{max} é densidade de fluxo de saturação do núcleo, onde da ferrite é 0,3T ;

J_{max} é a densidade de corrente , onde tipicamente é 450 A/ ;

K_w é o fator de ocupação do cobre dentro do carretel, tipicamente utilizado 0,7 .

4.2 Número de Espiras

Para que seja possível dimensionar o número de espiras, é usada a equação abaixo:

$$N = \frac{L \times I_{pico}}{B_{max} \times A_e} \quad \text{Eq. 36}$$

4.3 Entreferro

É preciso a utilização do entreferro no circuito magnético, afinal, a indutância é proporcional ao número de espiras ao quadrado e inversamente proporcional a relutância.

Assim temos que a permeabilidade magnética que tenha o material, este tem uma relutância , ou seja, uma oposição à passagem de fluxo. Assim, com o entreferro o valor da indutância será desprezível ao valor da relutância do núcleo. Também, é necessário ressaltar que com o entreferro o indutor poderá operar com valores de correntes mais altas em seu enrolamento sem que sature o núcleo.

Assim, desconsiderando a relutância do núcleo, tem-se:

$$L = \frac{N^2}{R_{\text{entreferro}}} \quad \text{Eq. 37}$$

$$R_{\text{entreferro}} = \frac{l_{\text{entreferro}}}{\mu_o * A_e} \quad \text{Eq. 38}$$

Manipulação as equações acima, tem-se:

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{N^2 * \mu_o * A_e}{L} \quad \text{Eq. 39}$$

O valor obtido do entreferro será distribuído igualmente nas duas pernas laterais do núcleo do tipo E-E, como mostra a figura a seguir

Figura 15: Distribuição do entreferro

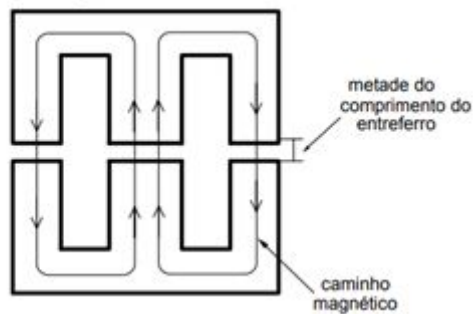


Figura 15: Ivo Babi

4.4 Cálculo da Seção dos condutores

Para dimensionar os condutores é necessário observar que o conversor opera em uma frequência alta, devido a seu chaveamento, tem-se o efeito pelicular elevado, pois sua densidade de corrente será também elevada toda na periferia, causando uma redução na área efetiva do condutor.

O valor da profundidade de penetração pode ser obtido através da expressão abaixo:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad \text{Eq. 40}$$

Desta forma o condutor utilizado não deve possuir um diâmetro superior ao valor 2Δ

A bitola do condutor para conduzir a corrente do enrolamento, tem-se:

$$S_{fio} = \frac{I_{eficaz}}{J_{max}} \quad \text{Eq. 41}$$

Assim é necessário calcular o número de condutores em paralelo para que possa conduzir a corrente sem que haja superaquecimento dos condutores.

$$S_{pelicular} = 2 \times \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad \text{Eq. 42}$$

$$N_{cond} = \frac{S_{cond}}{S_{pelicular}} \quad \text{Eq. 43}$$

$S_{pelicular}$ = área do condutor cujo o diâmetro máximo é limitado pelo valor 2Δ .

Para a última etapa do projeto é necessário verificar a possibilidade de execução, ou seja, ver se é possível associar estes condutores na janela do núcleo.

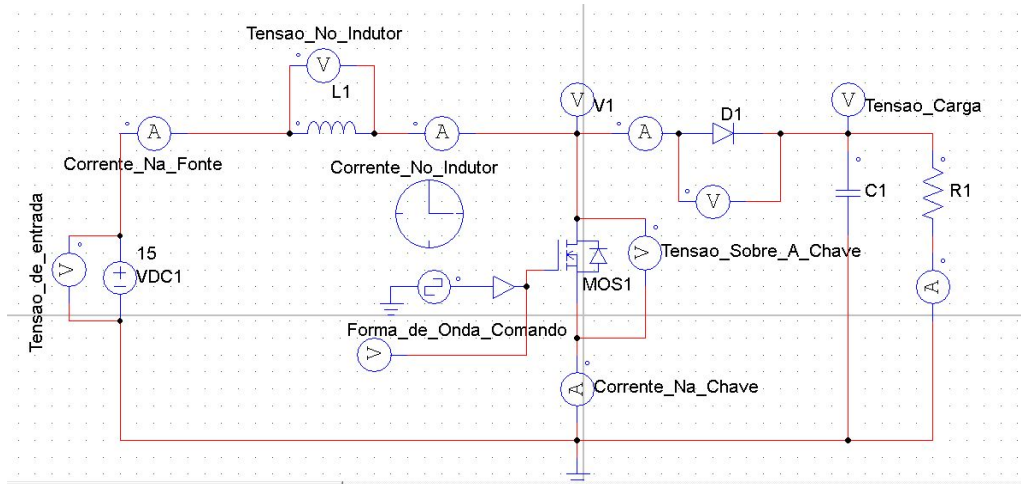
Assim, se $\frac{A_{wmin}}{A_{wnucleo}} < 1$ é possível a utilização deste núcleo, logo:

$$A_{wmin} = \frac{N \times N_{cond} \times S_{fio}}{K_w} \quad \text{Eq. 44}$$

5 - Simulação Boost

Simulação malha aberta com duty-cycle fixado em 50%. Abaixo é mostrado o esquemático do circuito de potência feito no software PSim.

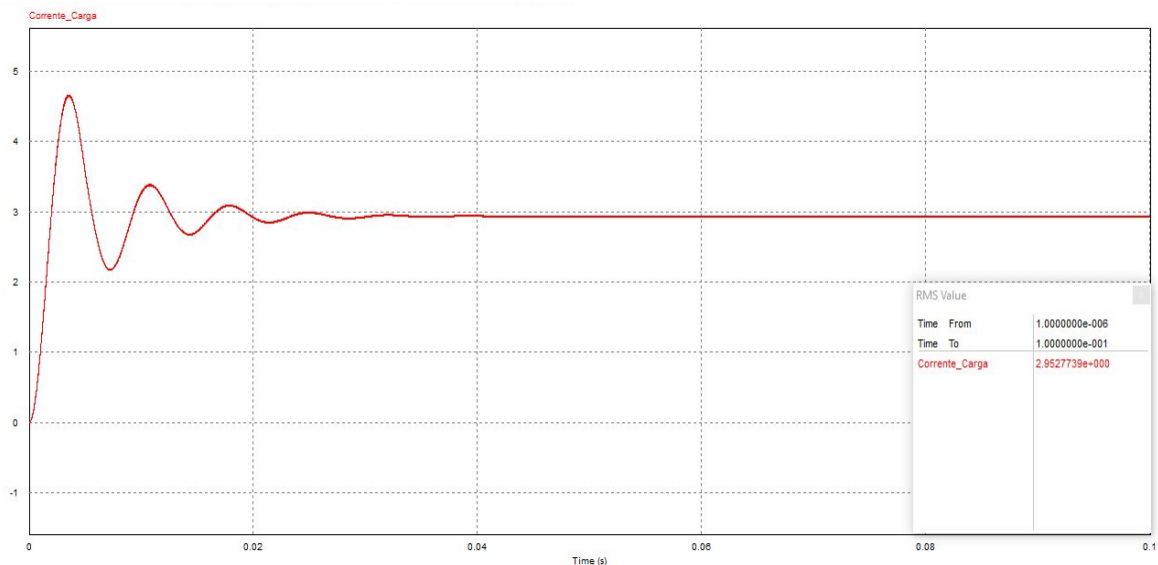
Figura 16: Circuito do circuito de potência no PSim.



Fonte: Autor

Como mostrado abaixo, a simulação mostra que durante o período transiente do circuito em malha aberta, a corrente na carga alcança um pico em torno de 4,6 A. Mas o circuito entra em regime permanente em torno de 0,03s.

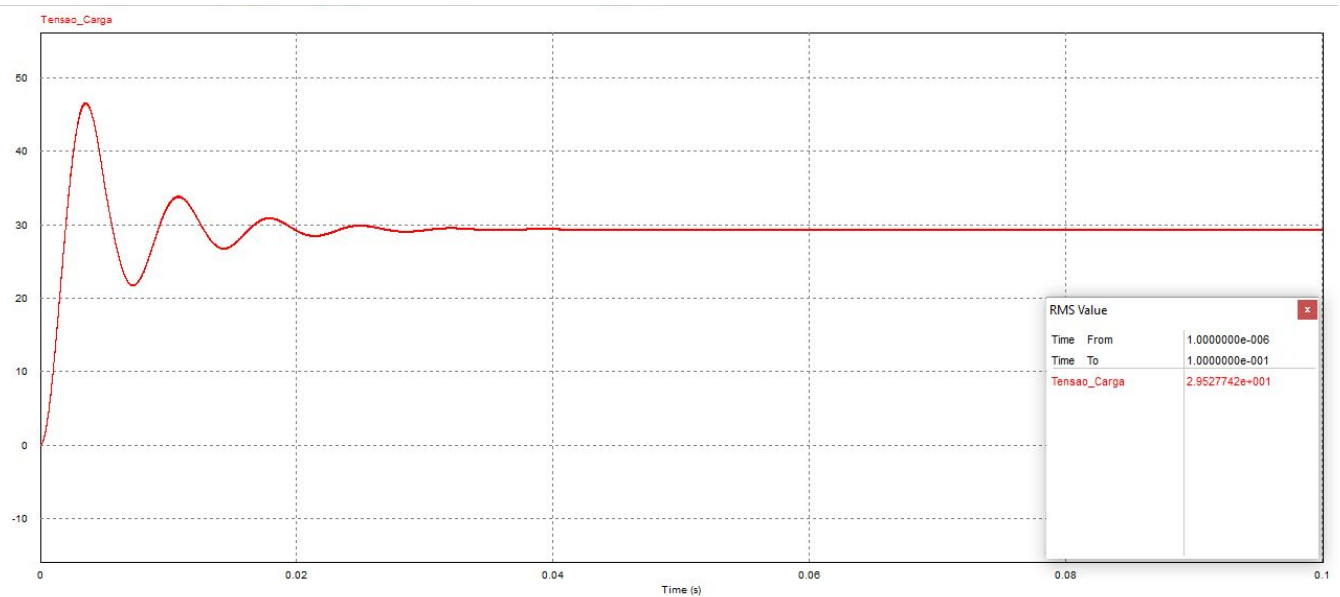
Figura 17 : Simulação da corrente na carga.



Fonte: Autor

Por se tratar de uma carga puramente resistiva, a tensão na carga segue a forma da corrente, multiplicado, evidentemente, por um fator de 10, que se trata da resistência da carga.

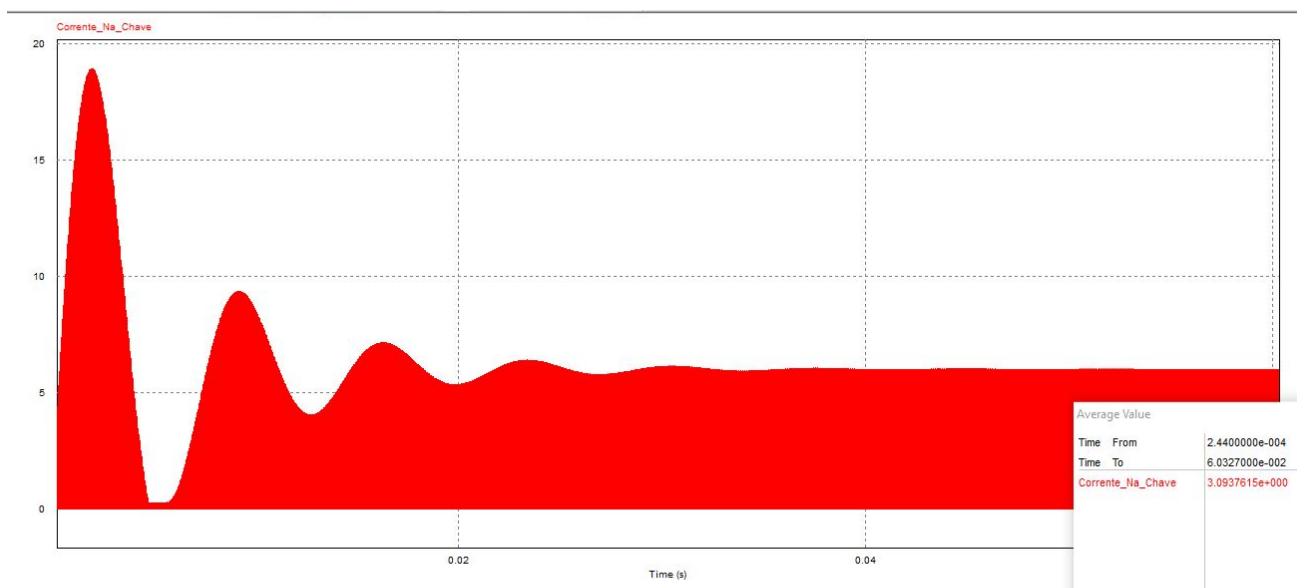
Figura 18: Simulação da tensão na carga.



Fonte: Autor.

Já a corrente na chave analisada em todo o período transiente, chega a quase 19 A de pico (que se trata do pico de corrente no indutor) no período transiente, variando sempre entre a corrente que circula no indutor e zero.

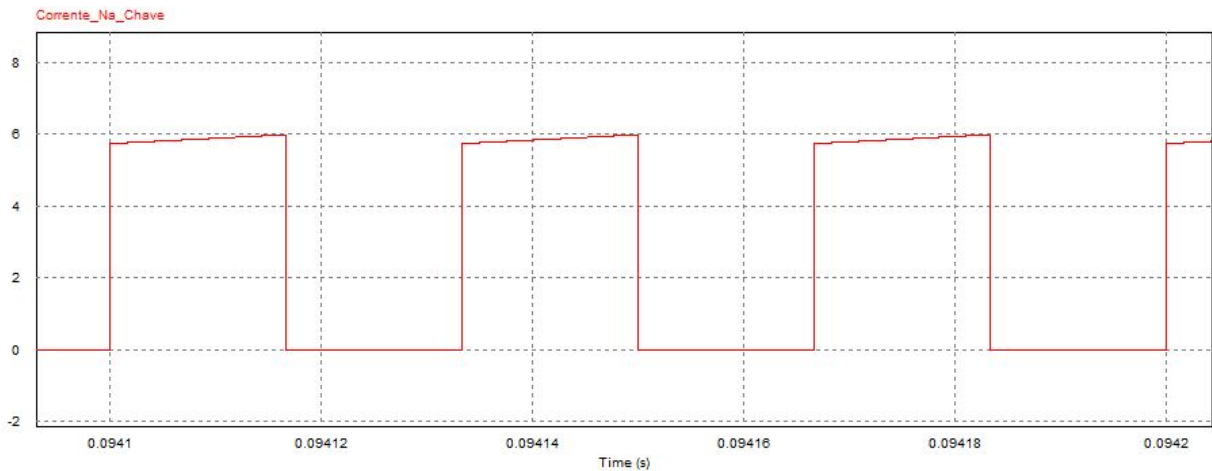
Figura 19: Simulação da corrente na chave no período transiente.



Fonte: Autor.

Na figura abaixo pode-se dar um maior enfoque na corrente da chave em regime permanente, onde a corrente varia sempre entre a corrente da fonte ou do indutor quando a chave está fechada, e zero quando a chave está aberta.

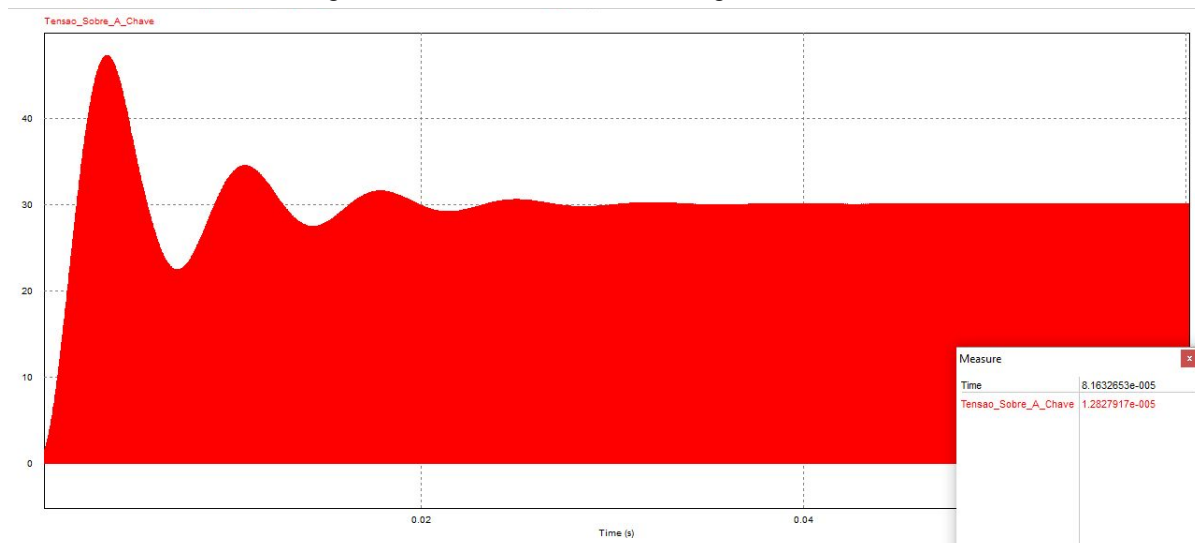
Figura 20: Simulação da corrente na chave no período permanente.



Fonte: Autor.

Já a tensão sobre a chave, varia entre a tensão na carga (chave aberta) e zero (chave fechada).

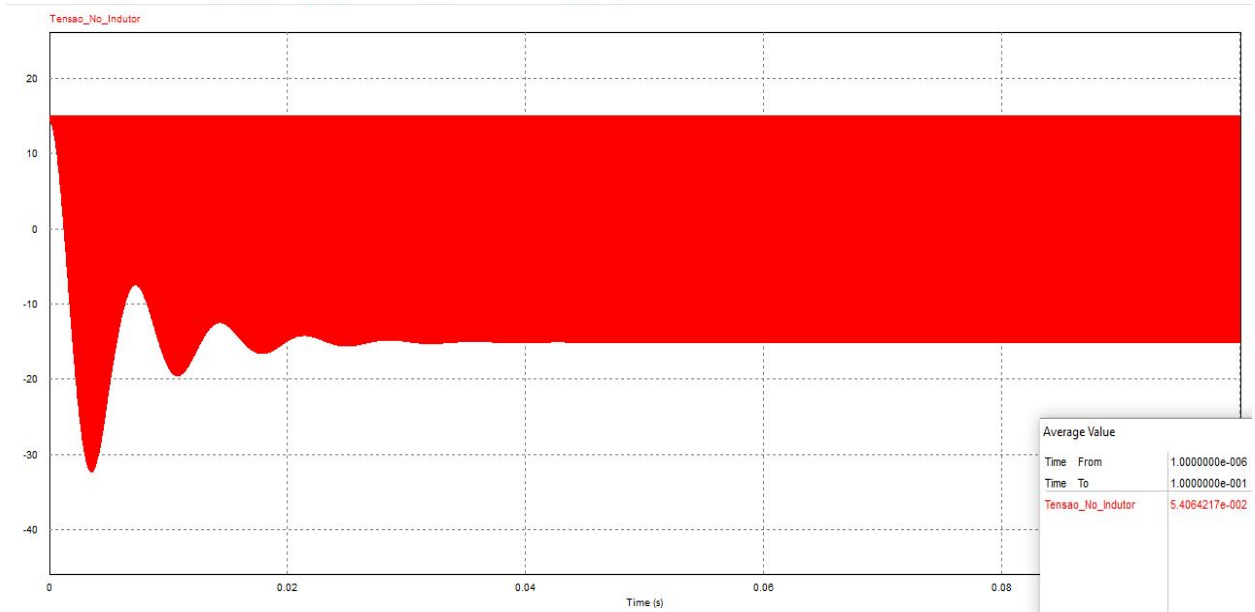
Figura 21: Tensão na chave em regime transiente.



Fonte: Autor.

Abaixo, é notório que no indutor o pico de tensão positivo é grampeado pela fonte de tensão do circuito (considerando o terminal positivo do indutor, como o terminal que está ligado à fonte), e como pico negativo a tensão da fonte menos a da carga, chegando a um vale máximo em regime transiente de cerca de -32 V.

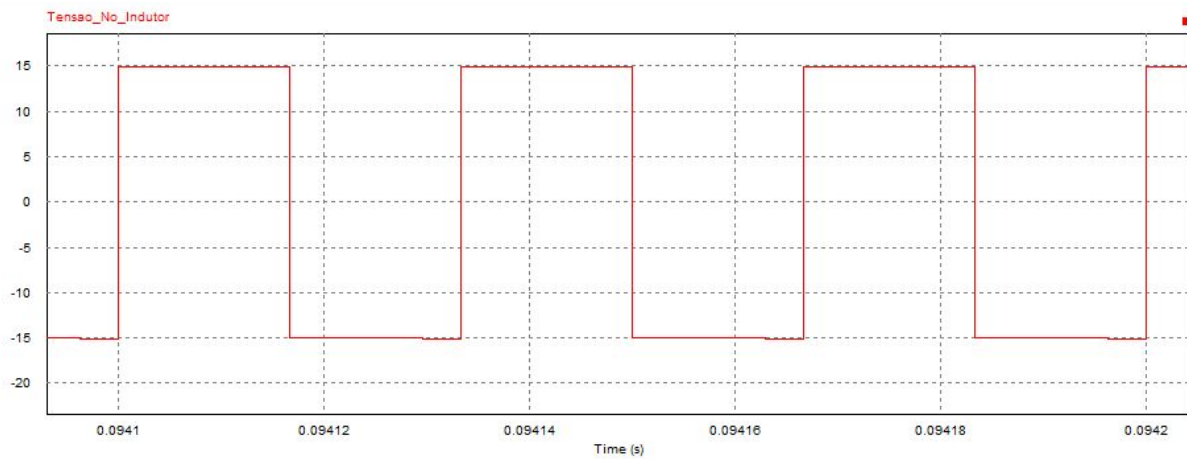
Figura 22: Simulação da tensão no indutor em regime transiente.



Fonte: Autor.

A figura abaixo mostra a tensão indutor em regime permanente.

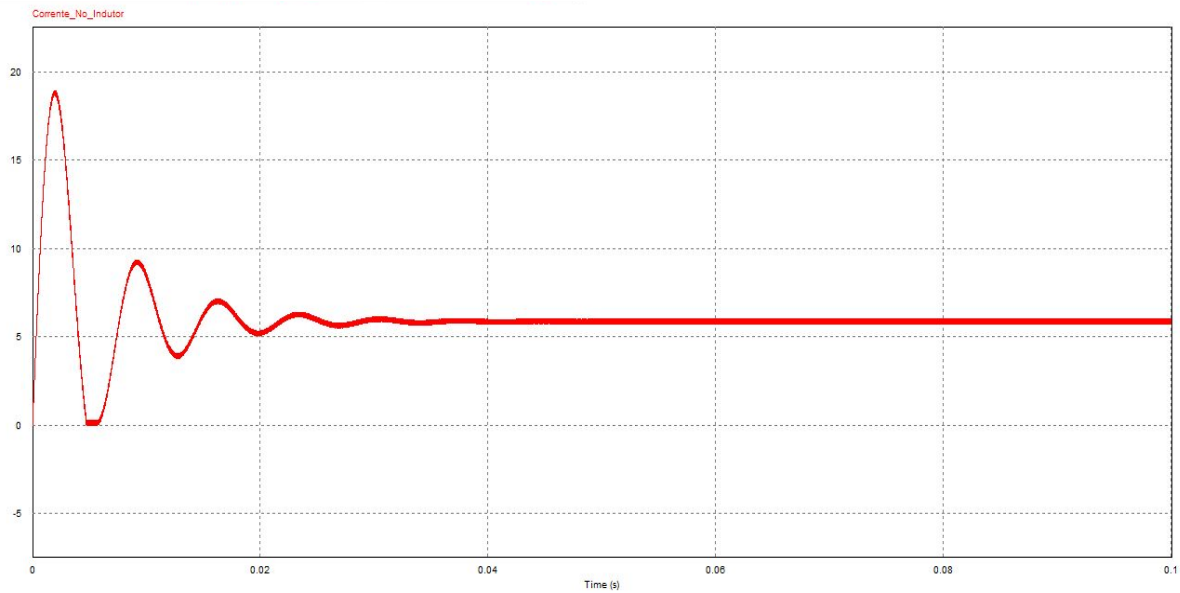
Figura 23: Simulação da tensão no indutor em regime permanente.



Fonte: Autor.

A corrente no indutor tem um pico de quase 19 A, assim como na chave, com a ressalva de que na no indutor a corrente não fica decaindo a zero.

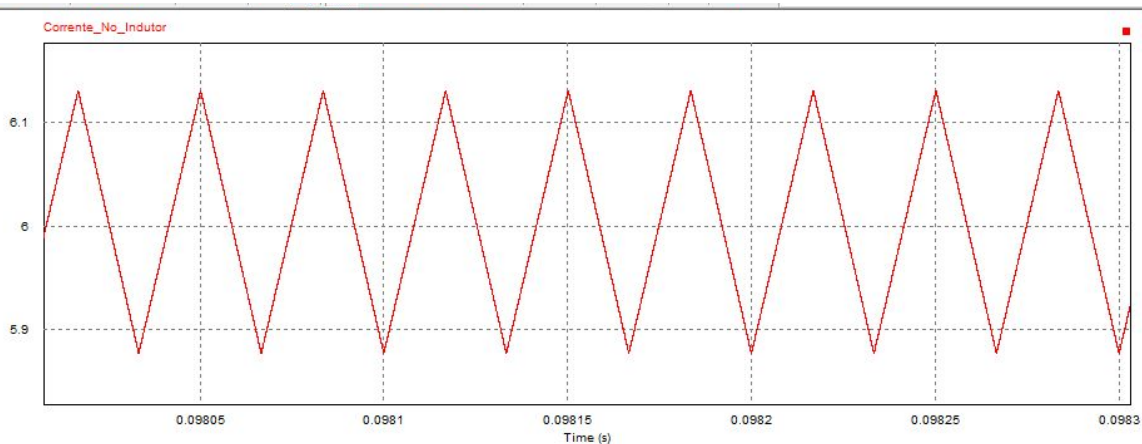
Figura 24: Simulação da corrente no indutor em regime transiente.



Fonte: Autor.

A figura abaixo, mostra a pequena ondulação de corrente no indutor, cerca de 4,3% bem próximo do calculado (4,5%), bem como seu valor médio, em torno de 6 A.

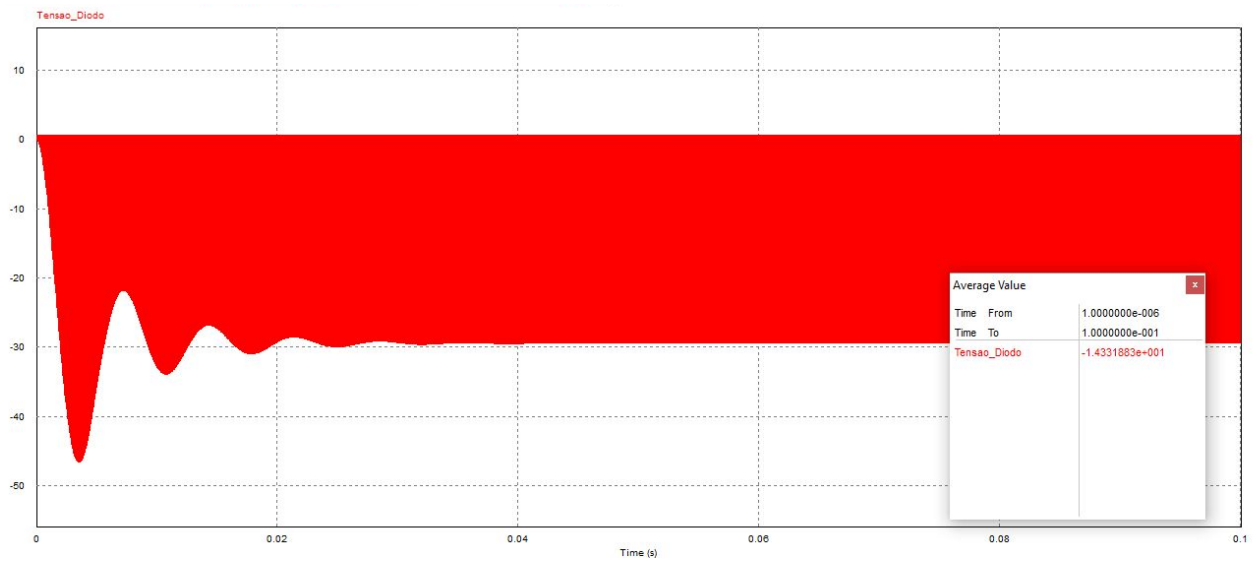
Figura 25: Simulação da corrente no indutor em regime permanente.



Fonte: Autor.

A Figura 26 mostra a tensão em cima do diodo em regime transiente, note que o diodo sofre um pico de tensão reverso de cerca de -46 V.

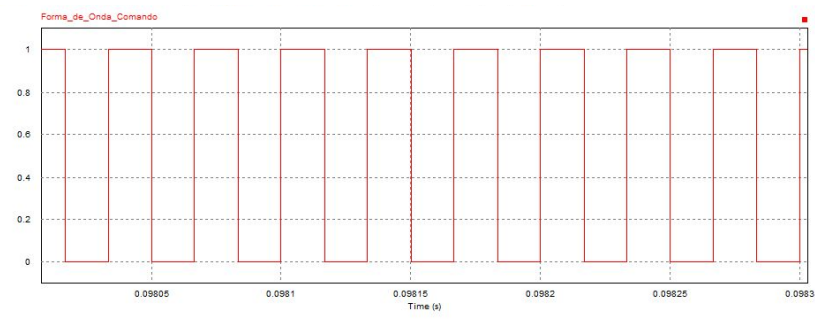
Figura 26: Simulação da tensão sobre o diodo.



Fonte: Autores

Já a figura 27 mostra a forma de onda do comando.

Figura 27: Simulação do circuito de chaveamento.



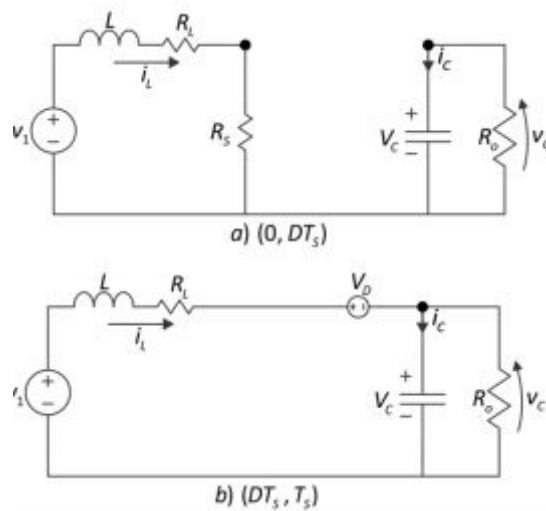
Fonte: Autores

6 Controle

Para a obtenção da função de transferência do conversor optamos por usar a abordagem do modelo médio em espaço de estados.

Para tal, devemos analisar o circuito em suas duas formas topológicas de operação, uma com a chave aberta e outra com a chave fechada. É fácil perceber que o circuito permanece DT segundos com a chave fechada e $(1-D)T$ segundos com a chave aberta, como mostra a figura a seguir.

Figura 28: Conversor Boost chave aberta e fechada



Fonte: Google Imagem

Figura x. Estados topológicos do conversor boost.

Fonte: Ivo Barbi

O comportamento do circuito no primeiro intervalo de tempo (a) é descrito pelas seguintes equações.

$$L \frac{di_L}{dt} = -(R_l + R_s) \cdot i_L + V_1 \quad \text{Eq. 45}$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{V_c}{R_o} \quad \text{Eq. 46}$$

Expressando essas equações na forma matricial, obtemos.

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-(R_l + R_s)}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_o} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \cdot V_1 \quad \text{Eq. 47}$$

O comportamento do circuito no segundo intervalo de tempo (b) é descrito pelas seguintes equações.

$$L \frac{di_L}{dt} = -R_L \cdot i_L + V_1 - V_D - V_C \quad \text{Eq. 48}$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L - \frac{V_C}{R_o} \quad \text{Eq. 49}$$

Expressando também essas equações na forma matricial, obtemos.

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_o} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \cdot (V_1 - V_D) \quad \text{Eq. 50}$$

Dessa forma, fazemos às seguintes considerações:

$$x = \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 51}$$

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 52}$$

$$A_1 = \begin{pmatrix} \frac{-(R_L + R_s)}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_o} \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 53}$$

$$A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_o} \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 54}$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 55}$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 56}$$

$$U = \begin{pmatrix} V_1 \\ V_D \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 57}$$

Com essas variáveis definidas podemos equacionar o funcionamento do nosso circuito em seus dois estados topológicos, como nas equações a seguir.

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot U \quad \text{Eq. 58}$$

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot U \quad \text{Eq. 59}$$

Sabendo que o circuito da primeira topologia opera por uma vazão D do período T e o circuito da segunda topologia por $1 - D$, multiplicamos a equação Y+13 por D e a equação Y+14 por $1 - D$.

$$D \cdot \dot{x} = A_1 \cdot D \cdot x + B_1 \cdot D \cdot U \quad \text{Eq. 60}$$

$$(1-D) \cdot \dot{x} = A_2 \cdot (1-D) \cdot x + B_2 \cdot (1-D) \cdot U \quad \text{Eq. 61}$$

A resposta total do circuito é a soma das duas respostas, logo.

$$\begin{aligned} \dot{x} = & [A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1-D)] \cdot x + \\ & + [B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1-D)] \cdot U \end{aligned} \quad \text{Eq. 62}$$

Além disso, fazendo,

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1-D) \quad \text{Eq. 63}$$

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1-D) \quad \text{Eq. 64}$$

obtemos:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot U \quad \text{Eq.65}$$

Em regime permanente $\dot{x} = 0$. Portanto.

$$0 = A \cdot x + B \cdot U \quad \text{Eq.66}$$

Sendo,

$$A = \begin{pmatrix} \frac{-D \cdot R_s}{L} - \frac{R_L}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_o} \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 67}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 68}$$

temos que

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = & \begin{pmatrix} \frac{-(D \cdot R_s + R_L)}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_o} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_c \end{pmatrix} + \\ & + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_o \end{pmatrix} \end{aligned} \quad \text{Eq.69}$$

De onde obtemos,

$$0 = \frac{-D \cdot R_s + R_L}{L} \cdot i_L - \frac{(1-D)}{L} \cdot v_c + \frac{V_1}{L} - \frac{(1-D)}{L} \cdot V_o \quad \text{Eq. 70}$$

$$0 = \frac{1-D}{C} \cdot i_L - \frac{v_c}{C \cdot R_o} \quad \text{Eq. 71}$$

Podemos escrever

$$V_1 - (1-D) \cdot V_o = (D \cdot R_s + R_L) \cdot i_L + (1-D) \cdot v_c \quad \text{Eq. 72}$$

$$0 = v_c - R_o \cdot (1-D) \cdot i_L \quad \text{Eq. 73}$$

Então podemos chegar na equação que representa o conversor boost operando em regime permanente.

$$V_1 - (1-D) \cdot V_o = (D \cdot R_s + R_L) \cdot i_L + R_o \cdot (1-D)^2 \cdot i_L \quad \text{Eq. 74}$$

Considerando $V_o = R_s = R_L = 0$ e realizando algumas operações matemáticas podemos obter a seguinte expressão.

$$\frac{V_o}{V_1} = \left(\frac{1}{(1-D)} - \frac{V_o}{V_1} \right) \cdot \left[\frac{R_o \cdot (1-D)^2}{(D \cdot R_s + R_L) + R_o \cdot (1-D)^2} \right] \quad \text{Eq.75}$$

6.1 Função de Transferência para Controle de Tensão

Nosso objetivo é controlar a tensão de saída do nosso conversor, então a relação que procuramos é

$$\frac{\bar{v}_o(s)}{\bar{d}(s)} = F(s) \quad \text{Eq. 76}$$

onde

$\bar{d}(s)$ é a perturbação da razão cíclica em torno de um ponto de operação.

\bar{v}_o é a resposta de tensão na carga, na forma de uma pequena componente alternada em torno de um ponto de operação.

Da equação Y+17 temos que

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}} = & [A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1-D)] \cdot \bar{x} + \\ & + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] \cdot \bar{d} \end{aligned} \quad \text{Eq.77}$$

$$\dot{\bar{x}} = A \cdot \bar{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] \cdot \bar{d} \quad \text{Eq. 78}$$

Aplicando a transformada de Laplace, obtemos

$$s\bar{x}(s) = A\bar{x}(s) + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\bar{d}(s) \quad \text{Eq. 79}$$

Portanto,

$$\bar{x}(s) = (sI - A)^{-1} \times [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\bar{d}(s) \quad \text{Eq. 80}$$

então,

$$\frac{\bar{x}(s)}{\bar{d}(s)} = (s \cdot I - A)^{-1} \times [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U] \quad \text{Eq. 81}$$

e,

$$\frac{\bar{x}(s)}{\bar{d}(s)} = \begin{pmatrix} \frac{\bar{i}_l(s)}{\bar{d}(s)} \\ \frac{\bar{v}_c(s)}{\bar{d}(s)} \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 82}$$

definido,

$$F_1(s) = \frac{\bar{i}_l(s)}{\bar{d}(s)} \quad \text{Eq. 83}$$

$$F_2(s) = \frac{\bar{v}_c(s)}{\bar{d}(s)} \quad \text{Eq. 84}$$

$$\frac{\bar{x}(s)}{\bar{d}(s)} = \begin{pmatrix} F_1(s) \\ F_2(s) \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 85}$$

Usando a matriz A já obtida, temos

$$(s \cdot I - A) = \begin{pmatrix} s + \frac{D \cdot R_s + R_L}{L} & \frac{(1-D)}{L} \\ -\frac{(1-D)}{C} & s + \frac{1}{C \cdot R_o} \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 86}$$

$$A_1 - A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 87}$$

$$B_1 \cdot U = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_D \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 88}$$

$$B_2 \cdot U = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_D \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 89}$$

Portanto,

$$(B_1 - B_2) \cdot U = \begin{pmatrix} \frac{V_D}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 90}$$

obtendo então,

$$(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U = \begin{pmatrix} -\frac{R_s I_{Lo}}{L} + \frac{V_{Co}}{L} + \frac{V_D}{L} \\ -\frac{I_{Lo}}{C} \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 91}$$

Voltando para a equação Y+36 obtemos

$$\begin{pmatrix} F_1(s) \\ F_2(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s + \frac{DR_s + R_L}{L} & \frac{(1-D)}{L} \\ -\frac{(1-D)}{C} & s + \frac{1}{CR} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} -\frac{R_s I_{Lo}}{L} + \frac{V_{Co}}{L} + \frac{V_D}{L} \\ -\frac{I_{Lo}}{C} \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 92}$$

onde $F_2(s)$ é a expressão que procuramos.

Para facilitar os cálculos, fazemos $V_D = R_s = 0$ e obtemos,

$$\begin{pmatrix} F_1(s) \\ F_2(s) \end{pmatrix} = \frac{1}{M(s)} \begin{pmatrix} (V_o + I_{Lo}R_o - DI_oR_o + CR_oV_o s)R_o \\ (1-D)V_{Co} - (R_L + sL)I_o \end{pmatrix} \quad \text{Eq. 93}$$

onde,

$$M(s) = R_L + (1-D)^2 R_o + (L + CR_o R_L)s + R_o CLs^2 \quad \text{Eq. 94}$$

Portanto,

$$F_2(s) = \frac{(1-D)V_{Co} - (R_L + sL)I_o}{\frac{R_L + (1-D)^2 R_o}{R_o} + \frac{(L + CR_o R_L)}{R_o}s + CLs^2} \quad \text{Eq. 95}$$

Considerando $R_L = 0$

$$\frac{\bar{v}_o(s)}{d(s)} = \frac{(1-D) \cdot V_{Co} - s \cdot L \cdot I_{Lo}}{C \cdot L \cdot s^2 + \frac{L}{R_o} \cdot s + (1-D)^2} \quad \text{Eq. 96}$$

Dividindo todos os termos por $(1-D)^2$,

$$\frac{\bar{v}_o(s)}{d(s)} = \frac{\frac{V_{Co}}{(1-D)} \left(1 - \frac{s \cdot L}{R_o \cdot (1-D)^2} \right)}{\frac{C \cdot L}{(1-D)^2} \cdot s^2 + \frac{L}{R_o \cdot (1-D)^2} \cdot s + 1} \quad \text{Eq. 97}$$

sendo,

$$\frac{V_{co}}{(1-D)} = \frac{V_1}{(1-D)^2} \quad \text{Eq. 98}$$

obtemos a expressão final

$$\frac{\bar{v}_o(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{V_1}{(1-D)^2} \frac{\left(1 - \frac{sL}{R_o(1-D)^2}\right)}{\left[\frac{CL}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R_o(1-D)^2} s + 1\right]} \quad \text{Eq. 99}$$

6.2 Requisitos do sistema

O processo para projetar um sistema de controle leva em consideração alguns requisitos importantes para qualificar o sistema. De forma rápida, alguns desses conceitos serão definidos.

Tempos de subida é o tempo que o sistema leva para ir de 10% a 90% do estado estacionário. Valor de sobressinal ou Overshoot é o quanto o sistema ultrapassa o valor final e é expresso em porcentagem do valor final. Tempo de acomodação é o tempo necessário para o sistema chegar em um intervalo do valor final, que pode ser de 2% ou 5%.

6.3 Efeitos dos Controladores

Os controladores buscam ajustar a resposta do sistema para o mais próximo do ideal possível. Os três tipos básicos de controladores são o P, I e D, onde cada um tem a sua vantagem.

P - Proporcional;

I - Integrativo;

D - Derivativo.

A ação proporcional procura aproximar a resposta obtida da resposta desejada usando um erro (diferença entre o esperado e o obtido) com um ganho para fazer a correção.

A ação integral produz um sinal de saída que é proporcional à magnitude e à duração do erro, ou seja, ao erro acumulado. Isso fornece uma alternativa para corrigir o erro de off-set gerado pela ação proporcional e acelera a resposta do sistema, permitindo-o chegar ao valor de referência mais rapidamente.

A ação derivativa produz um sinal de saída que é proporcional à velocidade de variação do erro, fornecendo uma correção antecipada do erro, diminuindo o tempo de resposta e melhorando a estabilidade do sistema.

6.4 Análise em Malha Aberta

Em busca de validar a função de transferência calculada, fazemos a análise em malha aberta.

Se a função de transferência estiver correta, o comportamento da simulação usando o software Psim deve se comportar igual a função de transferência calculada. Para verificar o comportamento da função de transferência calculada, utilizamos o software matlab.

Primeiro, com o auxílio do software Matlab, montamos a nossa função de transferência com os parâmetros do conversor boost .

Figura 29: Código de Função de Transferência no Matlab

```
9      % Entre com parametros
10 -   Vi = 15 ; %Tensao de entrada
11 -   Vout = 30; %Tensao de saida
12 -   Vref = 3 ; %Tensao de referencia
13 -   L = 937e-6 ; %Indutancia
14 -   Ro = 10 ; %Carga
15 -   D = 0.5 ; %Duty-Cycle
16 -   C = 330e-6 ; %Capacitancia
17
18 -   numf = [-(Vi * L / (Ro * ( 1 -D) ^ 2)), Vi]; %Numerador
19 -   denf = [C*L , L / Ro , ( 1- D) ^ 2]; %Denominador
20
21 -   F = tf (numf, denf) %função transferencia da planta
```

Fonte: Autoria Própria

Figura 30: Código de Função de Transferência no Matlab

```

F =

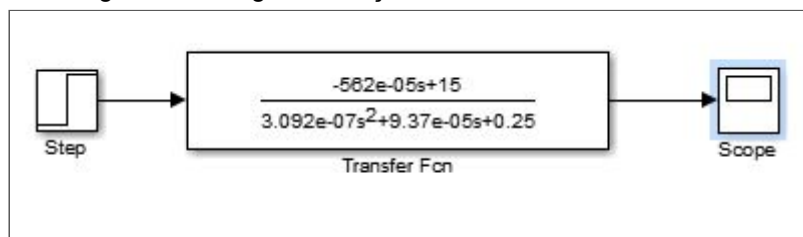
      -0.005622 s + 15
-----
3.092e-07 s^2 + 9.37e-05 s + 0.25

Continuous-time transfer function.
  
```

Fonte: Autoria Própria

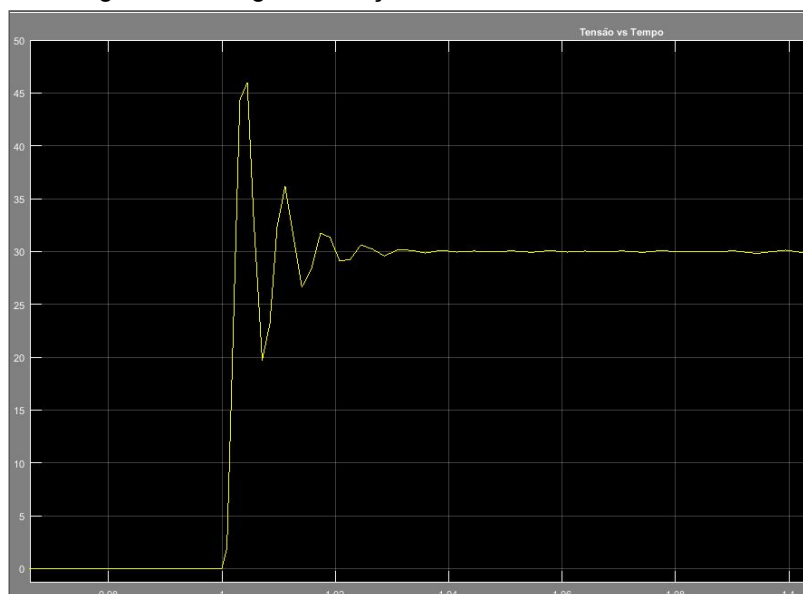
A partir da função de transferência, ainda através do software matlab, agora com auxílio da biblioteca simulink verificamos a resposta do sistema à um degrau como sinal de entrada e obtemos a seguinte resposta, na figura Y:

Figura 31: Código de Função de Transferência no Matlab



Fonte: Autoria Própria

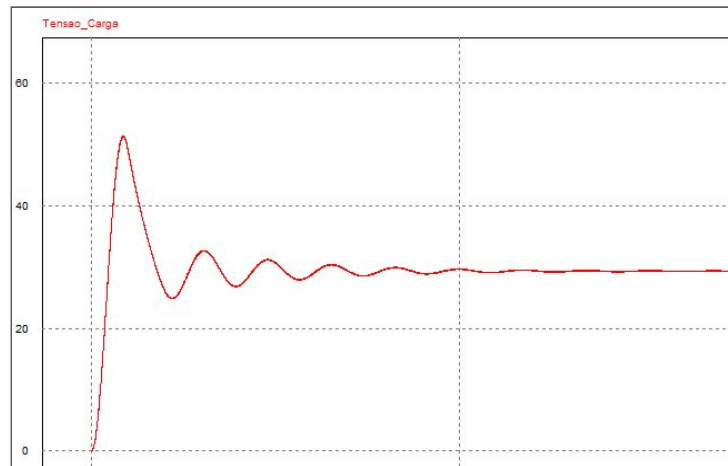
Figura 32: Código de Função de Transferência no Matlab



Fonte: Autoria Própria

Realizando o mesmo procedimento, agora com o Psim , obtemos o gráfico da figura abaixo.

Figura 33:Resposta ao Degrau no Psim



Fonte: Autoria Própria

Podemos observar então que os gráficos estão coerentes, assim , podendo garantir que a função de transferência calculada realmente está de acordo com o comportamento da planta.

6.5 Cálculo do Controlador

Para implementar o controlador, pode ser usado diferentes métodos, como lugar das raízes, alocação de pólos e outros.

O LGR (Lugar Geométrico das Raízes) é um método gráfico de esboçar no plano S, o lugar geométrico das raízes de acordo com os parâmetros da função de transferência.

O método de alocação de pólos consiste em adicionar pólos e zeros de forma a incrementar ou decrementar a fase da resposta do sistema procurando alterar o mínimo possível no módulo do mesma.

Usando o software Matlab podemos calcular o nosso controlador e obter os valores para Kp, Ki e Kd com o pidtune.

Figura 34: Código para cálculo dos parâmetros

```
Control =  
  
      1  
Ki * ---  
      s  
  
with Ki = 63.8  
  
Continuous-time I-only controller.
```

Fonte: Autoria Própria

Logo, de acordo com o estimado, não necessitamos de um controlador do tipo P, nem D, portanto a implementação só necessita de um controlador do tipo I.

Analogicamente usamos um amplificador operacional, um resistor e um capacitor. Usando a equivalência a seguir e fixando um valor para a resistência foi possível calcular o valor do capacitor.

$$\frac{Ki}{s} = \frac{1}{RCs}$$

$$\frac{63.8}{s} = \frac{1}{RCs}$$

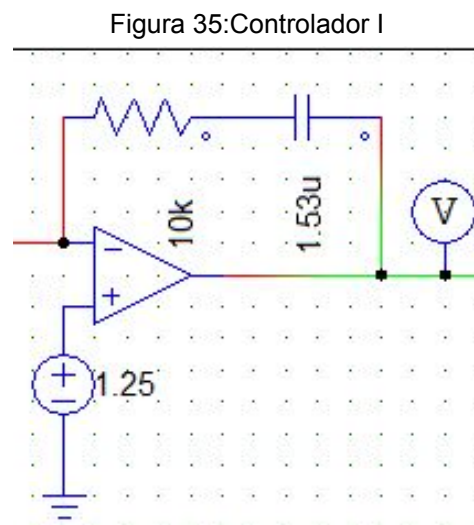
$$RC = 63.8$$

Portanto meu controlado do tipo I precisa possuir em seus parâmetros valores de R e C que em produto resultem no valor 63.8.

Fixando R em 10K , obtemos o valor da capacitância necessária.

$$\rightarrow R = 10\text{ k} \Rightarrow C = 1.53\mu$$

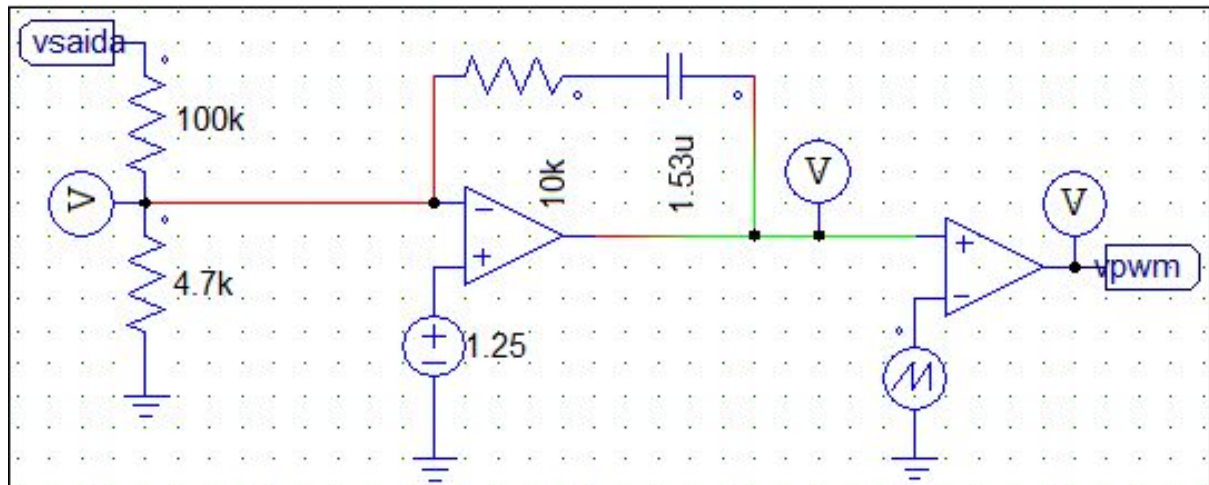
A arquitetura do controlador do tipo I está descrita na figura abaixo.



Fonte: Autoria Própria

Para utilização do controlador , este que vai possuir como entrada a tensão de saída (carga) e fornecer como saída um sinal de controle para ajuste do comando (PWM), é necessário que este esteja integrado a transdutor (divisor de tensão) para que sua saída seja comparada com um valor de referência, e integrado também com o circuito de comando, conforme a figura a seguir.

Figura 36: Controlador com transdutor e comando

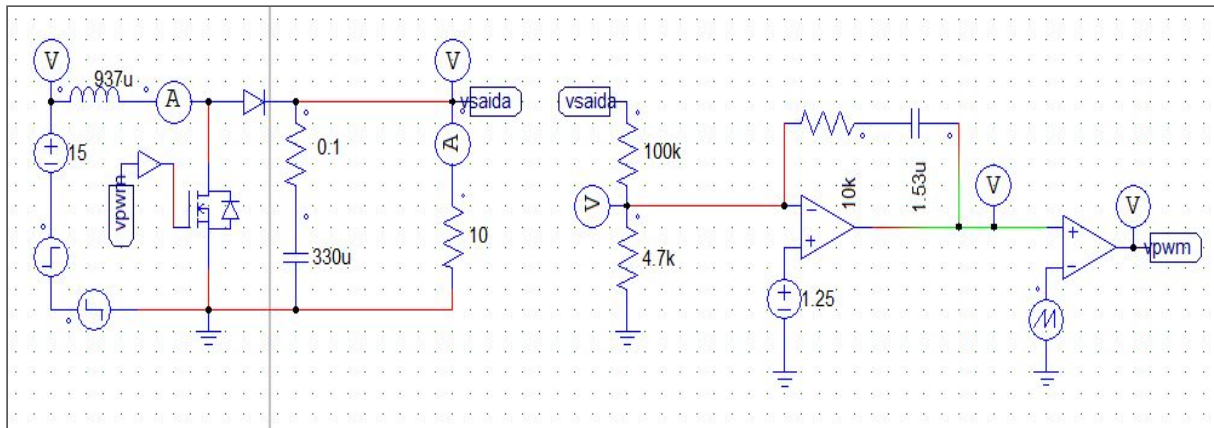


Fonte: Autoria Própria

Feito isso, basta integramos o circuito de controle ao conversor boost .

6.6 Simulação Boost Controlado

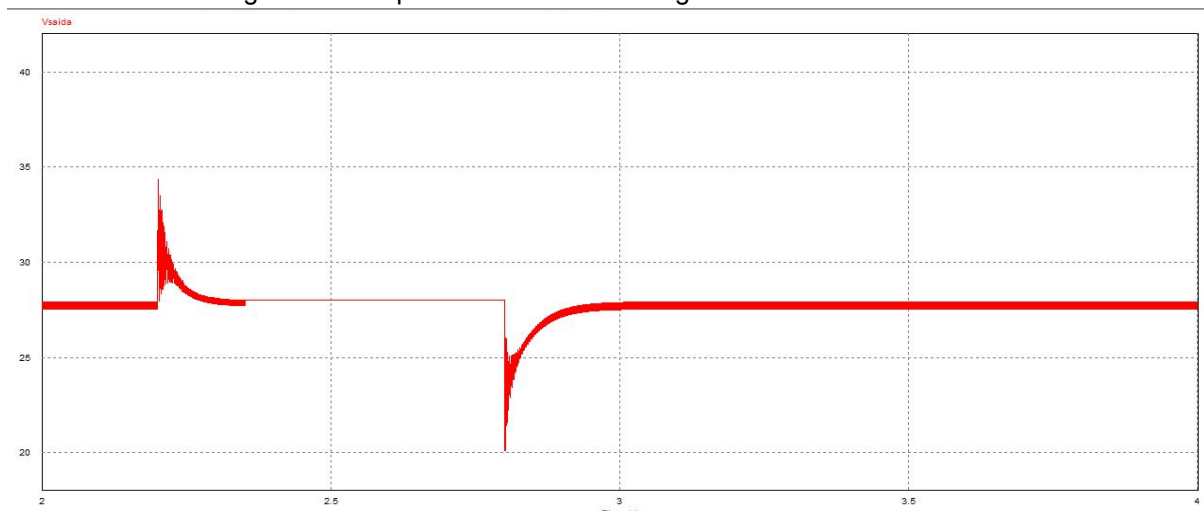
Figura 37: Conversor boost controlado



Fonte: Autoria Própria

Após montar o circuito completo de malha fechada, podemos verificar se houve o controle do conversor., para diversos distúrbios , como exemplificado com degraus de tensão aplicados à entrada. O resultado pode ser analisado a seguir.

Figura 38: Resposta do controle ao degrau de tensão na entrada.



Fonte: Autoria Própria

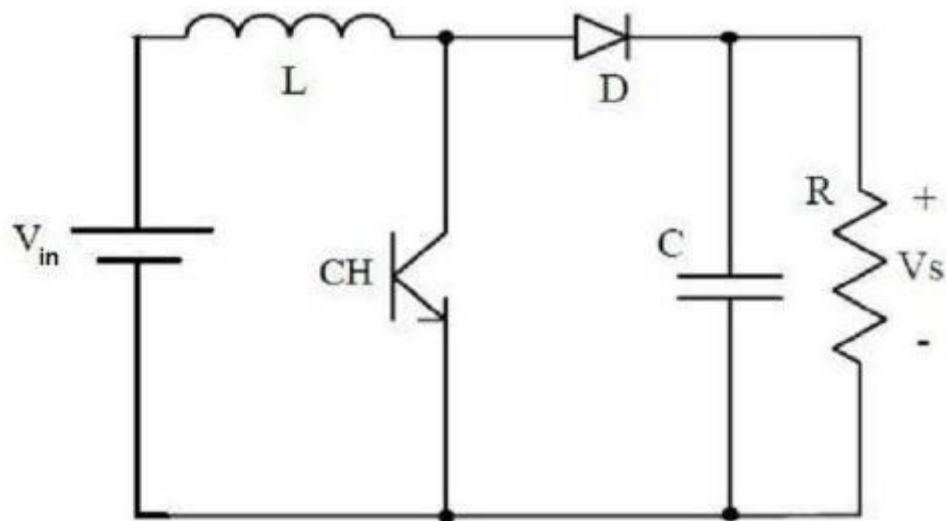
Como podemos observar o conversor seguiu a referência mesmo com os acréscimo dos degraus de tensão. Apresentou um bom tempo de resposta e um overshoot aceitável.

7 -Resultados

7.1 Circuito de potência

O circuito do conversor boost foi montado de acordo com a figura abaixo, tendo uma fonte de 15V, um diodo (POR O DIODO), um indutor de $926\mu H$ e como carga foi utilizado 4 resistências de potência de 10 Ohms. No circuito no drive foi utilizado diodos uf4007, transistores bc327 e bc546, um capacitor de $330\mu F$ e um mosfet irf405.

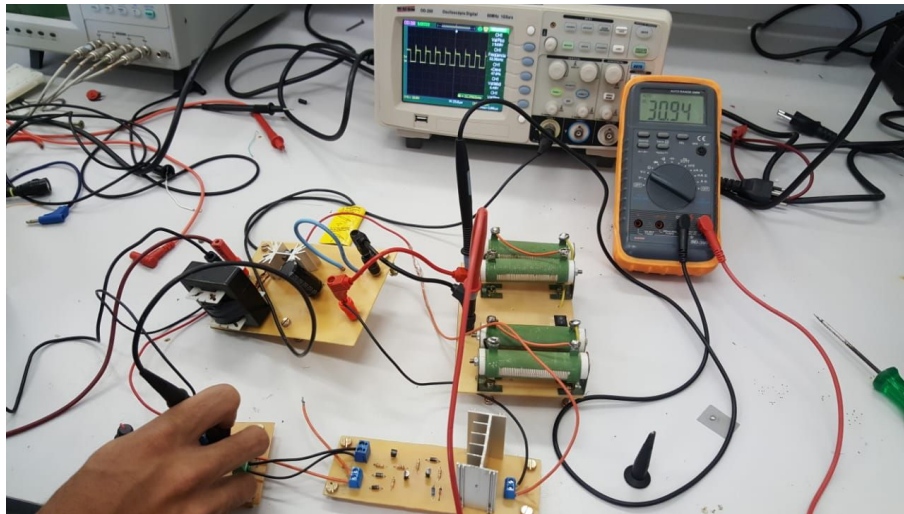
Figura 39: Arquitetura Conversor Boost



Fonte: Google Imagens

O circuito montado real está mostrado na figura X abaixo:

Figura 40 : Montagem do circuito Conversor Boost



Fonte: Autores

A figura X abaixo mostra as formas de ondas do circuito de potência do conversor boost, a forma de onda em azul mostra a corrente na carga e a forma de onda em amarelo mostra a forma de onda da tensão na carga.

Figura 41: Forma de onda da tensão e corrente

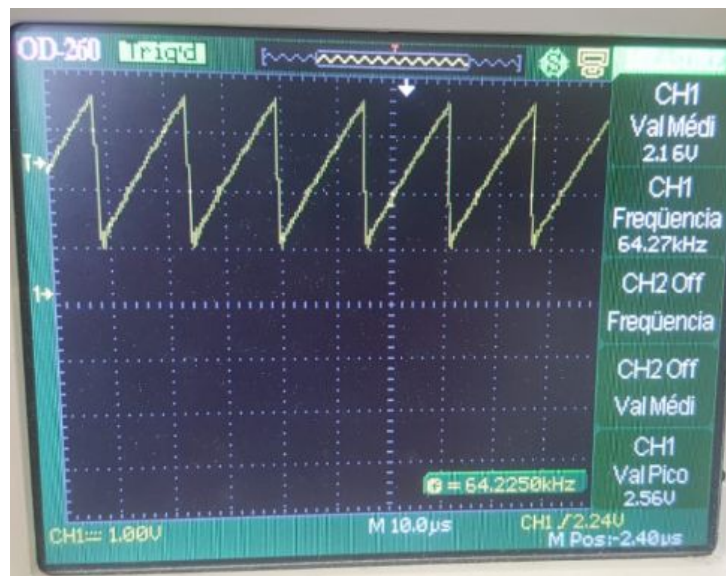


Fonte: Autores

O sinal de comando é obtido, geralmente, pela comparação de um sinal de controle com uma onda periódica como, por exemplo, uma "dente-de-serra"

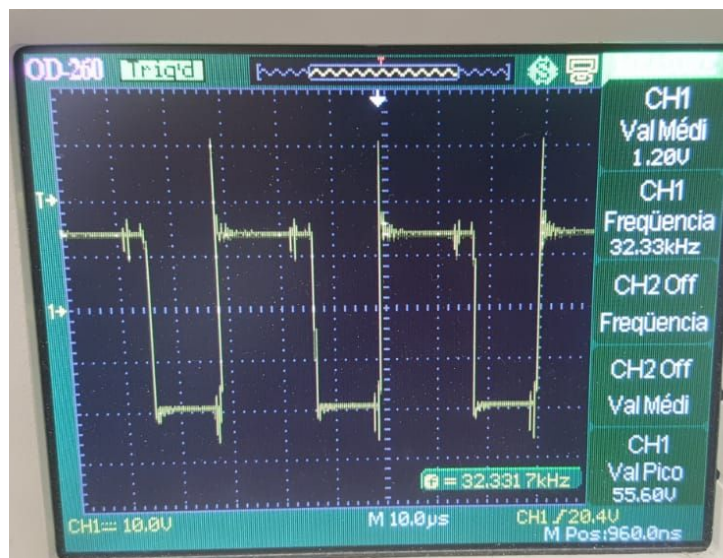
O figura 42 abaixo mostra a forma de onda periódica do conversor boost que é uma forma de onda chamada de dente de serra.

Figura 42: Forma de onda periódica do circuito de comando



Fonte: Autores

Figura 43 :CHAVEAMENTO MOSFET

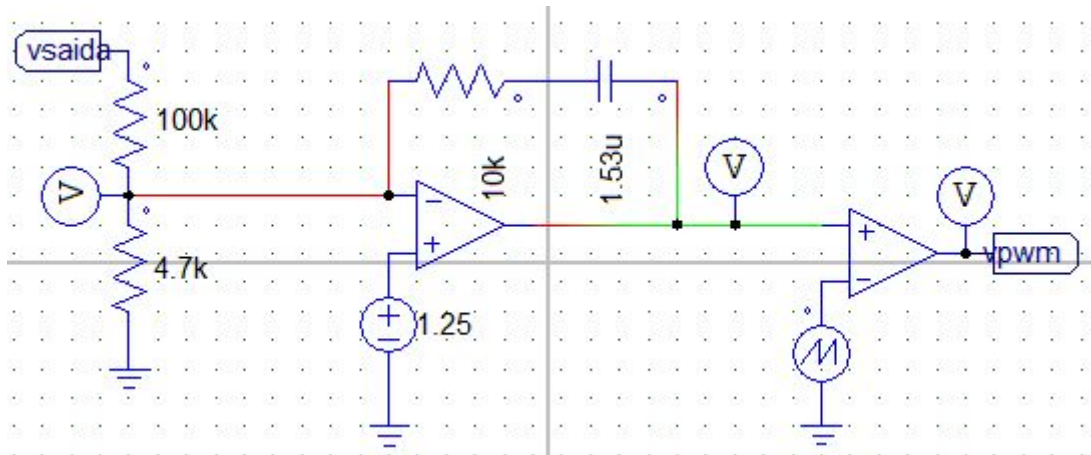


Fonte: Autores

7.2 Circuito de Controle

O circuito de controle foi montado de acordo com a figura abaixo.

Figura 44: Forma de onda periódica do circuito de comando



Fonte: Autores

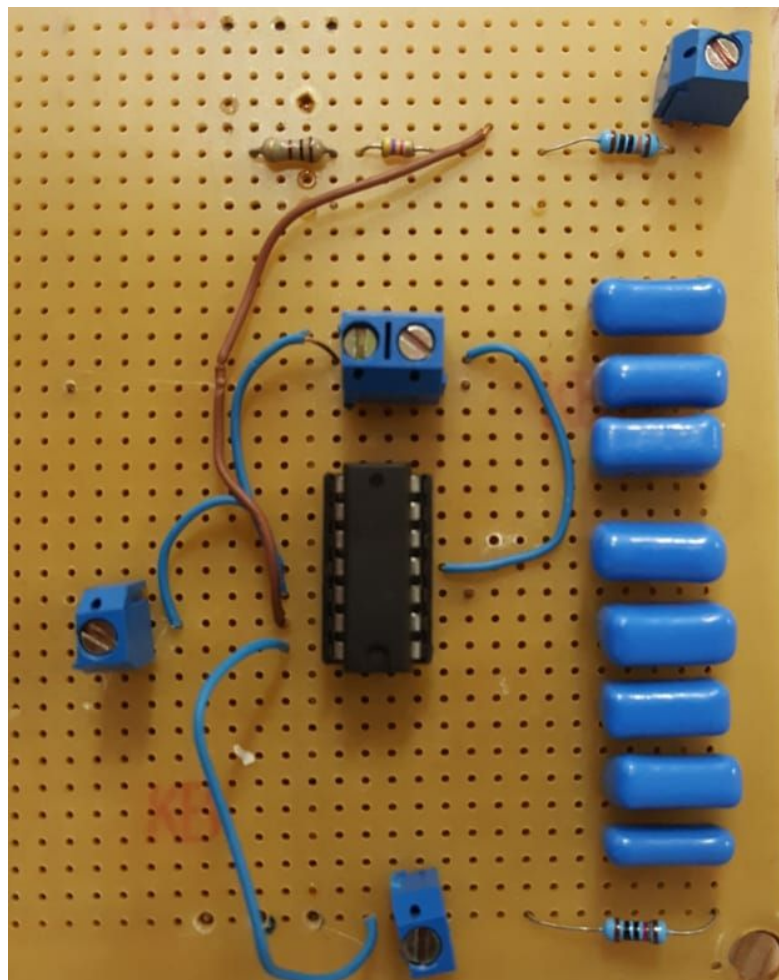
Para a montagem do controlador utilizamos uma placa perfurada, um ci lm324 (quad Amp Op), 4 resistores e 8 capacitores.

Dos 4 resistores, um de 10K do K_i calculado foi soldado na configuração do controlador. Os outros 3 foram usados para obter um divisor de tensão.

Os 8 capacitores foram usados para obter uma capacitância equivalente de CAP.

O Circuito montado pode ser visualizado na figura abaixo:

Figura 45: Circuito controlador com transdutor.



Fonte: Autores

8- Conclusão

Ao longo deste trabalho foram apresentados os aspectos teóricos e construtivos de um conversor elevador (Boost) em malha fechada. Após todo o dimensionamento de componentes necessários a construção do conversor, analisou-se o sistema em malha aberta e por meio dos resultados obtidos projetou-se um compensador destinado a corrigir as falhas observadas no que diz respeito ao comportamento do boost

Nesta etapa do projeto percebeu-se que nem sempre empregar os componentes que obedeçam aos valores dimensionados resulta em um funcionamento correto do sistema, na prática será necessário um ajuste fino, que pode resultar em um valor distante do obtido em cálculos matemáticos, uma vez que na situação real têm-se algumas perdas que não são consideradas na teoria.

Com o compensador projetado realizaram-se simulações, utilizando o software PSim, onde se verificou o funcionamento adequado do compensador projetado, uma vez que o mesmo atendeu as especificações estipuladas. De fato a tensão de saída pôde ser regulada de acordo com o duty cycle. Considerando que se pretendia obter na saída sempre uma tensão de 30 volts, observou-se que a medida que a tensão de entrada e a carga foram variadas o duty cycle mudava de forma a impedir qualquer alteração na tensão de saída. Isso se deve ao controlador “I” projetado e implementado. O mesmo realizou o controle de forma eficiente, pois o sistema seguiu a referência adotada com um tempo de resposta rápido quando submetido a perturbações.

Os circuitos implementados permitiram uma análise do funcionamento prático do sistema em malha fechada. Houve uma concomitância entre simulação e resultados experimentais o que reforça a ideia de que todas as etapas do projeto foram realizadas de maneira adequada. De forma conclusiva atendeu-se aos critérios de projeto impostos para a realização deste trabalho.

9 Referências Bibliográficas

OGATA, Katsuhiko. Engenharia de controle moderno. 4. ed.
Rio de Janeiro: Prentice Hall do
Brasil, 1982.

Rashid, M. H. (2014). Eletrônica de Potência - Dispositivos,
Circuitos e Aplicações (4a
Edição ed.). (L. Abramowicz, Trad.) São Paulo: Pearson
Education.

ON SEMICONDUCTOR. SG3525A. Disponível em:
<https://www.onsemi.com/pub/Collateral/SG3525A-D.PDF>,
Acesso em: 16 de Junho de 2018.