

DESENVOLVIMENTO DE FONTE DE TENSÃO AJUSTÁVEL DE 10 A 100 V COM CORRENTE MÁXIMA DE 3 A BASEADA EM CONVERSOR *FORWARD* COMANDADO POR CONTROLE ANALÓGICO.

Rodrigo Jose Piontkewicz, Arthur Garcia Bartsch, Vinicius Coelho.

Instituto Federal de Santa Catarina

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

e-mail: rodrigo.piontkewicz@ifsc.edu.br, arthur.bartsch@ifsc.edu.br, viniciuscoelho1819@gmail.com

Trabalho de Conclusão de Curso – 30/06/2023

Resumo – Este trabalho tem como objetivo desenvolver um conversor de potência capaz de fornecer uma tensão de saída controlada e constante. Para atingir esse objetivo, propõe-se a utilização de um conversor *forward* controlado analogicamente. O conversor *forward* é uma topologia de conversor de potência amplamente utilizada devido à sua capacidade de fornecer uma tensão de saída isolada e controlada. O controle analógico será utilizado para gerenciar o circuito, trabalhando a uma frequência de 160 kHz. Além disso, será realizado o projeto dos componentes do conversor, como o capacitor, indutor, diodo, chave semicondutora e transformador de alta frequência. Serão selecionados transdutores para medição dos sinais de tensão e corrente de saída do conversor. Com o desenvolvimento deste conversor de potência, espera-se obter uma fonte ajustável eficiente, capaz de fornecer uma tensão de saída constante e controlada, adequada para diversas aplicações laboratoriais.

Palavras-chave – Conversor, Fonte CC, Eletrônica de Potência.

DEVELOPMENT OF AN ADJUSTABLE VOLTAGE SOURCE FROM 10 TO 100 V WITH A MAXIMUM CURRENT OF 3 A BASED ON A *FORWARD* CONVERTER COMMANDED BY ANALOG CONTROL.

Abstract – This project aims to develop a power converter capable of providing a controlled and constant output voltage. To achieve this goal, we propose the use of an analogically controlled *forward* converter. The *forward* converter is a widely used power converter topology due to its ability to provide an isolated and controlled output voltage. The analog control will be used to manage the circuit, working at a frequency of 160 kHz. In addition, the design of the converter components will be carried out, such as the capacitor, inductor, diode, semiconductor switch and high-frequency transformer. Transducers will be selected to measure the output voltage and current signals of the converter. With the development of this power converter, it is

expected to obtain an efficient adjustable source, capable of providing a constant and controlled output voltage, suitable for several laboratory applications.

Keywords – Converter, DC Source, Power Electronics.

I. INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, a eletrônica de potência tornou-se uma das áreas mais ativas do campo da Engenharia Elétrica e Eletrônica, atualmente encontrada em diversas atividades tecnológicas e científicas, seja na conversão pura e simples de energia elétrica ou no comando e controle de sistemas eletrônicos [1]. Por conta da junção entre microeletrônica, responsável pelo processamento (cérebro), e eletrônica de potência, responsável pelo trabalho bruto (músculo), muitas aplicações surgiram e continuam surgindo neste cenário. Além disso, com o passar dos anos, o avanço da microeletrônica — que evoluiu a partir dos semicondutores de silício, permitiu o processamento de grande quantidade de informações a uma velocidade impressionante. Ou seja, a revolução da eletrônica de potência permitiu controlar e moldar demasiadas quantidades de energia de forma mais eficientes [2]. A partir dos avanços tecnológicos citados, surgindo da demanda por equipamentos mais compactos e de baixo consumo que substituiriam os convencionais, as fontes chaveadas começaram a ser produzidas. Através desta demanda, fontes pesadas e com perdas significativas foram substituídas por fontes compactas de alto rendimento, que atualmente são empregadas nos mais variados tipos de equipamentos e aplicações. As fontes de corrente contínua (CC) são amplamente utilizadas em laboratórios de elétrica e eletrônica para uma variedade de finalidades, dentre elas equipamentos e circuitos eletrônicos, testes, simulação de baterias, estudos de resistência e condutividade, entre outras. Dependendo das necessidades específicas do experimento ou teste, as fontes de corrente contínua podem ser ajustadas para fornecer diferentes níveis de tensão e corrente, permitindo uma ampla gama de aplicações. Partindo deste pressuposto, devido a dificuldade de encontrar uma fonte de bancada convencional, que sozinha ultrapasse os 30 Volts (V), o foco deste trabalho é uma fonte de tensão

que possua ajuste de 10 à 100 V com limite de corrente de 3 *Ampères* (A). Portanto, diante da grande quantidade de conversores disponíveis, o conversor *forward* (Conversor CC-CC Isolado) é uma escolha usual para o projeto, pelo fato de ser um conversor abaixador de tensão que possui poucos componentes e possibilita o controle de tensão e corrente de saída, além de custo reduzido e ser amplamente difundido na literatura. O transformador de alta frequência proporciona isolamento galvânico entre primário e secundário, e também diminuição de tensão a depender de sua relação de espiras. Outro ponto, mas não menos importante, é do comando ser simplificado, devido ao conversor escolhido ser comutado por apenas uma chave. Para maior velocidade no controle da tensão e corrente de saída, a forma mais viável de controle para esta aplicação é o controle analógico. Este tipo de controle fornece a segurança e eficiência requisitadas pelo projeto, além de ser um sistema mais robusto e rápido se comparado ao controle digital.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste tópico serão abordados conceitos de topologias de conversão, funcionamento dos componentes eletrônicos de uma fonte chaveada, técnicas de controle de potência, análise de eficiência, entre outros assuntos relevantes para o desenvolvimento de um projeto eficiente e confiável.

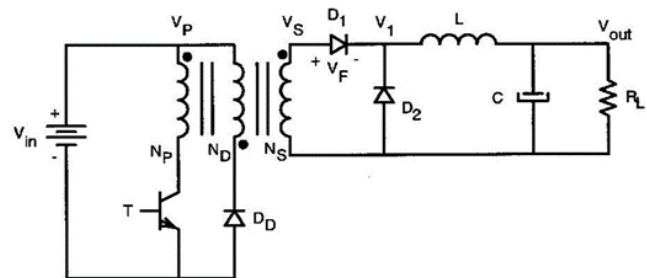
A. Conversores CC-CC

Em relação a conversores, Rashid (2014) [2] explica que um conversor pode ser considerado uma matriz de comutação. Ou seja, para obtenção da tensão ou da corrente necessária na saída, uma ou mais chaves são conectadas na fonte de alimentação. Como o nome já diz, os conversores convertem energia e, no caso de conversores CC-CC, *chopper* ou regulador chaveado, os mesmos transformam um nível CC na entrada em corrente contínua controlada na saída de acordo com o requisitado pelo projeto. Basicamente, estes são classificados em duas categorias: os conversores isolados e os não isolados. O que os diferencia é o fato do conversor isolado possuir um transformador que proporciona isolamento galvânico. No geral, todos os conversores CC-CC possuem chaves semicondutoras estas são comutadas em alta frequência, que podem elevar ou diminuir níveis de tensão. Os circuitos conversores se tornaram extremamente populares na eletrônica devido ao seu tamanho reduzido, eficiência aprimorada e ampla aplicabilidade em diversas áreas. Existem vários modelos de conversores disponíveis e a escolha do mais adequado depende da aplicação específica e do custo envolvido.

Tratando de forma breve os conversores não isolados, segundo ³Barbi (2006) [3] para reduzir os níveis da tensão de saída em relação aos de entrada utiliza-se a topologia *buck*; para elevar a tensão na saída, a topologia *boost*; e ambas as funções o regulador *buck-boost*, funcionando como abaixador ou elevador de tensão, a depender do tempo de condução da chave. Com base no modelo escolhido para o projeto em questão, estão os conversores isolados que podem atuar como

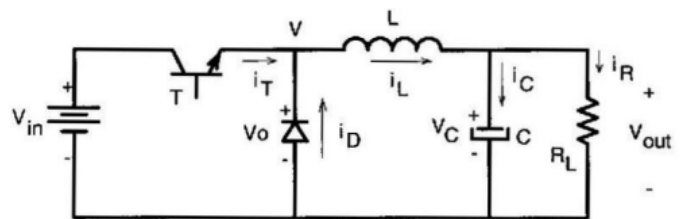
abaixadores e/ou elevadores de tensão, sujeitos à relação de transformação imposta pelo transformador. Nesta categoria os conversores mais comumente utilizados são *flyback*, *forward*, *half-bridge*, *full-bridge* e *push-pull*. Quanto à aplicabilidade não existem restrições, entretanto, baseado no rendimento e tamanho dos componentes, alguns são mais vantajosos em determinadas potências. De acordo com ¹Barbi (2006) [1], os conversores citados como isolados derivam dos conversores não isolados. O conversor *forward* utilizado no projeto, por exemplo, deriva do conversor abaixador *buck*.

Fig. 1. Conversor *forward*.



Fonte: [4]

Fig. 2. Conversor *buck*.



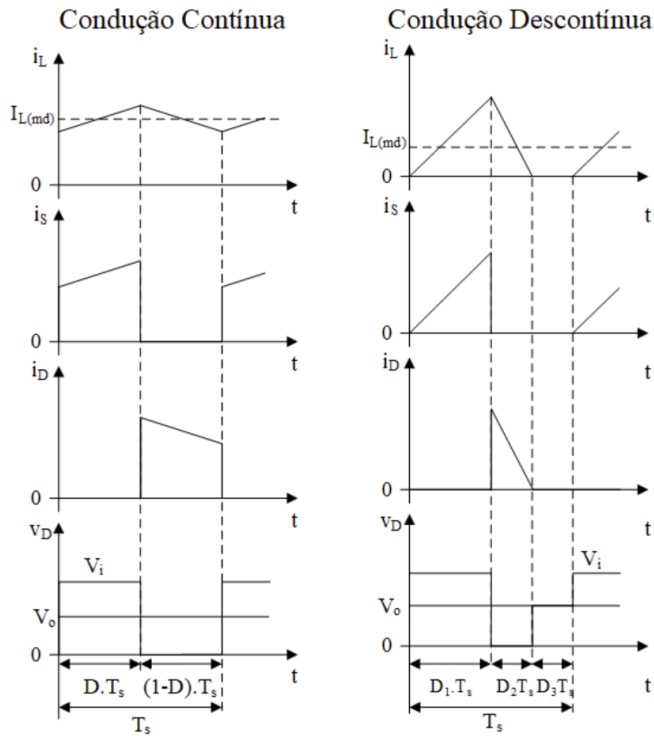
Fonte: [4]

B. Conversor Forward

O conversor *forward* é uma topologia conhecida por apresentar alta eficiência e baixo custo quando projetado para operar em média potência. Sua característica fundamental é o comportamento de diminuir tensão, que é observado no estágio de saída do conversor. Essa característica determina a forma como a análise do conversor é realizada, podendo operar em dois regimes distintos, denominados modo de condução contínua (MCC) e modo de condução descontínua (MCD). Para identificar em que modo o circuito está operando, pode-se analisar a corrente através do indutor L, mostrado na Figura 1. No regime MCC (Figura 3), a corrente (i_L) no indutor não chega ao valor zero, se limitando ao quadrante positivo do gráfico. Em regime MCD (Figura 3), o comportamento da corrente do indutor (i_L) atinge um valor nulo.

O transformador utilizado nesse modelo de topologia possui três enrolamentos, sendo o enrolamento primário, secundário e de desmagnetização. Os dois primeiros citados são responsáveis

Fig. 3. Corrente no indutor em regime MCC e MCD.



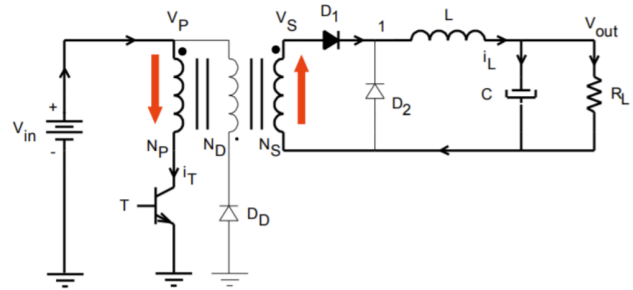
Fonte: [5]

pela transferência de energia da entrada do circuito para a carga. O enrolamento de desmagnetização é responsável, como o nome já diz, pela desmagnetização do núcleo do transformador a cada ciclo. O emprego deste enrolamento é necessário, tendo em vista que o transformador necessita de variação do campo magnético para que ocorra transferência de energia entre primário e secundário [6]. Na entrada do transformador (Figura 1), há um nível CC que varia entre 0 V e V_{in} . Essa diferença, dependendo da frequência de comutação do interruptor, pode ser insuficiente para garantir desmagnetização total do transformador, causando saturação do núcleo. Como a corrente flui no sentido oposto no enrolamento N_D , ocorre a desmagnetização total do transformador [1].

A topologia *forward* (Figura 1) é dividida em duas etapas de funcionamento. A primeira etapa (Figuras 4 e 5) se caracteriza pelo período em que a chave (T) se encontra saturada (conduzindo corrente), sendo que a tensão V_{in} da fonte é aplicada sobre o primário do transformador N_P . O diodo D_D se encontra polarizado inversamente, ou seja, não há corrente no enrolamento de desmagnetização do transformador. Analisando o circuito ligado ao secundário, o diodo D_2 encontra-se bloqueado, permitindo que toda corrente conduzida pelo diodo D_1 seja enviada para a carga (R_L).

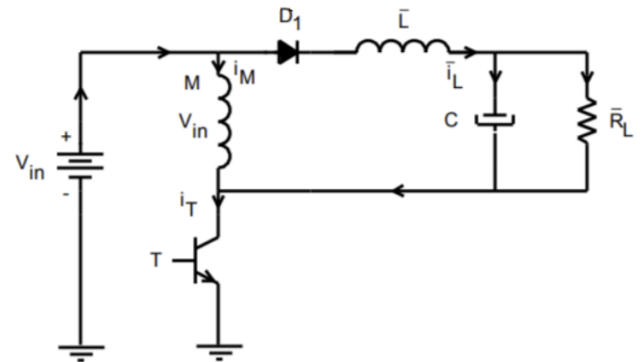
No momento em que a chave semicondutora (T) abre, seu período de comutação termina. O circuito passa a operar na segunda etapa de funcionamento (Figura 6), polarizando o diodo

Fig. 4. Primeira etapa de funcionamento do Conversor *forward*.



Fonte: [4]

Fig. 5. Primeira etapa de funcionamento do Conversor *forward*, visto pelo primário.



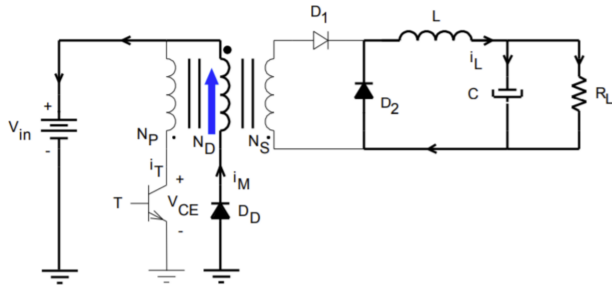
Fonte: [4]

D_2 , permitindo que a corrente fornecida pelo indutor circule livremente pela malha. No período que a chave permanece bloqueada, o diodo D_D passa a conduzir corrente, aplicando uma tensão negativa no enrolamento N_D do transformador. Este efeito ocorre pois toda energia associada a corrente de magnetização retorna para a fonte, assim ocasionando a desmagnetização do núcleo. Durante esta etapa de funcionamento o transformador deve ser desmagnetizado completamente, caso contrário haverá a saturação do mesmo provocando o mau funcionamento do conversor [1].

A razão cíclica é uma característica fundamental dos conversores, uma vez que está diretamente relacionada aos valores de tensão de entrada e saída do conversor. Um dos fatores de influência que determinam este valor é o período de comutação da chave, que determina quanto tempo deve permanecer acionada ou "bloqueada". No conversor *forward* operando em regime MCC, a definição da razão cíclica (*duty cycle*) D_b provém do conversor *buck*, por ser uma derivação direta dele. A seguir, tem-se a definição do *duty cycle* da topologia *buck* (Figura 2):

$$D_b = \frac{V_{out}}{V_{in}}. \quad (1)$$

Fig. 6. Segunda etapa de funcionamento do Conversor *forward*.



Fonte: [4]

A partir da equação (1), é definida a razão cíclica para o conversor *forward*, adicionando a relação de transformação do transformador,

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in,max} \eta_{esp}} \quad (2)$$

C. Controle Analógico

O controle responsável pela geração do sinal aplicado na entrada de controle da chave (*gate*) *T*, a qual define seu período de comutação, enfrenta alguns desafios. No caso do conversor *forward*, a saída é composta por um filtro LC de segunda ordem, o qual impacta diretamente o controle, devido ao deslocamento de fase que pode sofrer variação considerável conforme a carga é modificada na saída do conversor.

A função do controle de um conversor basicamente vem da necessidade de manter as grandezas de saída dentro dos limites pré-estabelecidos no projeto, ou seja, estáveis. Neste caso o que usualmente é controlado é tensão e/ou corrente de saída e/ou alimentação do conversor. O controle de um conversor é processado por um circuito de comando (denominado controle), baseando-se nas variáveis de entrada e de saída do mesmo e, a partir destes parâmetros, um sinal processado é encaminhado ao *gate* da chave semicondutora na frequência de comutação projetada.

O incremento da frequência de comutação tem grande importância na evolução dos conversores, dado que o principal motivo está na redução do tamanho dos componentes magnéticos (indutores e transformadores) e capacitores.

De acordo com Mehl (2005) [7], a energia é armazenada em um componente (indutor, transformador ou capacitor) durante cada ciclo de comutação e transferida para a carga. Uma explicação fundamental para a redução do tamanho dos componentes armazenadores de energia à medida que a frequência de comutação do conversor aumenta é que, a cada ciclo, uma quantidade menor de energia é retida.

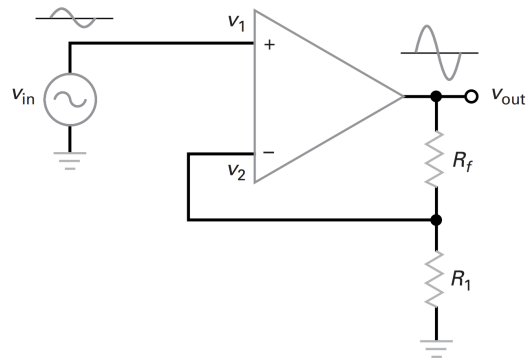
Para compreender adequadamente o comportamento do controle analógico, é essencial entender como ele influencia o tempo de condução da chave semicondutora. O controle é responsável por regular esse tempo de forma simples e eficiente, geralmente feito por um comparador que recebe o sinal da tensão

de saída e a compara com uma tensão referência. E para garantir a isolamento do sinal de controle em relação a saída da fonte, um optoacoplador é utilizado.

O sinal de amostra de tensão ou de corrente são obtidos de várias formas, umas mais complexas que outras. As abordagens convencionais para obter essas amostras são o uso de divisores de tensão para o sinal de tensão e resistores *shunt* para o sinal de corrente.

No caso deste projeto, o sinal de corrente de saída do conversor é obtido através de um resistor *shunt*, convertido em tensão e amplificado por um circuito amplificador não inversor, para atingir o valor necessário. Este amplificador não inversor emprega a técnica de realimentação negativa para estabilizar o ganho de tensão do circuito. Além disso, a realimentação negativa também tem o efeito de aumentar a impedância de entrada do amplificador e reduzir a impedância de saída [8].

Fig. 7. Amplificador não inversor.



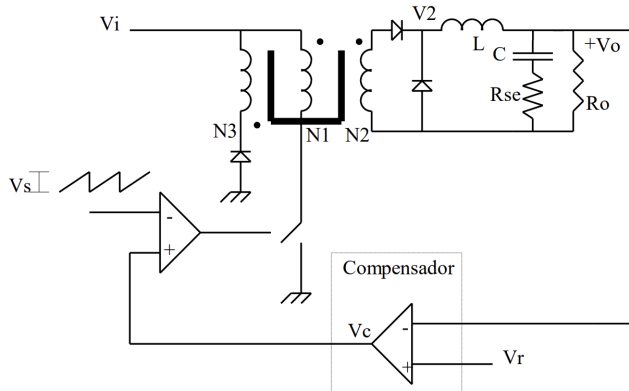
Fonte: [8]

Segundo Mehl (2005) [7], na maioria dos projetos se a tensão de saída estiver baixa, o tempo de condução da chave é aumentado e, caso a tensão de saída estiver alta, o tempo de condução estipulado pelo controle é mais curto. Ou seja, o sistema de controle comparativo estipulará o melhor período de condução (*duty cycle*) baseado na tensão de saída da fonte, até que o conversor estabilize sua tensão de saída. Por essa razão, o controle é chamado de modulação por largura de pulso (PWM), explicando o porquê de as fontes serem nomeadas como fontes PWM.

O conversor *forward*, como explicado por J.A. Pomilio (2020) [9], possui um filtro de segunda ordem na saída, como *push-pull* ou conversores em ponte. O filtro LC em questão produz a mais baixa frequência de corte do sistema, que significa um polo duplo (-40 dB/dec e defasagem de -180°) e um zero (+20 dB/dec e defasagem de +90°), representado pelo capacitor (C) e sua resistência série (*Rse*). É possível analisar a topologia típica de controle de tensão na Figura 8.

Representado apenas como um ganho de tensão, o transformador não possui nenhum comportamento dinâmico. A relação entre o secundário e a tensão de saída é definida

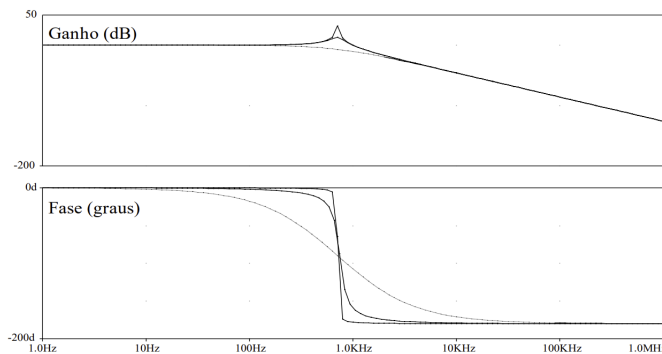
Fig. 8. Conversor *forward* com controle de tensão.



Fonte: [9]

apenas pela resposta do filtro de saída. A variação da resistência de carga, mais especificamente o aumento, torna o ganho na frequência de ressonância elevado e a mudança de fase mais abrupta, indicando menor amortecimento (Figura 9).

Fig. 9. Resposta do filtro de segunda ordem, para diferentes resistências de carga.



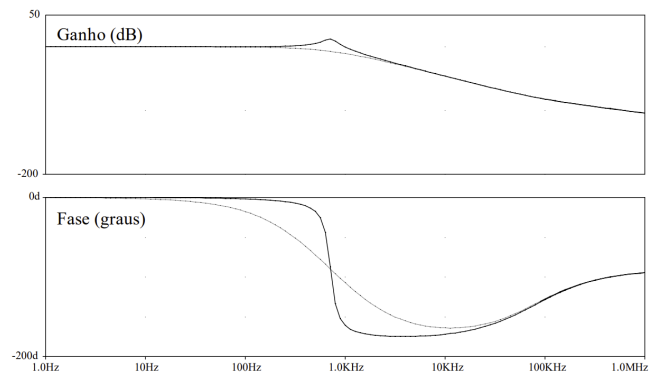
Fonte: [9]

Quando a resistência série do capacitor (R_{se}) é considerada, o zero é introduzido à função, fazendo com que a atenuação passe a ser de 20 dB/dec, reduzindo a defasagem a 90° em altas frequências (Figura 10).

Assim surge a necessidade do circuito compensador (Controle Proporcional Integral Derivativo - PID) (Figura 11), cujo a principal característica é a defasagem positiva, ou seja, um avanço de fase que permite uma melhor margem fase, considerando implicitamente a resistência série do capacitor do filtro LC de saída [9].

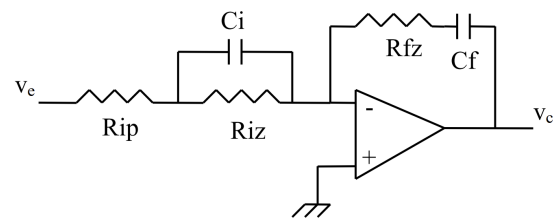
O controle do conversor vai além de apenas um comparador entre a entrada e a referência. Além disso, pode incluir circuitos de controle adicionais que incorporam medidas de proteção contra curtos-circuitos e outras anomalias de funcionamento. Em determinados casos, dependendo das necessidades específicas, podem ser adicionados interruptores auxiliares para complementar o controle. Um exemplo comum

Fig. 10. Resposta do filtro de segunda ordem, considerando R_{se} , para diferentes cargas.



Fonte: [9]

Fig. 11. Compensador com dois polos e dois zeros.



Fonte: [9]

dessa aplicação é encontrado em fontes ressonantes.

Tratando-se desse projeto, o sistema de controle concorrente é utilizado, no qual o controle de corrente e de tensão trabalham em conjunto, evitando valores acima do limite demandado pela carga [10].

D. Fonte Chaveada

Com o objetivo de substituir as fontes reguladas convencionais lineares, que são volumosas, dissipativas e pesadas, surgiram as fontes chaveadas que começaram a ser desenvolvidas para serem utilizadas nos programas espaciais [4]. Basicamente, um regulador chaveado é um tipo de conversor CC-CC em que tanto a tensão de entrada quanto a de saída são contínuas. Como mencionado anteriormente, esse tipo de conversor permite que a tensão de saída seja ajustada para um valor maior ou menor que a tensão de entrada. As fontes normalmente são compostas por Retificador, Transformador de Isolamento, como pode ser visto abaixo na (Figura 12):

Dessa forma, nota-se que uma fonte chaveada nada mais é que um conversor CC-CC controlado de acordo com o projeto. Segundo Mehl (2005) [7] pode ter: filtro de linha que evita a passagem de ruídos elétricos, retificador e filtro de entrada presente na maioria das fontes, retificando diretamente a rede elétrica sem a necessidade de transformador, chave semicondutora que é um transistor operando em condição

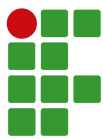
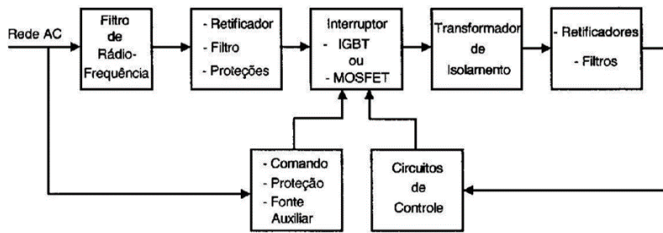


Fig. 12. Representação em blocos de uma fonte chaveada.



Fonte: [4]

de corte e saturação, transformador de alta frequência que possibilita, através da relação de espiras, elevar ou baixar o nível de tensão no secundário, além de proporcionar isolamento elétrico, retificador e filtro de alta frequência que retifica e filtra a tensão do secundário do transformador, controle de alta frequência responsável pelo controle do período de condução da chave semicondutora, circuitos de comando e proteção contra anormalidades de funcionamento que atuam juntamente ao controle de alta frequência. Exemplificando de forma mais direta, toda fonte chaveada trabalha a partir de um princípio de carga e descarga, ou seja, a regulação da tensão de saída de uma fonte chaveada se dá através da comutação da chave como explicado no tópico de controle analógico do conversor.

A partir dessas informações é possível descrever o objetivo deste projeto, que é abordar a variação de tensão e corrente na saída da fonte chaveada deste projeto. Assim como mencionado anteriormente, o controle do conversor ajusta o tempo em que a chave conduz corrente para manter a saída do conversor estável no valor projetado. No entanto, para variar a tensão e/ou limite de corrente da fonte de bancada, que é o propósito deste projeto, será realizada uma alteração “manual” razão cíclica a chave será comutada.

III. PROJETO DO CONVERSOR

O projeto do conversor é baseado nos valores máximos estabelecidos para tensão, corrente e potência de saída, bem como nos valores de entrada de alimentação do circuito. A Tabela I apresenta as especificações iniciais que servem de base para o dimensionamento do projeto. Considerações foram feitas com base no projeto integrador III [11].

Com base nesses valores, foram realizados cálculos matemáticos e obtidos os resultados necessários para dimensionar os componentes do projeto. Este passou por uma fase inicial de simulação utilizando os softwares *LTspice* e *PSIM*. Após validar o funcionamento do conversor e coletar os resultados desejados, o *design* da placa de circuito impresso foi desenvolvido no software *Proteus*, possibilitando a concretização do projeto.

A. Alimentação do conversor

A alimentação do circuito é proveniente da rede monofásica da distribuição elétrica local, que fornece uma tensão senoidal

TABELA I
Especificações do conversor

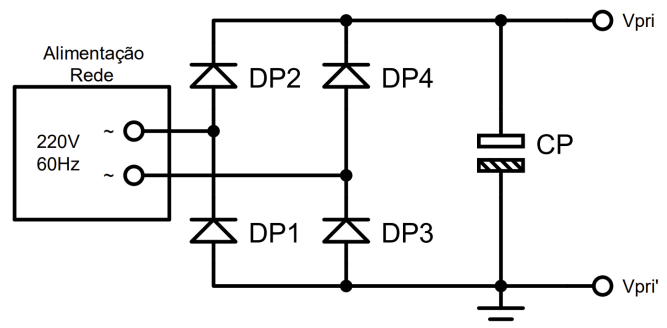
Descrição	Valor
Tensão de entrada	220 V
Frequência da rede	60 Hz
Variação máxima de tensão na entrada	10 %
Frequência de comutação	160 kHz
Razão cíclica máxima	0,45
Variação máxima de tensão na saída	5 %
Variação máxima de corrente na saída	10 %
Tensão de saída	10 à 100 Vcc
Corrente de saída	0 à 3 A
Potência máxima	300 W
Densidade de corrente máxima	450 A/cm ²
Variação campo magnético no indutor	0,3 T
Variação campo magnético no transformador	0,2 T
Coefficiente de perda por histerese	4×10^{-5}
Coefficiente de perdas por corrente parasita	4×10^{-10}
Coefficiente do <i>Grampeador</i>	1,5
Fator de ocupação janela carretel indutor	0,7
Fator de ocupação janela carretel transf.	0,4
Fator de ocupação enrol. primário transf.	0,4

Fonte: Autoria própria.

de 220 V com frequência de 60 Hz (Tabela I). E levando em consideração que o conversor *forward* é um conversor CC-CC, é necessário retificar o sinal senoidal de entrada para obter um valor contínuo.

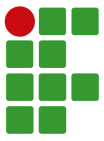
O retificador utilizado (Figura 13) consiste em uma ponte retificadora completa. É composta por quatro diodos individuais, além de um capacitor para reduzir a variação da tensão, também conhecida como ondulação ou *ripple*.

Fig. 13. Circuito de alimentação (ponte retificadora) de entrada do conversor.



Fonte: Autoria própria.

O dimensionamento dos diodos é realizado com base na corrente consumida no primário do transformador (10) e na tensão reversa máxima, que é igual à tensão sobre o capacitor



(3).

$$V_{in,max} = V_{in} \sqrt{2}. \quad (3)$$

A escolha do valor do capacitor é determinada pela seguinte equação:

$$C_P = \frac{I_{ef,pri}}{2 f_{rede} V_{in,max} \Delta_{ripple}}. \quad (4)$$

B. Transformador e chave

O transformador usado no conversor *forward* deve ser capaz de operar em frequências elevadas, exigindo, assim, um dimensionamento adequado às especificações do circuito. Esse processo de dimensionamento envolve a seleção do núcleo, o número de espiras, a seção do fio utilizado, as perdas e outros parâmetros relevantes.

No início do projeto, definiu-se que o enrolamento do transformador precisa ser dimensionado com um fator de ocupação máximo da janela do núcleo ($K_{w,T}$) de 40 % e um fator de ocupação do enrolamento primário ($K_{p,T}$) de 40 %, além do fator de densidade de corrente no condutor utilizado (J_{max}).

O coeficiente de área é calculado da seguinte forma:

$$A_e A_{w,T} = \frac{2 P_{out}}{K_{w,T} K_{p,T} J_{max} f_s \Delta_{B,T}}. \quad (5)$$

Para respeitar os requisitos de ocupação citados anteriormente, o produto entre a área do núcleo (A_e) e a área da janela do carretel (A_w) deve ser maior que o valor encontrado em (5). O modelo de núcleo escolhido é o E-42/15 possuindo A_e de 1,81 cm e A_w de 1,57 cm.

O número de espiras necessárias no primário é calculado com:

$$N_{pri} = \frac{V_{in,max} D_{max}}{A_{e,T} \Delta_{B,T} f_s}. \quad (6)$$

Neste modelo de conversor, o fator de enrolamento do transformador entre primário e secundário é determinado por:

$$\eta_{esp} = 1,1 \frac{V_{out,sec} + V_f D_{max}}{V_{in,max} D_{max}}. \quad (7)$$

Com o número de espiras do primário e o fator de enrolamento obtidos, é possível determinar a quantidade de espiras que deve conter no enrolamento secundário:

$$N_{sec} = N_{pri} \eta_{esp}. \quad (8)$$

Após realizar o dimensionamento do modelo do transformador utilizado, é necessário proceder o dimensionamento do fio. Para isso, é essencial conhecer da corrente que percorre os enrolamentos primário, secundário e de desmagnetização.

Inicialmente é encontrado o valor da corrente de pico consumida pelo enrolamento primário:

$$I_{pic,pri} = \frac{I_{out,max}}{\eta_{esp}}. \quad (9)$$

Assim, a corrente eficaz pode ser calculada a partir da corrente de pico:

$$I_{ef,pri} = \frac{I_{pic,pri}}{\sqrt{2}}. \quad (10)$$

Conhecido o valor da corrente eficaz, a seção do fio é calculada através da seguinte equação:

$$S_{fio,pri} = \frac{I_{ef,pri}}{J_{max}}. \quad (11)$$

A corrente elétrica em um condutor energizado flui predominantemente pela sua superfície externa, fenômeno conhecido como efeito pelicular ou efeito *skin*. Este se torna mais significativo em altas frequências e define o diâmetro máximo permitido para o condutor utilizado.

A profundidade de penetração pode ser calculada utilizando a equação:

$$\Delta_p = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}}. \quad (12)$$

Tendo como base o valor encontrado em (12), o diâmetro máximo do condutor utilizado deve ser:

$$\theta_{max,cond} = 2 \Delta_p. \quad (13)$$

A área do fio escolhido deve ser maior que o valor resultante em (11). Porém, para respeitar a profundidade de penetração da corrente elétrica calculada em (12), o diâmetro do fio não pode ultrapassar o valor resultante em (13). Há casos em que a utilização de um único fio não suporte a corrente que flui no enrolamento, sendo preciso adicionar fios em paralelo. Essa verificação é feita da seguinte forma:

$$N_{fios,pri} = \frac{S_{fio,pri}}{S_{fio,escolhido,pri}}. \quad (14)$$

Com a área do fio e a quantidade de fios necessários para suportar a corrente do enrolamento, a quantidade de área mínima essencial que a janela no transformador deve conter é:

$$A_{w,T,pri,min} = \frac{N_{pri} N_{fios,T,pri} S_{fio,escolhido,pri}}{K_{w,T}}. \quad (15)$$

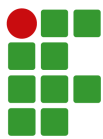
O fator de ocupação, em relação à área total da janela do transformador, é obtido conforme a equação seguinte:

$$E_{x,T,pri} = \frac{A_{w,T,pri,min}}{A_{w,T}}. \quad (16)$$

A resistência do enrolamento do primário pode ser encontrada utilizando os valores a seguir:

$$R_{enr,T,pri} = \frac{\rho_{fio,T,pri} l_{esp,T} N_{pri}}{N_{fios,T,pri}}. \quad (17)$$

Determinado o valor de resistência do enrolamento, é possível



encontrar a potência dissipada, de tal modo que:

$$P_{cobre,pri} = R_{enr,T,pri} I_{ef,pri}^2. \quad (18)$$

Na determinação das características do enrolamento secundário, as seguintes equações podem ser adaptadas para calcular os valores necessários (Tabela II).

TABELA II

Dimensionamento do enrolamento secundário

Equação	Variável a ser encontrada	Variáveis necessárias
(10)	$I_{ef,sec}$	$I_{pic,sec}$
(11)	$S_{fio,sec}$	$I_{ef,sec}, J_{max}$
(14)	$N_{fios,T,sec}$	$S_{fio,sec}, S_{fio,escolhido,sec}$
(15)	$A_{w,T,sec,min}$	$N_{sec}, N_{fios,T,sec}, S_{fio,escolhido,sec}, K_w,T$
(16)	$E_{x,T,sec}$	$A_{w,T,sec,min}, A_{w,T}$
(17)	$R_{enr,T,sec}$	$\rho_{fio,T,sec}, l_{esp,T}, N_{sec}, N_{fios,T,sec}$
(18)	$P_{cobre,sec}$	$R_{enr,T,pri}, I_{ef,sec}$

Fonte: Autoria própria.

A corrente eficaz através do enrolamento de desmagnetização, é calculada da seguinte forma:

$$I_{ef,des} = 0,05 I_{ef,pri} \quad (19)$$

Para assegurar a desmagnetização completa do transformador, o número de espiras no enrolamento de desmagnetização deve ser igual ao número de espiras no enrolamento primário. Isso garante a compensação adequada e eliminação total do magnetismo residual do transformador.

As demais equações utilizadas para dimensionamento do enrolamento de desmagnetização (Tabela III) podem ser adaptadas do mesmo modo adotado no enrolamento secundário (Tabela II).

TABELA III

Dimensionamento do enrolamento de desmagnetização

Equação	Variável a ser encontrada	Variáveis necessárias
(11)	$S_{fio,des}$	$I_{ef,des}, J_{max}$
(14)	$N_{fios,T,des}$	$S_{fio,des}, S_{fio,escolhido,des}$
(15)	$A_{w,T,des,min}$	$N_{des}, N_{fios,T,des}, S_{fio,escolhido,des}, K_w,T$
(16)	$E_{x,T,des}$	$A_{w,T,des,min}, A_{w,T}$
(17)	$R_{enr,T,des}$	$\rho_{fio,T,des}, l_{esp,T}, N_{des}, N_{fios,T,des}$
(18)	$P_{cobre,des}$	$R_{enr,T,des}, I_{ef,des}$

Fonte: Autoria própria.

A ocupação total dos enrolamentos do transformador é encontrada a partir de:

$$E_{x,T,tot} = E_{x,T,pri} + E_{x,T,sec} + E_{x,T,des}. \quad (20)$$

Conhecida a potência dissipada em cada enrolamento do transformador, pode-se calcular a potência total dissipada nos enrolamentos da seguinte forma:

$$P_{cobre,T,total} = P_{cobre,pri} + P_{cobre,sec} + P_{cobre,des}. \quad (21)$$

A potência dissipada no núcleo do transformador também pode ser obtida, utilizando a equação abaixo:

$$P_{nucleo,T} = \Delta B_T^{2,4} ((K_h F_s) + (K_f F_s^2)) V_{nucleo,T}. \quad (22)$$

Tendo em vista a necessidade de conhecer a temperatura atingida no transformador, é necessário calcular a resistência do núcleo empregado. Para isso utiliza-se a seguinte equação:

$$R_{nucleo,T} = 23 A_e A_{w,T,tot}^{(-0,37)}. \quad (23)$$

Obtida a resistência do núcleo, a temperatura atingida no transformador será:

$$\Delta T_{nucleo,T} = (P_{cobre,T,tot} + P_{nucleo,T}) R_{nucleo,T}. \quad (24)$$

A chave escolhida deve obedecer algumas características do circuito: a frequência suportada por Q_1 (Figura 14) deve ser maior que a frequência f_s ; — a corrente suportada pelo interruptor precisa ser maior que a corrente que flui no enrolamento primário do transformador; — como característica do conversor *forward*, a queda de tensão sobre a chave utilizada é o dobro da $V_{in,max}$, sendo necessário que a chave suporte a tensão resultante. Sobre o circuito de desmagnetização, o diodo (D_D) (Figura 14) deve suportar a corrente que flui através do enrolamento de desmagnetização $I_{ef,des}$, a frequência de comutação f_s e a queda de tensão sobre ele, sendo a mesma sobre Q_1 .

Existem várias opções comerciais de chaves semicondutoras, cada uma com características e aplicações específicas. Alguns exemplos incluem diodos, transistores bipolares de junção (BJTs), tiristores, IGBTs e FETs. No contexto deste projeto em particular, é preferível utilizar um tipo de chave semicondutora da família dos FETs, mais especificamente o MOSFET. Os FETs operam através do controle de um campo elétrico para regular o fluxo de corrente. Com características que se encaixam bem com os requisitos do projeto, o MOSFET torna-se a opção ideal a ser utilizada [2].

C. Etapa de saída do conversor

Tratando do dimensionamento do indutor, este se assemelha bastante com o transformador, sendo necessário calcular o modelo do núcleo a ser utilizado, quantidade de espiras e área do condutor.

Inicialmente, é calculada a indutância do indutor:

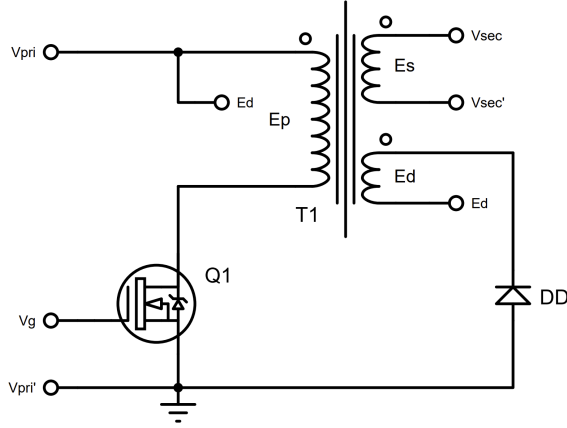
$$L_o = \frac{V_{out,sec}}{4 f_s \Delta I_{L,max} I_{out,max}}. \quad (25)$$

Após a indutância L_o , é preciso conhecer a corrente de pico que percorre o indutor (Figura 15). Para isso o seguinte cálculo é aplicado:

$$I_{pic,L} = I_{out,max} + \frac{I_{out,max} \Delta I_{L,max}}{2}. \quad (26)$$

Obtido o valor da corrente de pico em L_o , é possível calcular

Fig. 14. Estágio de transformação do conversor.

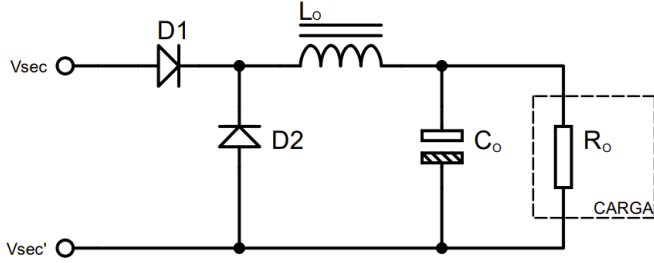


Fonte: Autoria própria.

o coeficiente de área do núcleo do indutor através de:

$$A_e A_{w,L} = \frac{L_o I_{pic,L} I_{out,max}}{K_{w,L} \Delta B_L J_{max}}. \quad (27)$$

Fig. 15. Estágio final do conversor.



Fonte: Autoria própria.

A quantidade de espiras necessárias no indutor pode ser determinada com a equação a seguir:

$$N_L = \frac{L_o I_{pic}}{\Delta B_L A_{e,L}}. \quad (28)$$

Os cálculos adicionais relacionados à seleção do condutor, quantidade de fios, perdas no enrolamento e perdas no núcleo seguem as mesmas equações aplicadas no dimensionamento do transformador. No entanto, essas equações são utilizadas com variáveis específicas dos valores escolhidos para o indutor (Tabela IV).

O diodo D_1 deve ser capaz de suportar uma tensão reversa maior que o limite de saída do conversor, bem como uma corrente maior que a de saída do secundário do transformador $I_{ef,sec}$. Em relação ao diodo D_2 , é necessário que ele possua a mesma capacidade que o D_1 , mas a corrente deve ser maior do que a máxima alcançada pelo conversor I_{out} (Figura 15).

Na saída do circuito, o capacitor C_o (Figura 15) desempenha

TABELA IV

Dimensionamento do indutor

Equação	Variável a ser encontrada	Variáveis necessárias
(11)	$S_{fio,L}$	$I_{out,max}, J_{max}$
(14)	$N_{fios,L}$	$S_{fio,L}, S_{fio,escolhido,L}$
(15)	$A_{w,L,min}$	$N_L, N_{fios,L}, S_{fio,escolhido,L}, K_{w,L}$
(16)	$E_{x,L}$	$A_{w,L,min}, A_{w,L}$
(17)	$R_{enr,L}$	$\rho_{fio,L}, l_{esp,L}, N_L, N_{fios,L}$
(18)	$P_{enr,L}$	$R_{enr,L}, I_{out,max}$
(22)	$P_{nucleo,L}$	$\Delta B_L, \Delta I_{L,max}, K_h, K_f, F_s, V_{nucleo,L}$
(23)	$R_{nucleo,L}$	$A_e A_{w,L}$
(24)	ΔT_{tot}	$P_{enr,L}, P_{nucleo,L}, R_{nucleo,L}$

Fonte: Autoria própria.

o papel de ajustar a ondulação da tensão. O cálculo para determinar o valor adequado do capacitor pode ser realizado da seguinte maneira:

$$C_o = \frac{\Delta I_{L,max} I_{out}}{2 \pi f_s \Delta V_{c,max} V_{out,max}}. \quad (29)$$

D. Circuito snubber RCD para a chave

No conversor *forward*, a indutância parasita no circuito pode afetar diretamente a tensão sobre a chave no estágio de desligamento. No estágio de bloqueio da chave T_{off} , as indutâncias parasitas afetam a corrente através de Q_1 causando picos de tensão muito elevados, podendo ocasionar a queima da chave. Uma solução para esse problema é utilizar um circuito de amortecimento de tensão, ou *snubber*, em paralelo com o enrolamento primário do transformador, limitando a tensão em um valor projetado. Explicando de uma forma mais simplificada, o circuito *snubber* RCD irá absorver uma parte da energia do primário do transformador, enquanto a chave estiver em seu período de bloqueio [12].

O circuito *snubber* utilizado é um modelo RCD (Figura 16), cuja queda de tensão é calculada a partir de:

$$V_{snub} = K_{snub} V_{in,max} \frac{N_{pri}}{N_{sec}}. \quad (30)$$

O resistor do circuito de amortecimento é dimensionado da seguinte forma:

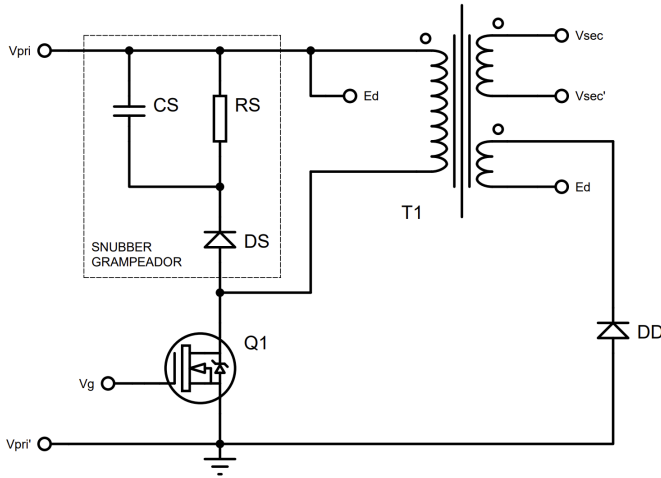
$$R_{snub} = \frac{V_{snub}^2}{0,5 L_{disp} I_{pic,pri}^2 F_s \frac{V_{snub}}{V_{snub} - 1 V_{in,max}}}. \quad (31)$$

A partir do valor de resistência, o capacitor é encontrado a seguir:

$$C_{snub} = \frac{V_{snub}}{\Delta V_{snub} V_{snub} R_{snub} F_s}. \quad (32)$$

Após obter os valores de resistência e capacitância necessários, é feito o dimensionamento do diodo D_s utilizado no circuito *snubber*. Esse dimensionamento leva em consideração os valores máximos de corrente $I_{pic,pri}$ e tensão $V_{in,max}$, bem

Fig. 16. Circuito *Snubber* do interruptor do conversor.



Fonte: Autoria própria.

como a frequência de comutação da chave. É importante destacar que é necessário utilizar um diodo de comutação rápida, levando em conta esta exigência.

E. Circuitos de Medição e Instrumentação

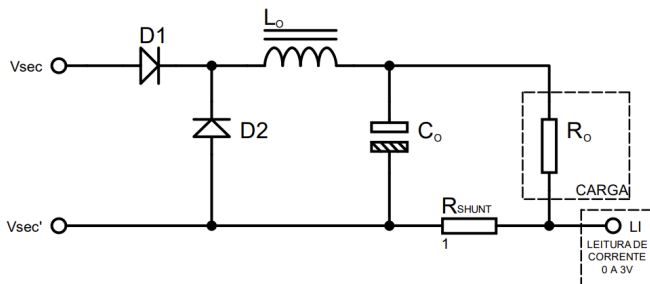
O controle do conversor depende da medição dos sinais de tensão e corrente de saída do circuito. No projeto dos circuitos para análise dos sinais são utilizados três tipos de topologias. Os cálculos e considerações deste subtópico são retirados de [13] e [14]. A obtenção dos dados de corrente de saída depende de dois passos, sendo o primeiro um resistor *shunt* (Figura 17), que através de um fluxo de corrente gera uma queda de tensão.

O *shunt* (R_{shunt}) considerado é de $1,00 \Omega$, que define a relação através da Lei de Ohm da seguinte forma:

$$V_{shunt} = I_{out} R_{shunt} = V_{LI} = I_{out} \cdot \quad (33)$$

Após a coleta do sinal de 0 a 3 V, é necessária a amplificação do mesmo, devido à demanda do circuito de controle ser de um *range* de 0 a 5,1 V (tensão de referência do CI implementado). Portanto, um circuito amplificador não inversor é utilizado

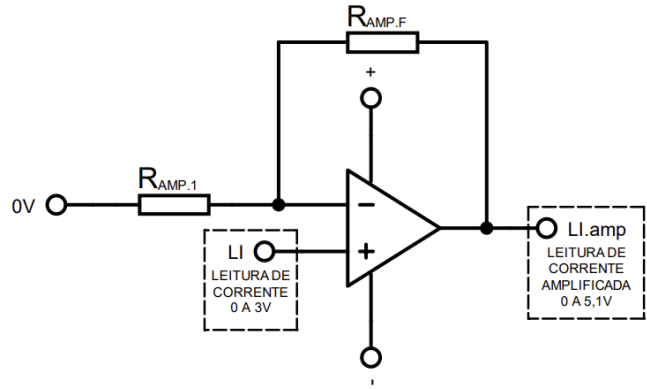
Fig. 17. Conversor com resistor *shunt* na saída.



Fonte: Autoria própria.

(Figura 18).

Fig. 18. Amplificador não inversor para o sinal de leitura de corrente.



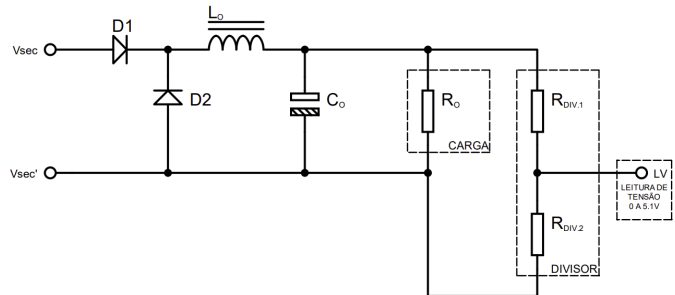
Fonte: Autoria própria.

O cálculo que define o ganho (A_V) deste circuito depende diretamente de quais valores de resistência são atribuídos a $R_{AMP.1}$ e $R_{AMP.F}$. Segue abaixo esta relação:

$$A_V = 1 + \frac{R_{AMP.F}}{R_{AMP.1}} \quad (34)$$

Tratando-se da obtenção dos dados de tensão de saída, é feito o dimensionamento do circuito divisor de tensão (Figura 19).

Fig. 19. Conversor com divisor de tensão na saída.

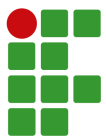


Fonte: Autoria própria.

A equação que define os resistores referentes ao divisor de tensão é relativamente simples, mas fundamental. Basicamente, a tensão de saída do conversor é dividida entre os resistores $R_{DIV.1}$ e $R_{DIV.2}$ na proporção direta de suas resistências, conforme:

$$V_{LV} = V_{R,DIV.2} = \frac{R_{DIV.2}}{R_{DIV.1} + R_{DIV.2}} V_{out} \quad (35)$$

Da mesma forma que o tratamento do sinal de corrente, o sinal de tensão do divisor já é dimensionado para obter o *range* de 0 a 5,1 V. Estes sinais tem sua função melhor explicada no subtópico de *Circuitos de controle*.



F. Circuitos de controle

O comando do conversor *forward* no projeto controla tensão e corrente. Os dois tipos de controle trabalham de modo concorrente, baseado na demanda da carga, evitam ultrapassar seus limites.

Coletando algumas informações importantes como dito anteriormente, segundo Pomilio (2020) [9], o conversor *forward* possui na sua etapa de saída um filtro LC de segunda ordem. Este em sua função produz a mais baixa frequência de corte do sistema, um polo duplo (-40 dB/dec e defasagem de -180°), e um zero (+20 dB/dec e defasagem de +90°). Conforme explicado, o aumento, torna o ganho na frequência de ressonância elevado e a mudança de fase mais abrupta o que indica menor amortecimento (Figura 9), retomando assim o tópico da necessidade de um circuito compensador.

O conversor *forward* é amplamente abordado na literatura e a implementação de seu controle e obtenção de dados sobre suas plantas também é encontrada em diversos estudos. No projeto em questão, a metodologia de dimensionamento do controle para o conversor *forward* é fundamentada nas pesquisas do professor Ivo Barbi, reconhecido na área por suas contribuições significativas nesse campo. É importante ressaltar que a sequência de cálculos desenvolvidos neste contexto envolve diversas aproximações matemáticas para simplificar a análise e facilitar a implementação prática. O primeiro passo, sabendo de (36), é estabelecer os modelos dinâmicos do conversor, que relacionam a tensão de saída por razão cíclica (37) e a corrente no indutor por razão cíclica (38), conforme:

$$V_g = V_{in,max} \eta_{esp} \quad (36)$$

Então as plantas de tensão ($P_v(s)$) e de corrente ($P_i(s)$),

$$P_v(s) = \frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{V_g}{L_o C_o s^2 + \frac{L_o}{R_o} s + 1} \quad (37)$$

$$P_i(s) = \frac{I_{Lo}(s)}{d(s)} = \frac{V_g}{R_o} \frac{R_o C_o s + 1}{L_o C_o s^2 + \frac{L_o}{R_o} s + 1}. \quad (38)$$

A função de transferência que descreve o circuito compensador de 2 polos é dada por:

$$\frac{V_c(s)}{V_o(s)} = \frac{(R_{iz} C_i s + 1) (C_f R_{fz} s + 1)}{s C_f (R_{ip} + R_{iz}) \left(s C_i \frac{R_{ip} R_{iz}}{R_{iz} + R_{ip}} + 1 \right)}. \quad (39)$$

A frequência de corte do sistema (40) é calculada:

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (40)$$

Portanto,

$$\omega_c = 2 \pi f_c. \quad (41)$$

A partir destas informações, é possível dimensionar os circuitos compensadores para o controle de tensão e corrente. Para obter a função de malha direta da planta de tensão, os ganhos do PWM (43) e do sensor de tensão (42) devem ser considerados:

$$K_v = \frac{V_c}{V_o} \quad (42)$$

$$K_{PWM} = \frac{1}{V_{pt}}. \quad (43)$$

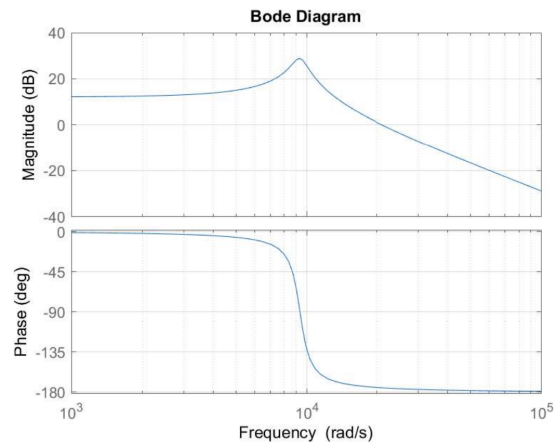
A partir dos ganhos, a função de malha direta é dada por:

$$F_v(s) = P_v(s) K_v K_{PWM}. \quad (44)$$

Considerando a resistência que representa a saída do conversor com o valor de 33 Ω , o valor da capacitância de $C_o = 22 \mu F$ e desprezando sua resistência série R_{se} , além do valor de indutância de $L_o = 520,8 \mu H$, é possível imprimir o diagrama de Bode de $F_v(s)$.

$$R_o = 33 \Omega \quad C_o = 22 \mu F \quad L_o = 520,8 \mu H$$

Fig. 20. Diagrama de Bode da Função de malha direta $F_v(s)$.



Fonte: Autoria própria.

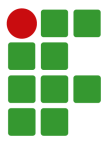
Verifica-se que em baixas frequências o sistema apresenta um ganho aproximado de 12,2 dB. No entanto, a partir da frequência de corte, que é aproximadamente igual à frequência de ressonância do conversor, o ganho começa a cair em 40 dB por década. Além disso, conforme mencionado anteriormente, em um sistema de segunda ordem sem integradores ou derivadores, a fase tende a 0° em baixas frequências e a -180° em altas frequências.

Calculando a resposta da função $F_v(s)$ para a frequência de corte ω_c , é possível determinar o ganho H_2 em decibel [dB]:

$$H_2 = 20 \log (|F_v(\omega_c)|). \quad (45)$$

Utilizando de antilogaritmo, é calculado o ganho A_2 da seguinte forma:

$$A_2 = 10^{\frac{-H_2}{20}}. \quad (46)$$



Obtendo-se o valor do ganho da função em malha direta A_2 para frequência de corte ω_c , podem ser definidos os valores dos componentes que compõe o compensador de dois polos. Sendo:

$$f_o = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_o C_o}} \quad (47)$$

$$f_{p1} = 0 \text{ Hz} \quad (48)$$

$$f_{p2} = 10 f_o \quad (49)$$

$$f_{z1} = f_{z2} = f_o \quad (50)$$

Estipulando o valor do resistor $R_{iz}=33 \text{ k}\Omega$, o capacitor C_i pode ser calculado:

$$C_i = \frac{1}{2 \pi R_{iz} f_{z1}} \quad (51)$$

Com C_i , o valor de R_{ip} pode ser determinado:

$$R_{ip} = \frac{R_{iz}}{2 \pi C_i R_{iz} f_{p2} - 1} \quad (52)$$

Para frequências maiores que f_{p2} , os capacitores do controlador são curto circuitados, assim calculado R_{ip} , segue R_{fz} :

$$R_{fz} = A_2 R_{ip} \quad (53)$$

E também:

$$C_f = \frac{C_i R_{iz}}{R_{fz}} \quad (54)$$

Seguindo o mesmo raciocínio, é possível realizar o projeto do compensador para a planta de corrente. Mas é necessário levar em consideração que o ganho do sensor de tensão K_v (42) deve ser substituído pelo ganho do sensor de corrente K_i (55). Além de um detalhe, o sensor de corrente é considerado desde o *shunt* (Figura 17) até a saída do circuito amplificador não inversor (Figura 18).

$$K_i = \frac{V_c}{V_{LI.amp}} \quad (55)$$

Os valores obtidos nos cálculos seguem presentes na Tabela V.

TABELA V
Componentes dos Compensadores

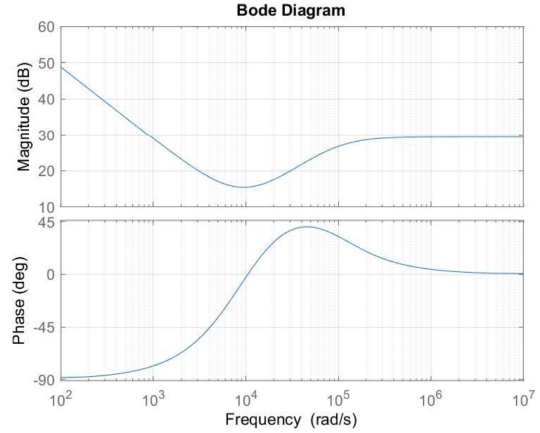
Componente	Compensador de $P_i(s)$	Compensador de $P_v(s)$
R_{iz}	33 k Ω	33 k Ω
C_i	3.24 nF	3.24 nF
R_{ip}	3.6 k Ω	3.6 k Ω
R_{fz}	1.41 k Ω	105.42 k Ω
C_f	72.6 nF	990 pF

Fonte: Autoria própria.

Observa-se o diagrama de bode da função de transferência do compensador da planta de tensão $P_v(s)$ (Figura 21). Verifica-se que a margem de fase é positiva cumprindo seu papel, de melhora de margem de fase do sistema. Lembrando que a

inclusão da resistência série do capacitor na planta, ocasionaria em uma fase defasada apenas -90° em altas frequências, como pode ser visualizado Figura 10.

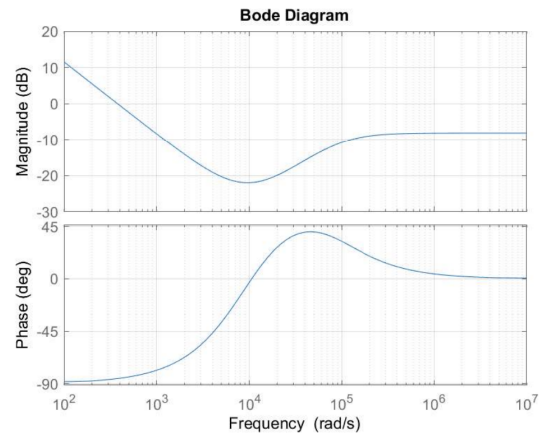
Fig. 21. Diagrama de Bode do compensador da planta de tensão $C_v(s)$.



Fonte: Autoria própria.

O mesmo pode ser visto no diagrama de bode da função de transferência do compensador da planta de corrente $P_i(s)$ (Figura 22).

Fig. 22. Diagrama de Bode do compensador da planta de corrente $C_i(s)$.



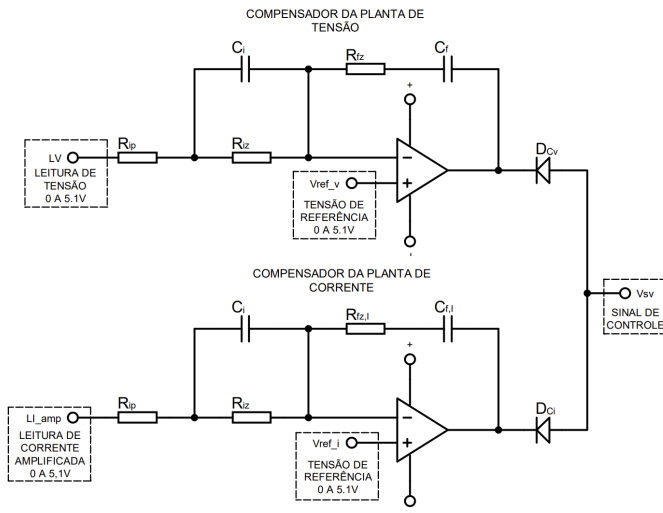
Fonte: Autoria própria.

Conforme apresentado no início do subtópico, o sistema de controle do conversor é baseado em concorrência, como pode ser visto na Figura 23 o circuito dos compensadores de $P_v(s)$ e $P_i(s)$.

O sistema completo do controle ainda conta com dois componentes cruciais, o CI SG3525 (Figura 24) e o optoacoplador (Figura 25).

O CI SG3525 é um circuito integrado essencial no controle PWM. Sua função principal é atuar como um oscilador de controle PWM, onde a largura dos pulsos é ajustada com base

Fig. 23. Controle concorrente de tensão e corrente.



Fonte: Autoria própria.

em um sinal de referência. Internamente, o CI SG3525 possui componentes-chave, como um comparador de erro, um oscilador de tensão de referência, um amplificador de erro e circuitos de saída.

O comparador de erro desempenha um papel fundamental ao comparar o sinal de referência com um sinal de *feedback* proveniente do sistema. Com base nessa comparação, ele gera um sinal proporcional ao erro entre esses dois sinais. Esse sinal de erro é então direcionado para o amplificador de erro, que amplifica o sinal e o encaminha para o oscilador de tensão de referência.

O oscilador de tensão de referência tem a responsabilidade de gerar um sinal de onda que se aproxima de uma dente de serra, com uma frequência fixa. Essa frequência e também a frequência de chaveamento f_s são determinadas por componentes externos, como resistores e capacitores conectados ao CI. Em seguida, o sinal triangular gerado é comparado com o sinal amplificado proveniente do amplificador de erro. Essa comparação resulta na geração do sinal PWM de saída [15].

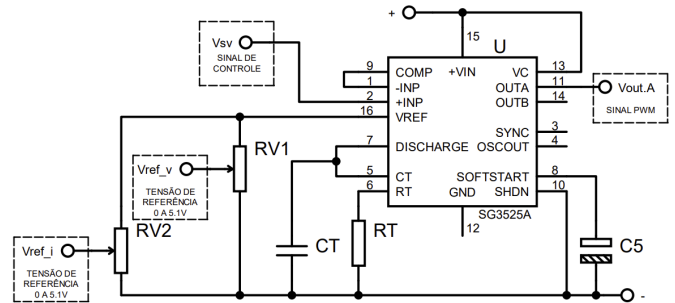
Como o conversor *forward* é isolado e o sinal de controle utiliza os parâmetros de saída como referência, o sinal para o *gate* do MOSFET precisa ser isolado. Essa isolamento é disponibilizada pelo optoacoplador, mais especificamente o HCPL-3120 [16].

G. Layout do protótipo

Após realizar os cálculos de dimensionamento dos componentes do conversor e selecionar os modelos comerciais adequados, conforme apresentado na (Tabela VII), é possível desenvolver o *layout* da placa de circuito impresso (PCI) do protótipo. O *software* utilizado para criar o *layout* foi o *Proteus*, no qual bibliotecas adicionais foram empregadas para facilitar o processo.

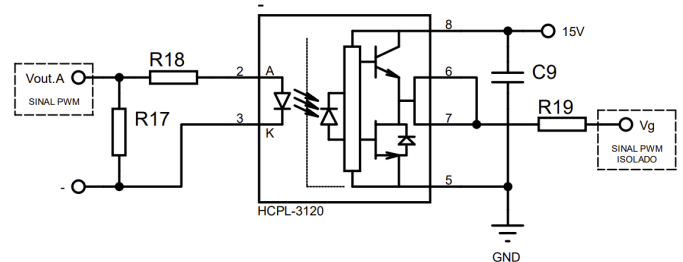
Além dos componentes do conversor, também são necessários

Fig. 24. CI SG3525A de controle.



Fonte: Autoria própria.

Fig. 25. Optoacoplador HCPL-3120.



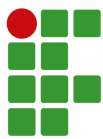
Fonte: Autoria própria.

snubbers, capacitores para reduzir a influência das indutâncias parasitas e bornes de medição em pontos importantes da PCI, como discutido anteriormente. O primeiro passo consiste em organizar o esquemático do circuito (Apêndice B - Figura 31) no programa, utilizando os pontos de conexão e rotas disponíveis. Durante o projeto da PCI, são observadas as devidas isolações e considerações técnicas para garantir seu correto funcionamento (Apêndice B - Figura 33).

No que se refere ao dissipador utilizado no semiconductor de comutação, foi selecionado de forma arbitrária, uma vez que esse componente não dissipa uma grande quantidade de potência. Isso ocorre devido ao sobredimensionamento da chave, para garantir que todas as especificações elétricas do projeto sejam respeitadas. Os demais encapsulamentos não necessitam de dissipação como nos diodos retificadores e de roda livre (Apêndice B - Figura 34).

IV. RESULTADOS

Através da análise dos dados obtidos, é possível realizar uma comparação, o que facilita a validação do conversor. Ao examinar a similaridade dos sinais obtidos em diferentes considerações, é perceptível uma pequena diferença. Essa discrepância pode ser atribuída ao uso de componentes ideais nas simulações, enquanto na prática existem fatores externos que afetam o desempenho, como variações de temperatura,



ruídos, entre outros. Inicialmente, após realizar os cálculos e definir os principais valores e componentes do conversor, são realizadas simulações considerando algumas não idealidades dos componentes. Esses valores com perdas utilizados tem o objetivo de validar os resultados obtidos de forma matemática. Os programas de simulação empregados são o *LTspice* e o *PSIM*, conforme mencionado anteriormente. E todos os gráficos relacionados às simulações são encontrados no Apêndice - D. Para as simulações no *software LTSpice* considerou-se todos os estágios dimensionados.

A. Simulação Ideal em Malha Aberta

Os primeiros testes são realizados em malha aberta, ou seja, sem o controle. Estes testes são simulados com os componentes idealizados, a fim de avaliar como o conversor se comporta. O primeiro gráfico gerado (Figura 37) é do valor de tensão na chave utilizando um *duty cycle* de aproximadamente 4 %, com um resistor de carga de $33\ \Omega$ e alimentação no circuito de entrada de $220\ V_{RMS}$.

O segundo gráfico é o de tensão no diodo de desmagnetização para ser analisado e comparado ao da chave (Figura 38).

Partindo para o secundário do transformador, os gráficos de tensão nos diodos de roda livre e retificador (Figura 39), são impressos a fim de analisar o comportamento do circuito.

Comprovando o funcionamento em malha aberta com *duty cycle* mínimo em simulação, é possível analisar que a saída atingiu os níveis médios esperados de aproximadamente 10 V, o que pode ser visto no gráfico de tensão e corrente na carga (Figura 40).

Sem alterar a carga ou a alimentação de entrada, variando apenas o período de comutação, segue o gráfico de tensão no MOSFET na Figura 41. O gráfico de tensão no diodo de desmagnetização para certificação é encontrado na Figura 42. No secundário do transformador, os gráficos de tensão no diodo de roda livre e retificador é impresso na Figura 43.

Para validar o funcionamento em malha aberta com *duty cycle* máximo em simulação e verificar se o conversor atinge os valores especificados, segue o gráfico de tensão e corrente na carga (Figura 44). É possível analisar que os valores de tensão de saída ultrapassam levemente os 100 V, e os de corrente ultrapassam os 3 A. Isso se deve ao fato de que o conversor foi intencionalmente super-dimensionado. Ou seja, como o conversor está sendo simulado em malha aberta e o período de comutação do MOSFET é fixo, o conversor responde com o máximo para o qual foi projetado.

B. Simulação com Perdas em Malha Aberta

Após realizar todas as validações com os componentes ideais, é essencial avaliar o circuito levando em consideração as perdas de cada componente (Figura 35). Para esse propósito, foram utilizados componentes *spice*, ou seja, com especificações físico-elétricas mais próximas da realidade. Dentre estas não idealidades, estão queda de tensão e demais características nos diodos, resistor *shunt*, indutância de magnetização do

transformador e resistências dos enrolamentos do transformador. Além disso, alguns componentes *spice* foram adicionados manualmente à base de dados do simulador.

Basicamente os mesmos gráficos serão impressos para comparação, lembrando que a alimentação de entrada e carga não foram alteradas desde os últimos testes. Inicialmente apresenta-se o gráfico de tensão na chave para *duty cycle* mínimo (4 %) (Figura 45). Após isso, o gráfico de tensão no diodo de desmagnetização na Figura 46. Em seguida o gráfico, de tensão no diodo de roda livre e retificador no secundário do transformador na Figura 47. Então o gráfico de tensão e corrente na carga pode ser analisado na Figura 48.

Analisando o funcionamento em malha aberta com *duty cycle* mínimo em simulação, considerando as não idealidades, é perceptível que o nível de tensão na saída do conversor ultrapassa os 10 V propostos. A explicação para isso inclui algumas complexidades que dificilmente podem ser consideradas em uma simulação. Algumas não idealidades dos componentes, como resistências de trilhas, indutâncias e capacitâncias parasitas além do núcleo magnético do transformador, são mais nítidas na prática. Estas não idealidades até podem ser incluídas na simulação, mas se tornam muito complexas. As oscilações excessivas observadas nos gráficos e até mesmo o leve atraso no bloqueio da chave podem ser explicados por esses fatores, que resultam no aumento observado na saída.

Utilizando o *duty cycle* máximo (45%), mantendo a carga e a alimentação de entrada o gráfico da tensão no MOSFET pode ser visualizado na Figura 49. A tensão no diodo de desmagnetização é mostrada na Figura 50. O gráfico de tensão nos diodos de roda livre e retificador é encontrado na Figura 51. As ondas de tensão e corrente na saída são impressos a fim de analisar a resposta do conversor, podendo ser vistas na Figura 52. Ao analisar o gráfico de tensão e corrente na saída, nota-se que ambas ultrapassam os limites máximos estipulados para o projeto. Os valores de tensão média chegam a aproximadamente 114,7 V e 3,48 A, respectivamente como explicado em tópicos anteriores, o conversor foi dimensionado com uma margem superior de segurança.

C. Simulação do controle

Conforme todas as considerações anteriores, tendo os componentes do circuito compensador dimensionados, além dos circuitos de instrumentação, o projeto pode ser testado em simulação. Os testes desta seção visam validar o controle concorrente aplicado ao projeto. As simulações do controle do conversor são produzidas no *software PSIM*, com o circuito completo do conversor junto aos compensadores (Figura 32).

A simulação é feita com carga de $33\ \Omega$ que surge da relação de tensão e corrente máximas de saída do conversor, como utilizado anteriormente.

Analisando a Figura 26 é possível observar alguns pontos importantes. No início é perceptível que a saída do conversor V_{Ro} segue a referência de 50 V, com corrente de aproximadamente

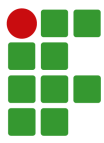
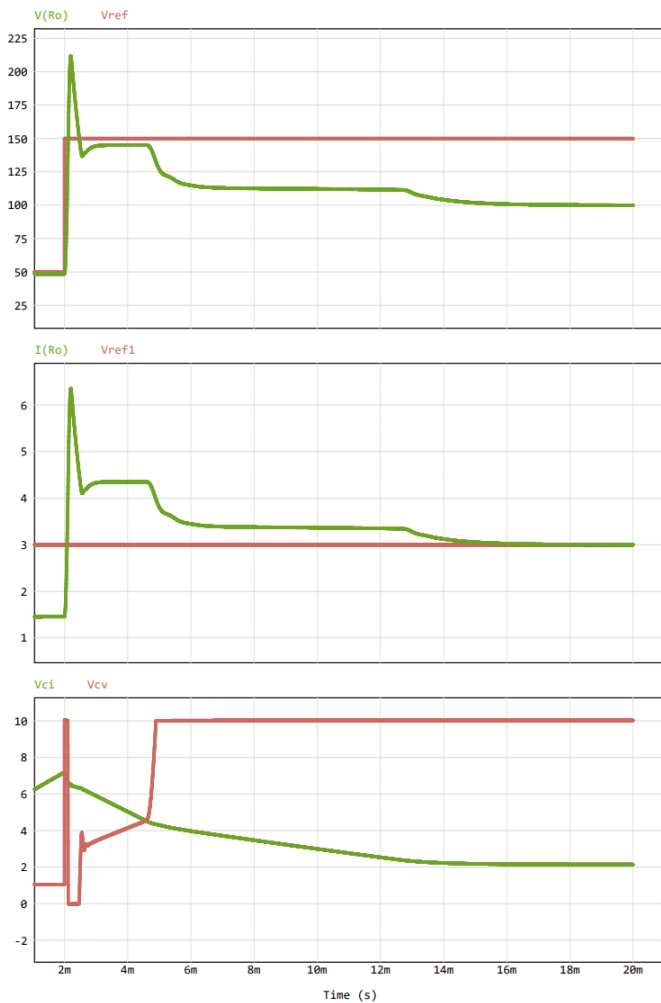


Fig. 26. Gráfico da simulação do conversor com controle concorrente.



Fonte: Autoria própria.

3 A.

Para avaliar a resposta do conversor, um degrau de tensão de 100 V é aplicado à referência V_{ref} do compensador de tensão em 2 ms. É perceptível que a saída tende a seguir os 150 V de referência, neste ponto o controlador de corrente atua. Sendo que o compensador da planta de corrente segue com sua referência V_{ref1} de 3 V, em 4,5 ms este toma o controle do conversor. Assim, em aproximadamente 14 ms o conversor passa a seguir referência para a máxima corrente de saída, que consequentemente diminui os níveis de tensão. O principal objetivo do controle é o acompanhamento da referência, e após as análises, validam-se os controladores concorrentes de tensão e corrente.

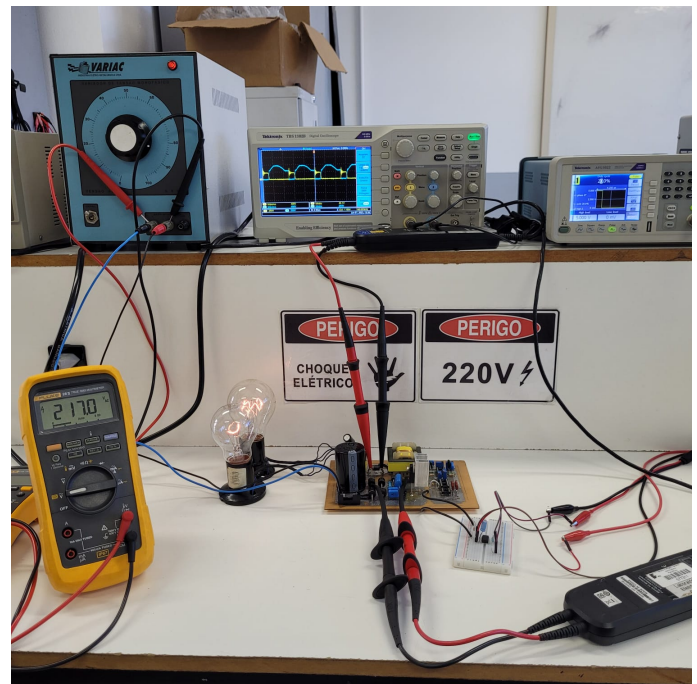
D. Resultados Práticos e Complexidades

Para validar o protótipo na prática, primeiro o conversor é testado em malha aberta, utilizando um *variac* como fonte de alimentação de entrada para controlar a tensão manualmente.

Essa abordagem é adotada para evitar grandes variações ou picos de tensão na chave e nos demais componentes do primário, a fim de evitar danos ao interruptor e outros componentes do circuito.

Em outras palavras, devido ao conversor estar em malha aberta, não é possível alimentá-lo diretamente com 220 V. Isso ocorre devido a um pico de corrente gerado no primário, já que os capacitores se comportam como um curto-circuito (em corrente contínua) quando estão descarregados e são expostos a uma diferença de potencial. Com base nessas informações, os dados necessários para validar o projeto são extraídos conforme ilustrado na (Figura 27).

Fig. 27. Imagem retratando testes práticos.



Fonte: Autoria própria.

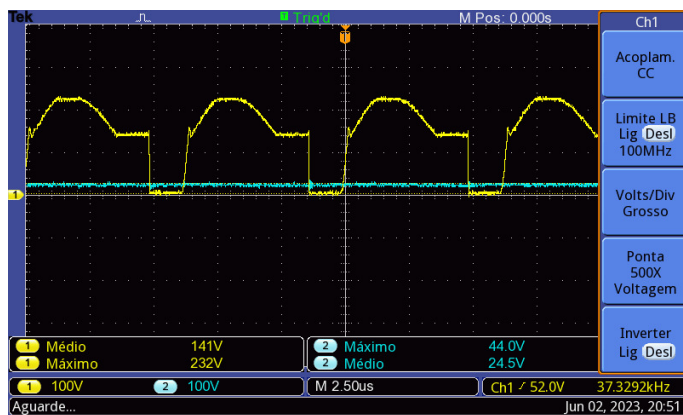
Durante os testes realizados, foram identificados problemas e complicações que acarretam no mau funcionamento do conversor. No entanto, o primeiro teste em malha aberta realizado em bancada apresenta um desempenho conforme o esperado. Os resultados são analisados por meio de um osciloscópio, e os testes conduzidos utilizando uma carga de banco de resistências de 30 Ω , com o sinal de *gate* do MOSFET gerado por um gerador de funções com um *duty cycle* de 20 %.

Em um primeiro momento a tensão de saída responde de acordo, mas um arco voltaico ocorre no secundário do transformador do conversor, ocasionando na queima do diodo de roda livre, queima do MOSFET e também do optoacoplador. Devido a fatores físicos relacionados à placa de circuito impresso, é importante mencionar que há uma malha 0 V na parte superior da PCB como pode ser visto no Apêndice B - Figura 33. A PCI foi produzida manualmente, consequentemente aumentando a possibilidade destes efeitos.

Essas características, combinadas à tensão elevada na saída do conversor, acaba por facilitar a ocorrência do fenômeno.

Com a troca e afastamento de alguns componentes da placa para dificultar futuros problemas, novos testes foram feitos. Esses foram realizados em outro laboratório, com ponteiras isoladas e duas lâmpadas incandescentes de 60 W como carga, que possuem resistência equivalente ao ultimo banco de resistências de $30\ \Omega$ utilizado. Com os avanços dos testes, o conversor demonstra estar funcionando como esperado. Com o aumento da tensão do *variac*, alcançando próximo de 200 V ocorre outro arco, porém no primário do transformador. Este arco, ocasiona na queima do MOSFET pela segunda vez. A solução proposta foi a isolamento com verniz de todo o primário e secundário do conversor, na tentativa de eliminar futuros arcos voltaicos.

Fig. 28. Gráfico de tensão na chave e na carga, plotados com osciloscópio em laboratório durante o início dos testes.



Fonte: Autoria própria.

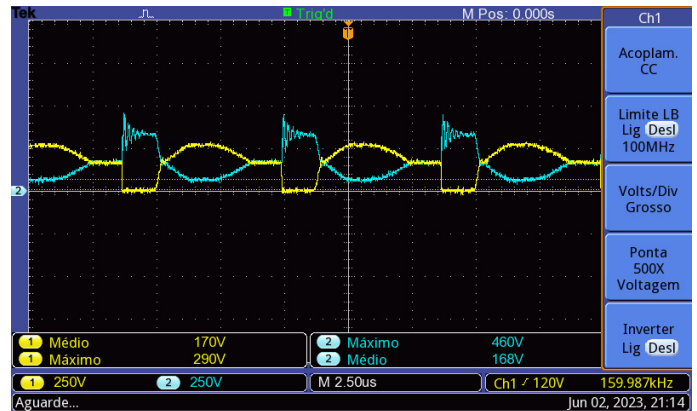
Com a variação da razão cíclica aplicada de 44 % para 45 %, ocorre um curto no MOSFET $Q1$, ocasionado a queima da chave.

Através da análise dos gráficos, retirados durante os testes, alguns pontos de extrema importância são perceptíveis. Adiante segue o gráfico de tensão na chave e no diodo de desmagnetização (Figura 29).

Nota-se que há um atraso significativo referente aos sinais coletados na chave e no diodo. Conforme demonstrado na Figura 46, o formato de onda no diodo de desmagnetização deve ter um período sem oscilação mais longo. Comparando ao gráfico obtido na Figura 50 é nítido que o período de desmagnetização ultrapassa o valor desejado.

A desmagnetização do núcleo é um aspecto importante no projeto de conversores *forward*, pois pode afetar o desempenho e a eficiência do sistema. A magnitude e a duração das correntes de magnetização inversa dependem das características do transformador, incluindo a indutância do enrolamento primário, a frequência de operação e o ciclo de trabalho do conversor. Este atraso pode ser explicado por alguns fatores, o principal deles,

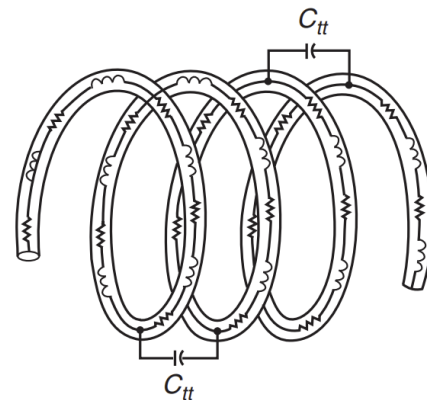
Fig. 29. Gráfico de tensão na chave e no diodo de desmagnetização, plotados com osciloscópio em laboratório.



Fonte: Autoria própria.

a capacitância parasita, também conhecida como capacitância indutiva.

Fig. 30. Representação das capacitâncias parasitas em um enrolamento.



Fonte: [17].

A denominação “parasita” é utilizada devido ao fato de não ser uma capacitância intencionalmente projetada, mas sim um efeito indesejado decorrente da geometria física dos componentes e das propriedades dos materiais envolvidos. A presença da capacitância parasita pode acarretar diversos efeitos indesejados nos circuitos eletrônicos, tais como a atenuação do sinal em frequências mais elevadas, a introdução de atrasos no sinal, a ocorrência de interferências eletromagnéticas e a limitação da largura de banda do sistema [17].

A capacitância entre as espiras (Figura 30) de um transformador de alta frequência depende de vários fatores, como o espaçamento entre as espiras, o diâmetro dos condutores e o material dielétrico utilizado, se houver.

Com base nessas considerações, pode-se afirmar que o desempenho do conversor é significativamente afetado pelas



capacitâncias parasitas, devido à configuração física na qual o transformador foi bobinado. Essas capacitâncias parasitas interferem na desmagnetização do transformador, causando saturação do núcleo e danificando componentes mais frágeis do circuito.

V. CONCLUSÃO

O presente artigo aborda o desenvolvimento, simulação, construção e teste de um protótipo eletrônico de fonte ajustável com o objetivo de alcançar determinado desempenho. De acordo com o apresentado no desenvolvimento, é perceptível que o conversor foi validado teoricamente nos cálculos e simulações. No entanto, durante os experimentos e análises realizadas, verificou-se que o protótipo não é capaz de funcionar conforme o esperado. Diversos fatores físico-elétricos contribuem para isso, sendo a capacitância parasita o problema com mais influência no funcionamento do projeto. Esta capacitância adicional torna a desmagnetização do núcleo do transformador mais lenta, tornando o transformador incapaz de descarregar completamente no período de bloqueio da chave.

Com o objetivo de eliminar as falhas geradas, é interessante revisar a forma construtiva do transformador, visando reduzir não idealidades do projeto. A alteração no formato do enrolamento das espiras podem diminuir a capacitância parasita gerada, melhorando o tempo de desmagnetização do núcleo. Como auxílio, a utilização de componentes eletrônicos com características elétricas melhores podem suavizar alguns dos problemas gerados.

A realização de experimentos e prototipagem envolve riscos e incertezas. Nesse caso específico, a análise criteriosa dos resultados negativos obtidos fornecem percepções valiosas para futuros projetos e pesquisas na área. Os resultados obtidos servem como um ponto de partida para revisão e aprimoramento do projeto, bem como para a identificação de possíveis falhas e limitações a serem superadas.



REFERÊNCIAS

- [1] I. Barbi, *Eletrônica de Potência*, 6a ed., UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.
- [2] M. H. Rashid, *Eletrônica de Potência: Dispositivos, circuitos e aplicações*, 4a ed., Pearson Education do Brasil Ltda., São Paulo, 2014.
- [3] D. C. M. Ivo Barbi, *Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados*, dos autores ed., UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- [4] I. Barbi, *Projetos de Fontes Chaveadas*, 5a ed., UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.
- [5] C. Moraes, “Análise do conversor Buck em condução contínua”, URL: <https://eletronica depotencia.com/analise-do-conversor-buck-em-mcc/>.
- [6] J. A. Pomilio, “Topologias Básicas de Conversores CC-CC”, , 2020, URL: <https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it744/cap3.pdf>.
- [7] E. L. Mehl, “Fontes Chaveadas”, , 2005, URL: <https://www.eletrica.ufpr.br/mehl/fonteschaveadas.pdf>.
- [8] A. P. M. e David J. Bates, *Eletrônica Volume 2*, 8a ed., AMGH editora LTDA, São Paulo, 2014.
- [9] J. A. Pomilio, “Modelagem de fontes chaveadas: método de inspeção”, , 2020, URL: <https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it505/CAP7.pdf>.
- [10] C. O. Lafuente, *Carregador de Baterias Monofásico para Aplicação em Veículos Elétricos*, UFC - Universidade Federal do Ceará, 2011.
- [11] F. d. A. Vinicius Coelho, *Desenvolvimento de fonte didática a partir de conversor forward*, IFSC - Instituto Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, 2022.
- [12] I. Barbi, *Estudo do Circuito Grampeador para os Conversores Flyback e Forward e do Circuito Equivalente do Transformador de Três Enrolamentos*, UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.
- [13] R. M. N. J. David Irwin, *Análise Básica de Circuitos para Engenharia*, 10a ed., LTC — Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda, Rio de Janeiro, 2017.
- [14] A. P. M. e David J. Bates, *Eletrônica Volume 1*, 8a ed., AMGH editora LTDA, São Paulo, 2014.
- [15] A. STMicroelectronics, “SG3525A Datasheet”, URL: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/23561/STMICROELECTRONICS/SG3525A.html>.
- [16] A. HP, “HCPL-3120 Datasheet”, URL: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/64629/HP/HCPL-3120.html>.
- [17] M. K. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*, 2a ed., Wiley, Dayton, Ohio, USA, 2014.
- [18] A. KI, “6A10 Datasheet”, URL: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/505759/KISEM/CONDUCTOR/6A10.html>.
- [19] A. Motorola, “MUR460 Datasheet”, URL: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/5589/MOTOROLA/MUR460.html>.
- [20] A. SMC, “UF4007 Datasheet”, URL: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/875414/SMC/UF4007.html>.
- [21] A. Vishay, “IRFPG50 Datasheet”, URL: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/251495/VISHAY/IRFPG50.html>.
- [22] A. P. Semicondutor, “LM324 Datasheet”, URL: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/17871/PHILIPS/LM324.html>.
- [23] A. Mornsun, “A1215S-2W Datasheet”, URL: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/274839/MORNSUN/A1215S-2W.html>.



APÊNDICE A – SIMBOLOGIA

TABELA VI
Símbolos

Símbologia	Definição
V_{in}	Tensão RMS da entrada da rede
$V_{in,max}$	Tensão de pico da entrada da rede
$V_{out,sec}$	Tensão RMS no secundário do transformador
V_{out}	Tensão RMS na saída do conversor
$V_{out,max}$	Tensão máxima na saída do conversor
$V_{D,pri}$	Queda de tensão reversa no diodo da ponte retificadora
V_{snub}	Queda de tensão no <i>snubber</i>
$\Delta V_{c,max}$	Variação da tensão de saída
Δ_{ripple}	Variação da tensão no capacitor CP
ΔV_{snub}	Variação de tensão no <i>snnuber</i>
V_F	Queda de tensão em cada diodo da etapa de retificação
V_{pt}	Tensão de pico da onda triangular do modulador PWM do CI SG3525A
$V_{nucleo,L}$	Volume do núcleo escolhido para o indutor
$V_{nucleo,T}$	Volume do núcleo escolhido para o transformador
V_{shunt}	Queda de tensão no resistor <i>shunt</i>
V_{LI}	Tensão de leitura de corrente
V_{LV}	Tensão de leitura de tensão
$V_{R,DIV.2}$	Tensão no resistor $R_{DIV.2}$ do divisor de tensão
V_g	Tensão no secundário do transformador
$V_o(s)$	Tensão de saída em Laplace
$V_c(s)$	Tensão de saída do compensador em Laplace
$V_{LI,amp}$	Tensão de leitura de corrente amplificada
R_{min}	Resistência mínima a ser testada
R_{max}	Resistência máxima a ser testada
R_{snub}	Valor de resistência do resistor do <i>snnuber</i>
$R_{enr,L}$	Resistência de enrolamento do indutor
$R_{enr,T,pri}$	Resistência de enrolamento do primário do transformador
$R_{enr,T,sec}$	Resistência de enrolamento do secundário do transformador
$R_{enr,T,des}$	Resistência de enrolamento de desmagnetização do transformador
$R_{nucleo,T}$	Resistência do núcleo do transformador
R_{iz}	Resistência R_{iz} do compensador
R_{fz}	Resistência R_{fz} do compensador
R_{ip}	Resistência R_{ip} do compensador
R_{shunt}	Valor de resistência do resistor <i>shunt</i>
$R_{AMP,F}$	Valor de resistência $R_{AMP,F}$ do amplificador não inversor
$R_{AMP,1}$	Valor de resistência $R_{AMP,1}$ do amplificador não inversor
$R_{DIV.1}$	Valor de resistência $R_{DIV.1}$ do divisor
$R_{DIV.2}$	Valor de resistência $R_{DIV.2}$ do divisor
R_o	Resistência de carga
f_c	Frequência de corte
f_o	Frequência natural
f_{p1}	Frequência do polo 1 da planta do compensador
f_{p2}	Frequência do polo 2 da planta do compensador
f_{z1}	Frequência do zero 1 da planta do compensador
f_{z2}	Frequência do zero 2 da planta do compensador

Continua na próxima página



TABELA VI – Continuação da tabela

Simbologia	Definição
ω_c	Frequência de corte em rad/s
$F_v(s)$	Planta de tensão do conversor em malha direta
F_{rede}	Frequência da rede
F_s	Frequência de comutação
D_{min}	Razão cíclica mínima
D_{max}	Razão cíclica máxima
D_b	Razão cíclica conversor <i>buck</i>
D	Razão cíclica instantânea
d_s	Razão cíclica em Laplace
T_s	Período de comutação do interruptor
T_{on}	Tempo de condução do interruptor
T_{off}	Tempo de bloqueio do interruptor
C_p	Capacitância do capacitor da ponte retificadora
C_o	Capacitância do capacitor C_o
C_{snub}	Capacitância do capacitor do <i>snubber</i>
C_i	Capacitância do capacitor C_i do compensador
C_f	Capacitância do capacitor C_f do compensador
H_2	Ganho em [dB] da planta de tensão em malha direta
L_o	Indutância do indutor L_o
L_{disp}	Indutância de dispersão
$I_{Lo}(s)$	Corrente no indutor em Laplace
I_{out}	Corrente RMS de saída do conversor
$I_{out,max}$	Corrente de pico máxima de saída do conversor
$I_{ef,des}$	Corrente RMS no enrolamento de desmagnetização do transformador
$I_{pic,pri}$	Corrente de pico no enrolamento primário do transformador
$I_{ef,pri}$	Corrente RMS no enrolamento primário do transformador
$I_{pic,sec}$	Corrente de pico no enrolamento secundário do transformador
$I_{ef,sec}$	Corrente RMS no enrolamento secundário do transformador
$I_{pic,L}$	Corrente de pico no indutor
$\Delta I_{L,max}$	Variação da corrente de saída
P_{max}	Potência dissipada no diodo da ponte retificadora
$P_{D,ret}$	Potência dissipada no diodo da ponte retificadora
$P_{cobre,L}$	Potência dissipada no enrolamento do indutor
$P_{nucleo,L}$	Potência dissipada no núcleo do indutor
$P_{nucleo,T}$	Potência dissipada no núcleo do transformador
$P_{cobre,pri}$	Potência dissipada no enrolamento primário do transformador
$P_{cobre,sec}$	Potência dissipada no enrolamento secundário do transformador
$P_{cobre,des}$	Potência dissipada no enrolamento de desmagnetização do transformador
$P_{cobre,T,total}$	Potência total dissipada nos enrolamentos do transformador
$P_v(s)$	Planta de tensão do conversor
$P_i(s)$	Planta de corrente do conversor
$\Delta T_{nucleo,L}$	Temperatura no núcleo do indutor
$\Delta T_{nucleo,T}$	Temperatura no núcleo do transformador
N_{pri}	Número de espiras do primário do transformador
N_{sec}	Número de espiras do secundário do transformador
N_{des}	Número de espiras do enrolamento de desmagnetização do transformador
N_L	Número de espiras do enrolamento do indutor
$N_{fios,L}$	Número de fios em paralelo necessários no indutor
$N_{fios,T,des}$	Número de fios em paralelo necessários no enrolamento de desmagnetização do transformador

Continua na próxima página



TABELA VI – Continuação da tabela

Simbologia	Definição
$N_{fios,T,pri}$	Número de fios em paralelo necessários no enrolamento primário do transformador
$N_{fios,T,sec}$	Número de fios em paralelo necessários no enrolamento secundário do transformador
η_{esp}	Fator de enrolamento do transformador
ΔB_L	Variação do campo magnético do indutor
ΔB_T	Variação do campo magnético do transformador
J_{max}	Densidade de corrente máxima
$K_{w,L}$	Fator de ocupação da janela do carretel do indutor
$K_{w,T}$	Fator de ocupação da janela do carretel do transformador
$K_{p,T}$	Fator de ocupação do enrolamento primário do transformado
K_h	Coefficiente de perdas por histerese
K_f	Coefficiente de perdas por corrente parasita
K_{snub}	Coefficiente do <i>snubber</i>
K_i	Ganho do sensor de tensão
K_v	Ganho do sensor de corrente
K_{PWM}	Ganho do PWM
A_2	Ganho da planta de tensão em malha direta
A_V	Ganho do amplificador não inversor
$A_e A_{w,L}$	Coefficiente de área do núcleo do indutor
$A_e A_{w,T}$	Coefficiente de área do núcleo do transformador
$A_e A_{w,L,tot}$	Área total do núcleo escolhido do indutor
$A_e A_{w,T,tot}$	Área total do núcleo escolhido do transformador
$A_{e,L}$	Área da perna central do núcleo escolhido do indutor
$A_{e,T}$	Área da perna central do núcleo escolhido do transformador
$A_{w,L}$	Área da janela do carretel escolhido do indutor
$A_{w,T}$	Área da janela do carretel escolhido do transformador
$A_{w,L,min}$	Área necessária da janela do carretel do indutor
$A_{w,T,des,min}$	Área necessária da janela do carretel do transformador para o enrolamento de desmagnetização
$A_{w,T,pri,min}$	Área necessária da janela do carretel do transformador para o enrolamento primário
$A_{w,T,sec,min}$	Área necessária da janela do carretel do transformador para o enrolamento secundário
Δ_p	Profundidade de penetração de corrente
$\theta_{max,cond}$	Diâmetro máximo do condutor
$S_{fio,L}$	Área necessária do fio do indutor
$S_{fio,des}$	Área necessária do fio no enrolamento de desmagnetização do transformador
$S_{fio,L,escolhido}$	Área do fio escolhido para o indutor
$S_{fio,escolhido,des}$	Área do fio escolhido para o enrolamento de desmagnetização
$S_{fio,pri}$	Área necessária do fio no enrolamento primário do transformador
$S_{fio,escolhido,pri}$	Área do fio escolhido para o enrolamento primário
$S_{fio,sec}$	Área necessária do fio no enrolamento secundário do transformador
$S_{fio,escolhido,sec}$	Área do fio escolhido para o enrolamento secundário
$E_{x,L}$	Porcentagem de ocupação do enrolamento do indutor
$E_{x,T,des}$	Porcentagem de ocupação do enrolamento de desmagnetização do transformador
$E_{x,T,pri}$	Porcentagem de ocupação do enrolamento primário do transformador
$E_{x,T,sec}$	Porcentagem de ocupação do enrolamento secundário do transformador
$E_{x,T,tot}$	Porcentagem de ocupação do total dos enrolamentos do transformador
$l_{espira,L}$	Comprimento médio de uma espira do indutor
$l_{esp,T}$	Comprimento médio de uma espira do transformador
$\rho_{fio,L}$	Resistividade do fio utilizado no indutor
$\rho_{fio,T,pri}$	Resistividade do fio utilizado no enrolamento primário do transformador

Continua na próxima página



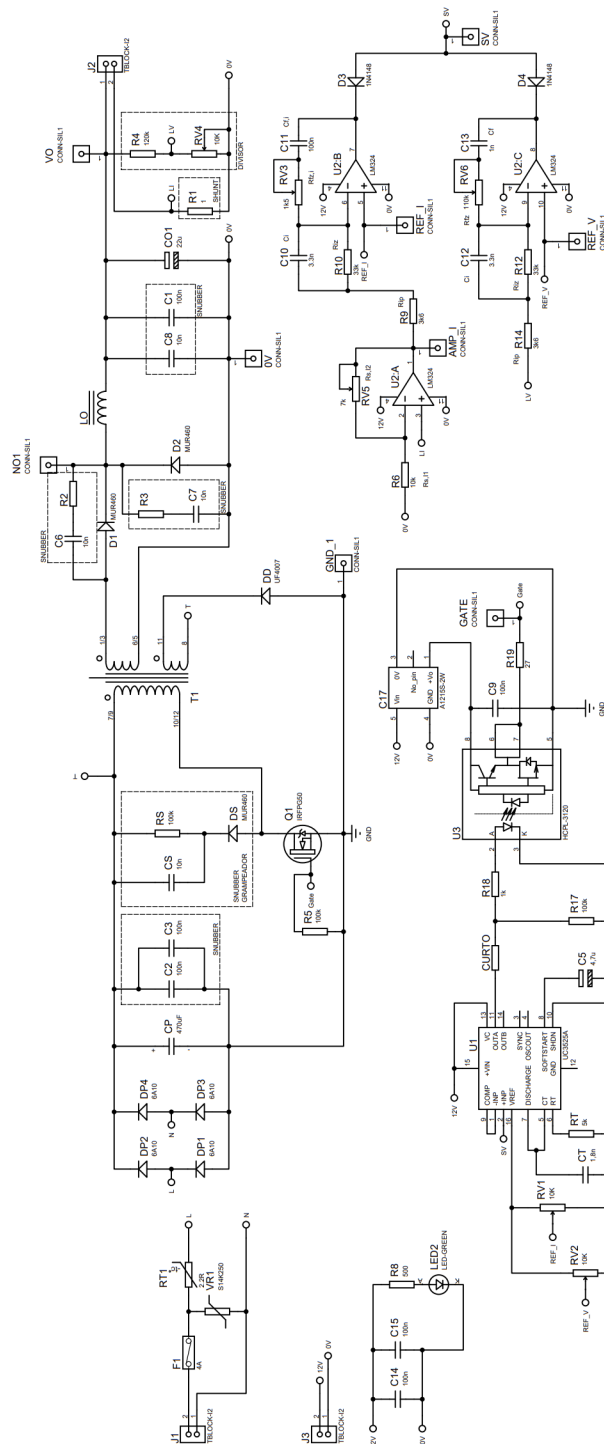
TABELA VI – Continuação da tabela

Simbologia	Definição
$\rho_{fio,T,sec}$	Resistividade do fio utilizado no enrolamento secundário do transformador
$\rho_{fio,T,des}$	Resistividade do fio utilizado no enrolamento de desmagnetização do transformador

Fim da tabela

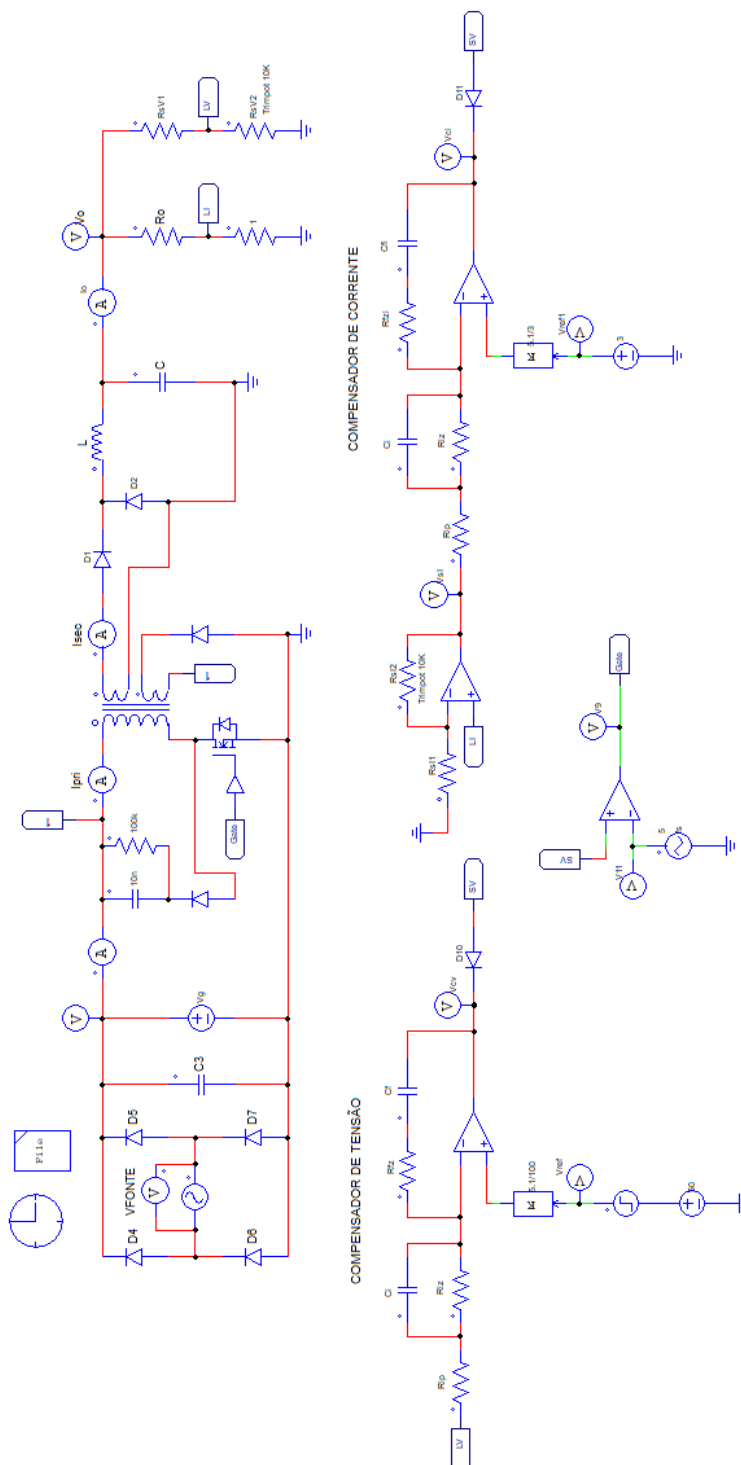
APÊNDICE B – ESQUEMÁTICOS E LAYOUTS

Fig. 31. Esquemático referente ao conversor do projeto



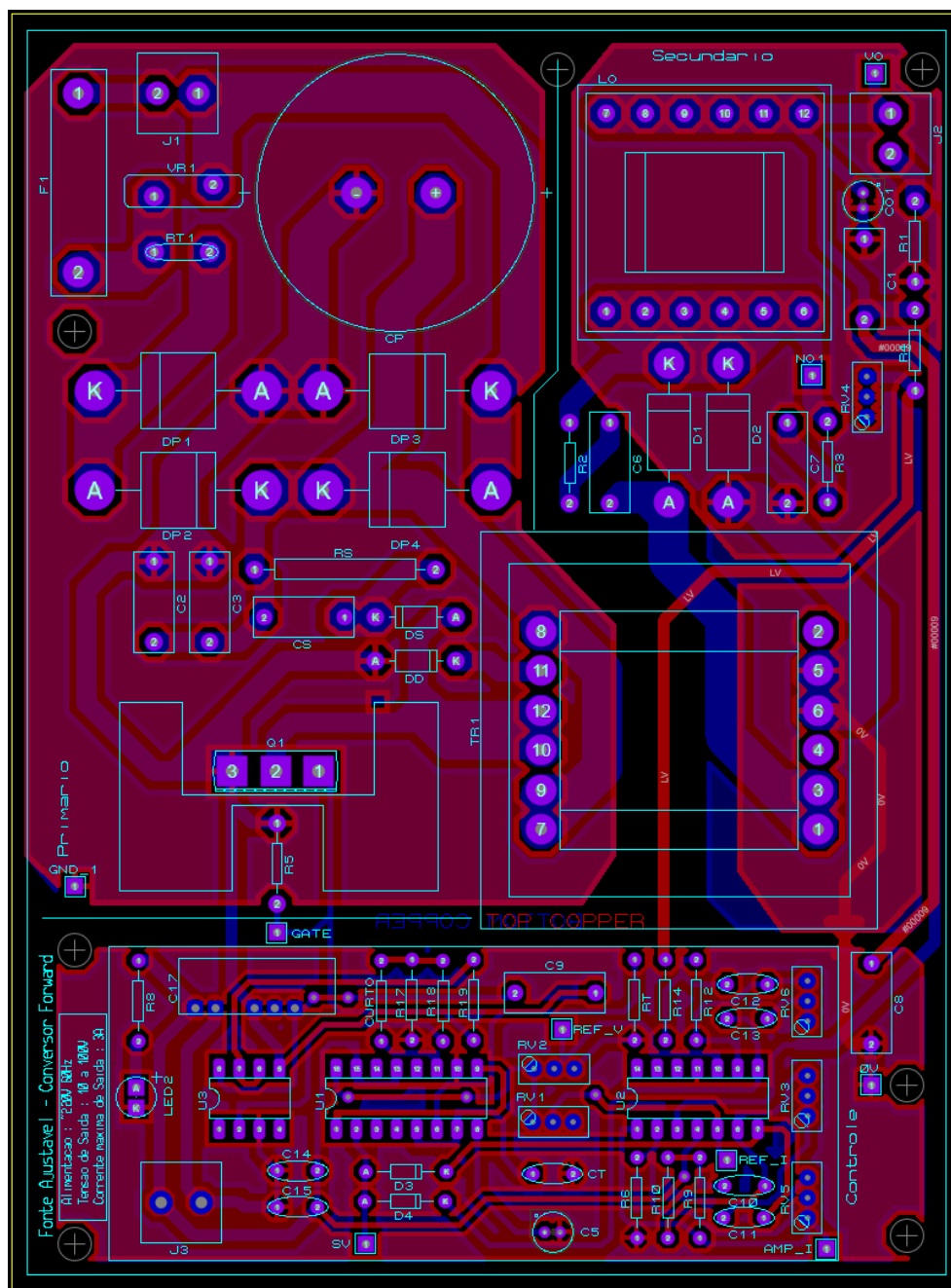
Fonte: Autoria própria.

Fig. 32. Esquemático referente ao conversor no simulador PSIM



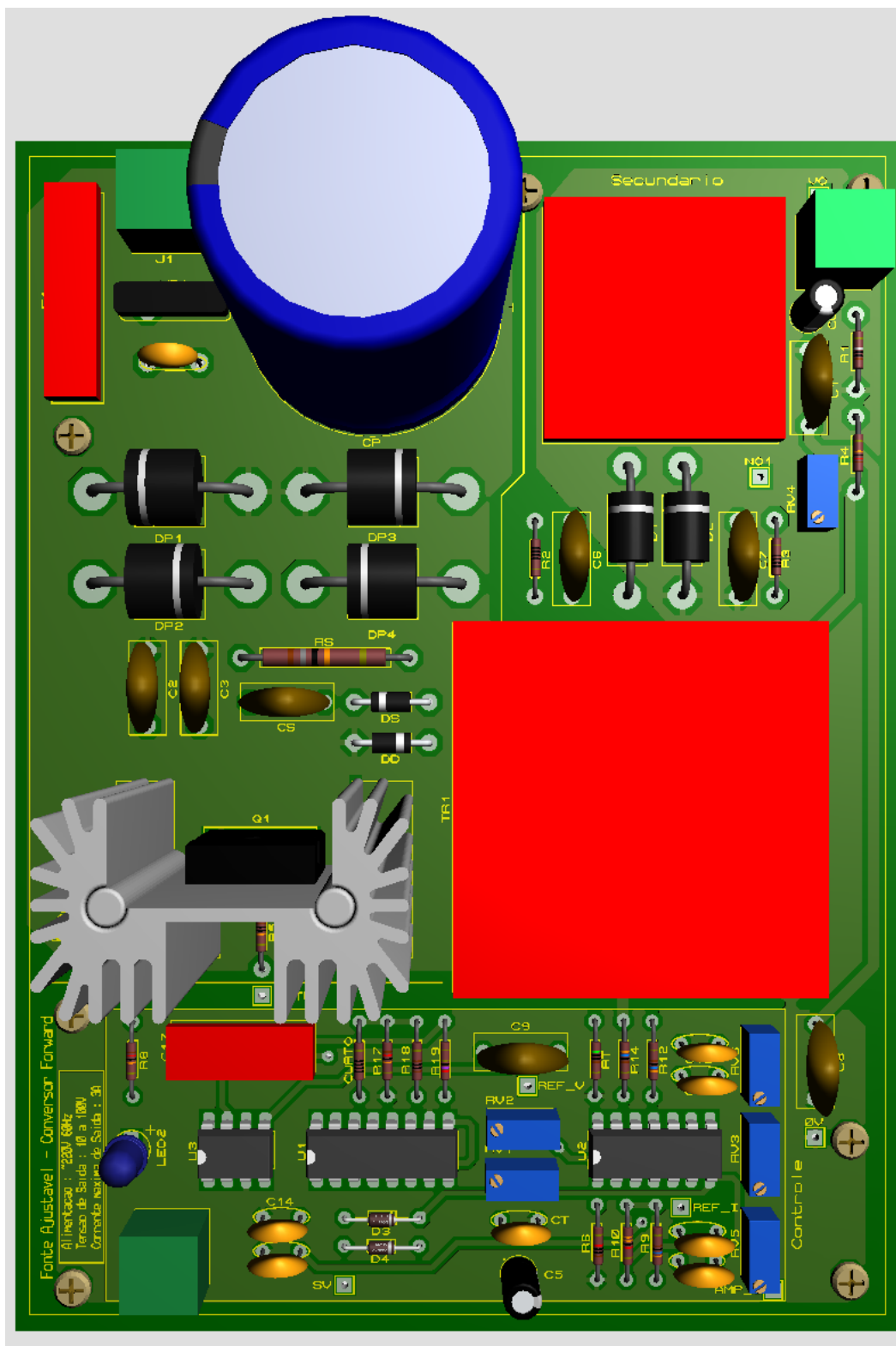
Fonte: Autoria própria.

Fig. 33. Layout da placa de circuito impresso (PCI) referente ao conversor do projeto



Fonte: Autoria própria.

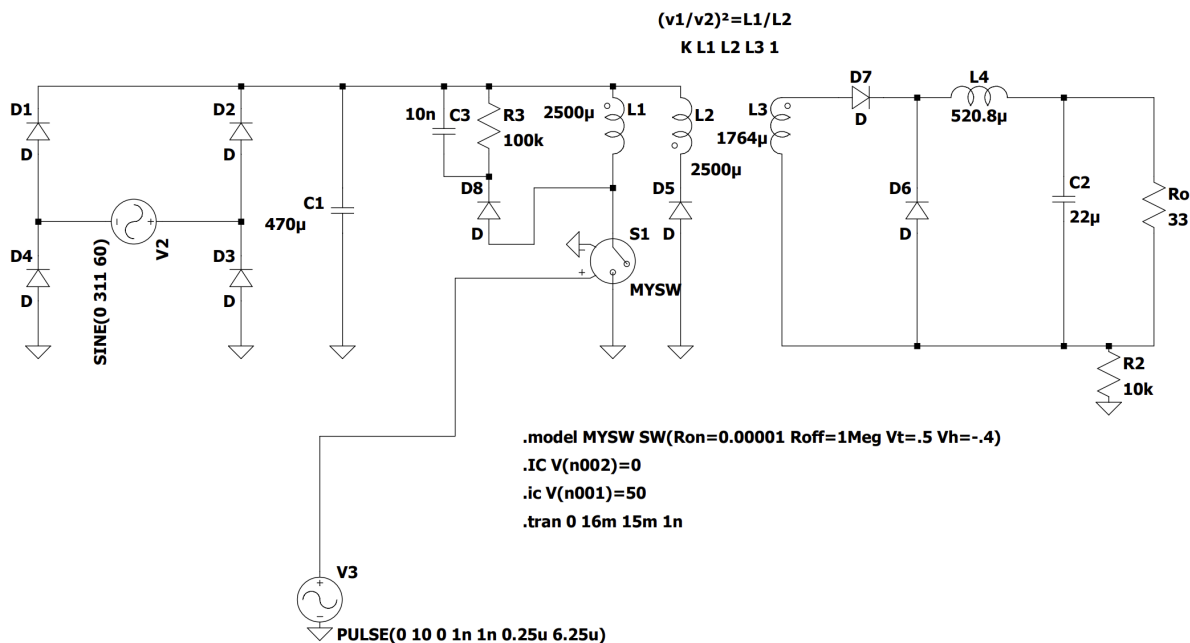
Fig. 34. Layout 3D da placa de circuito impresso (PCI) referente ao conversor do projeto



Fonte: Autoria própria.

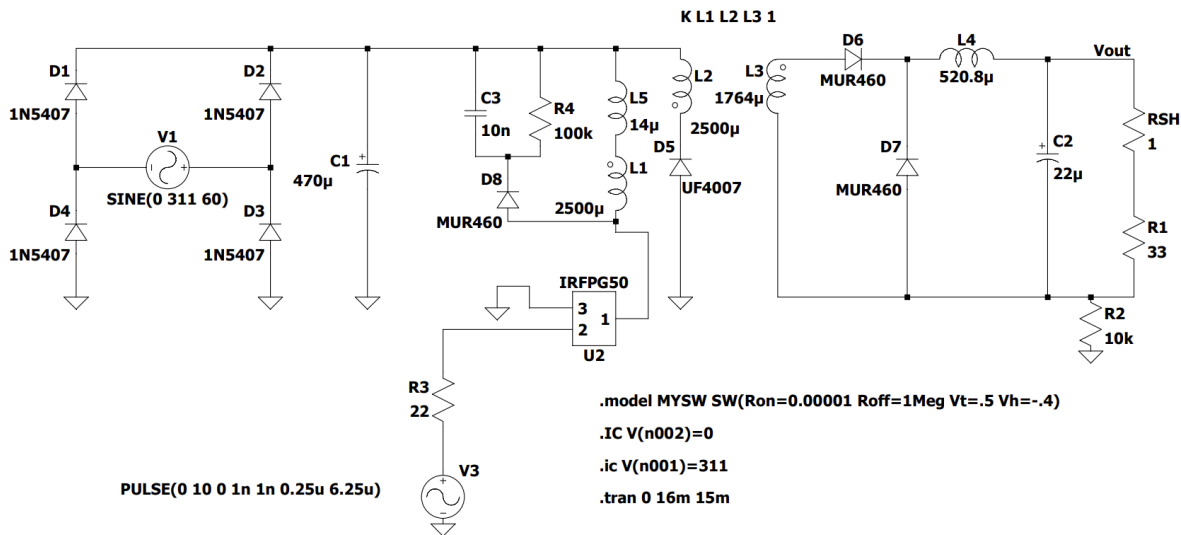


Fig. 35. Esquemático do conversor forward usado nas simulações ideais



Fonte: Autoria própria.

Fig. 36. Esquemático do conversor forward usado nas simulações considerando não idealidades



Fonte: Autoria própria.

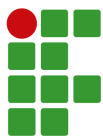


APÊNDICE C – COMPONENTES

TABELA VII
Componentes do Projeto

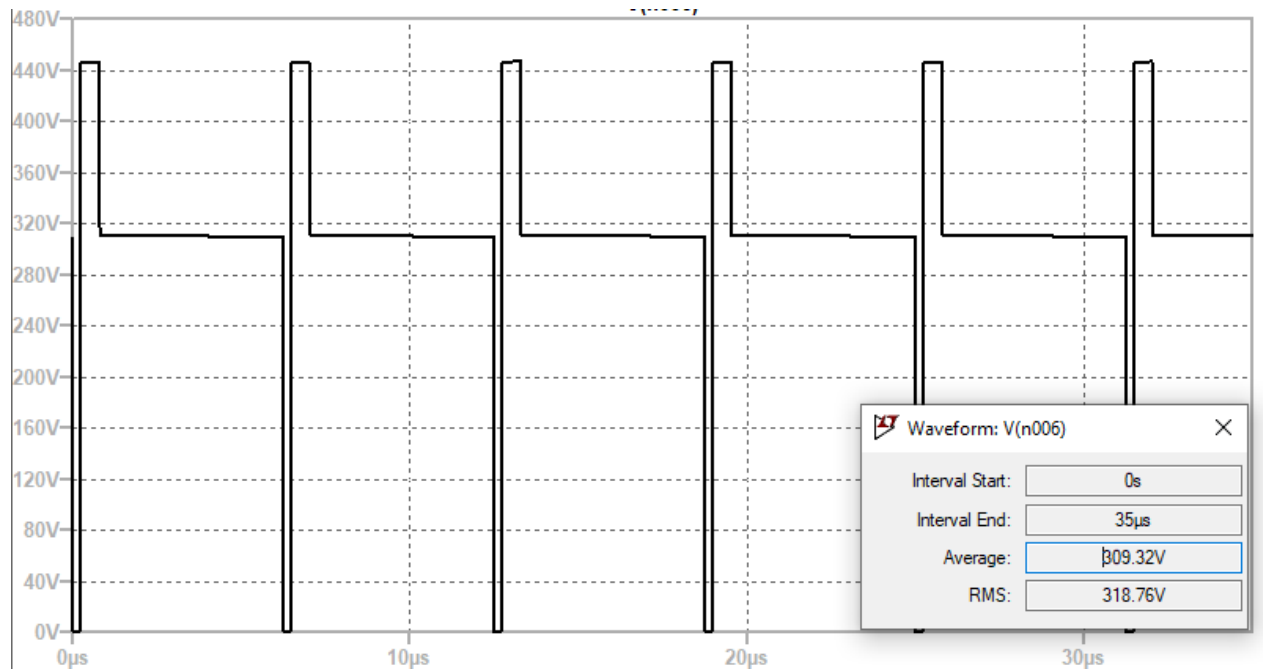
Quantidade	Descrição
4	Diodo 6A10 [18]
3	Diodo MUR460 [19]
1	Diodo UF4007 [20]
2	Diodo 1N4148 [20]
1	Capacitor Eletrol. 470 uF 450 V
1	Capacitor Eletrol. 4.7 uF 50 V
6	Capacitor Poli. 100 nF
4	Capacitor Poli. 10 nF
2	Capacitor Ceram. 3.3 nF
1	Capacitor Ceram. 1.8 nF
1	Capacitor Ceram. 1 nF
1	Capacitor Eletrol. 22 uF 250 V
1	Varistor S14K250
1	Termistor 2.2 Ω
1	Interruptor IRFPG50 [21]
1	CI SG3525A [15]
1	CI LM324 [22]
1	Opto HCLP-3120 [16]
1	Elevador de tensão A1215S-2W [23]
1	Indutor de alta Freq.
1	Núcleo E30/14
5m	Fio de cobre AWG 18
1	Transformador
1	Núcleo E42/15
30m	Fio de cobre AWG 27
1	Resistor 120 k Ω
2	Resistor 100 k Ω
1	Resistor 33 k Ω
1	Resistor 10 k Ω
1	Resistor 5 k Ω
3	Resistor 3,6 k Ω
1	Resistor 1 k Ω
1	Resistor 27 Ω
1	Resistor Shunt 1 Ω
5	Trimpot 10 k Ω
1	Trimpot 200 k Ω
3	TBlock 2 contatos
1	Porta fusível
1	Fusível 4 A
1	Dissipador de Alumínio
1	LED Verde

Fonte: Autoria própria.



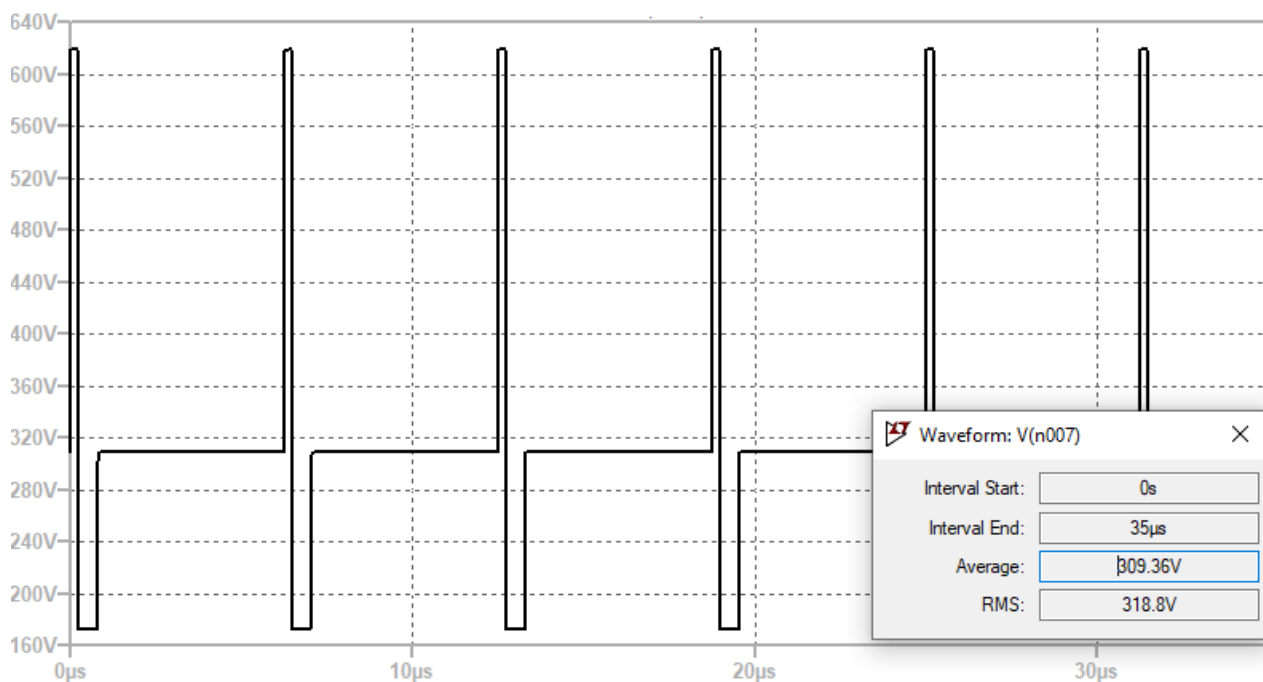
APÊNDICE D – GRÁFICOS

Fig. 37. Gráfico de tensão na chave para tensão duty cycle mínimo, com conversor em malha aberta.



Fonte: Autoria própria.

Fig. 38. Gráfico de tensão no diodo de desmagnetização para duty cycle mínimo, com conversor em malha aberta.



Fonte: Autoria própria.

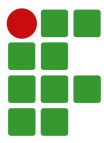
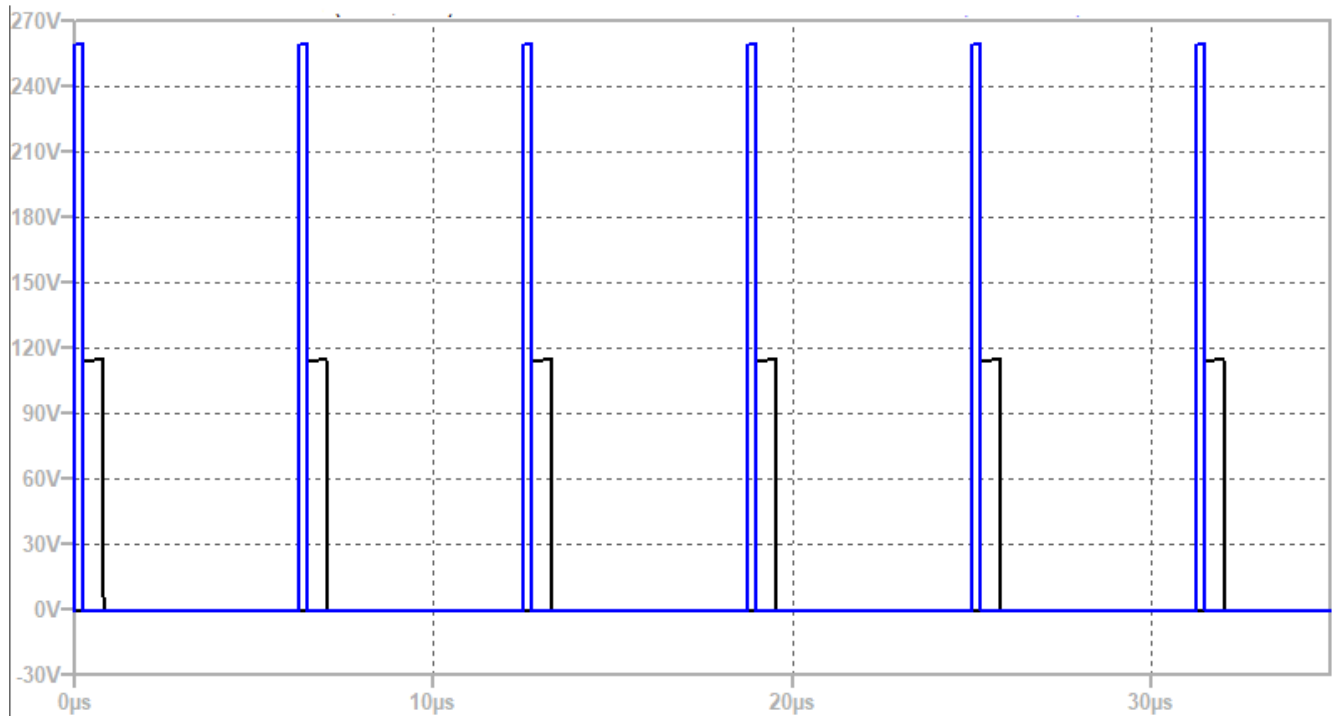
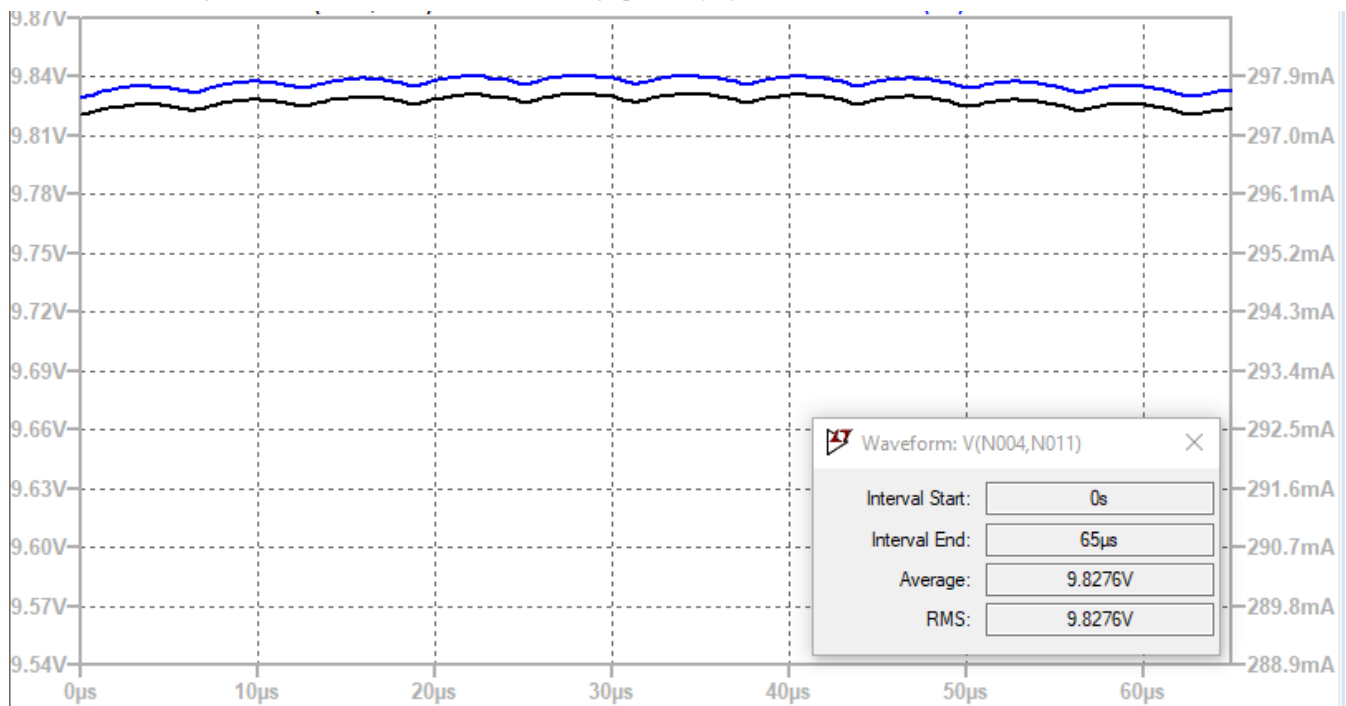


Fig. 39. Gráfico de tensão nos diodos do secundário do transformador para duty cycle mínimo, com conversor em malha aberta.



Obs.: (Preto - Tensão no diodo retificador) (Azul - Tensão no diodo de roda livre) - Fonte: Autoria própria.

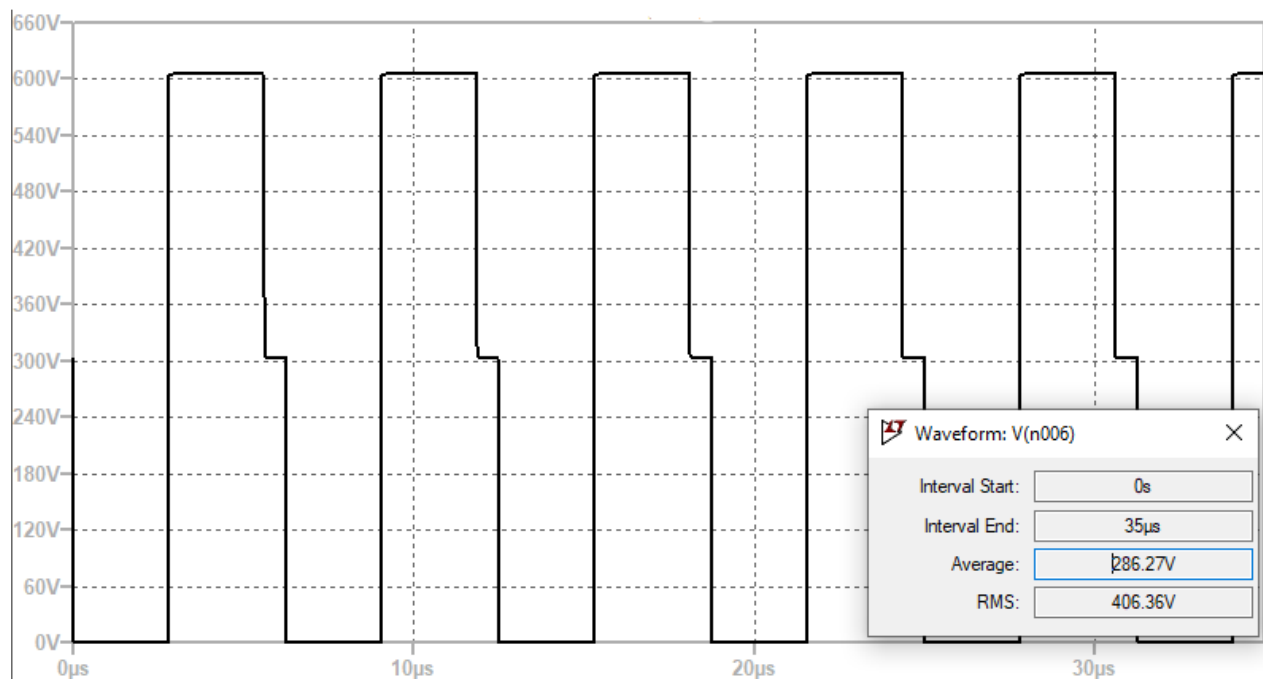
Fig. 40. Gráfico de tensão e corrente na carga para duty cycle mínimo, com conversor em malha aberta.



Obs.: (Preto - Tensão) (Azul - Corrente) - Fonte: Autoria própria.

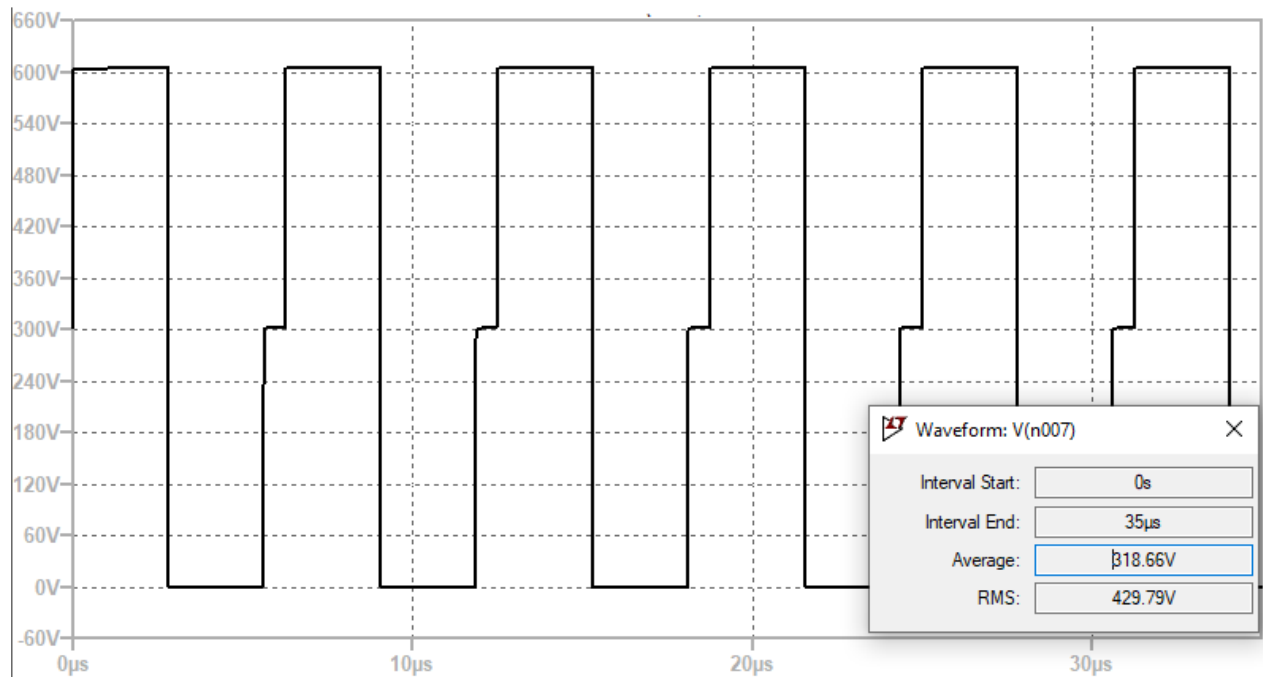


Fig. 41. Gráfico de tensão na chave para duty cycle máximo, com conversor em malha aberta.



Fonte: Autoria própria.

Fig. 42. Gráfico de tensão no diodo de desmagnetização para duty cycle máximo, com conversor em malha aberta.



Fonte: Autoria própria.

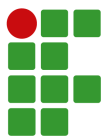
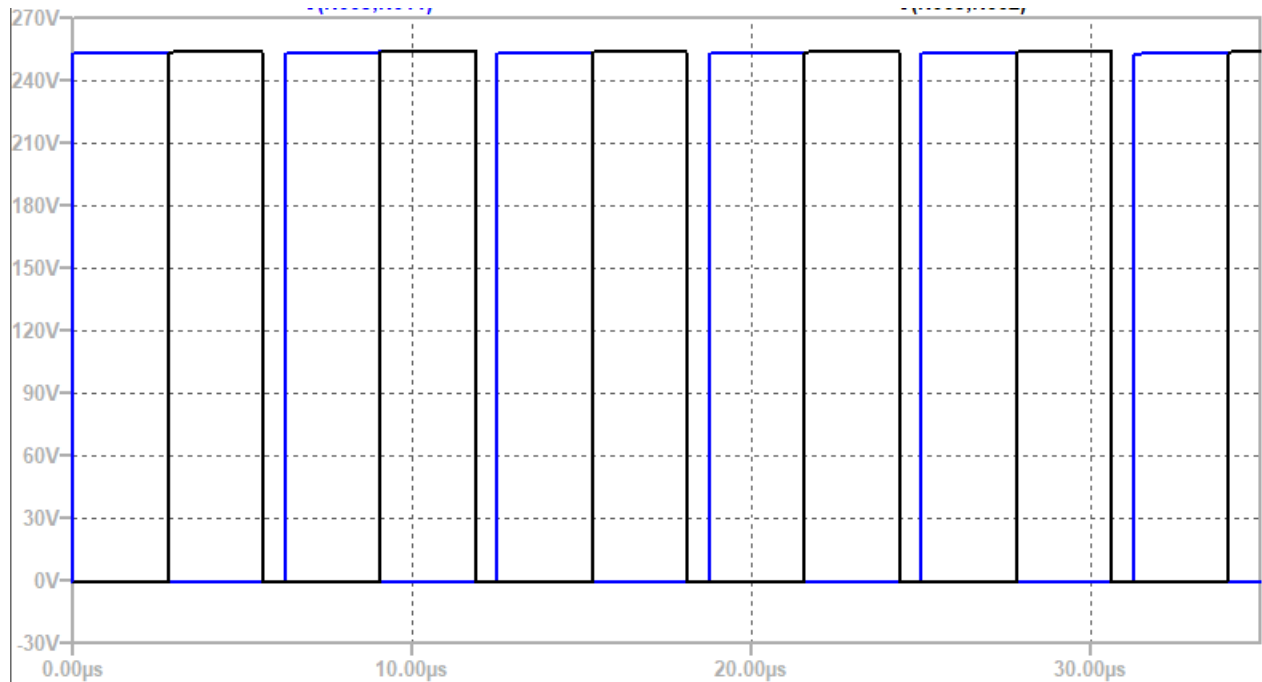
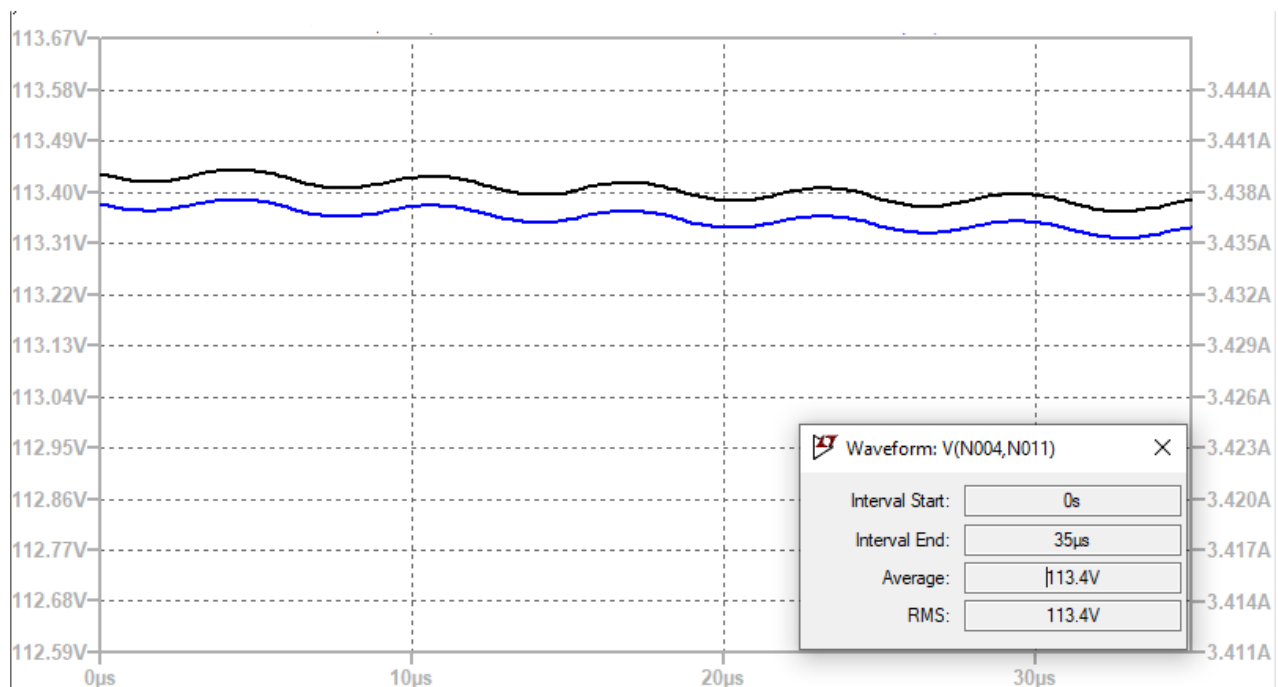


Fig. 43. Gráfico de tensão nos diodos do secundário do transformador para duty cycle máximo, com conversor em malha aberta.



Obs.: (Preto - Tensão no diodo retificador) (Azul - Tensão no diodo de roda livre) - Fonte: Autoria própria.

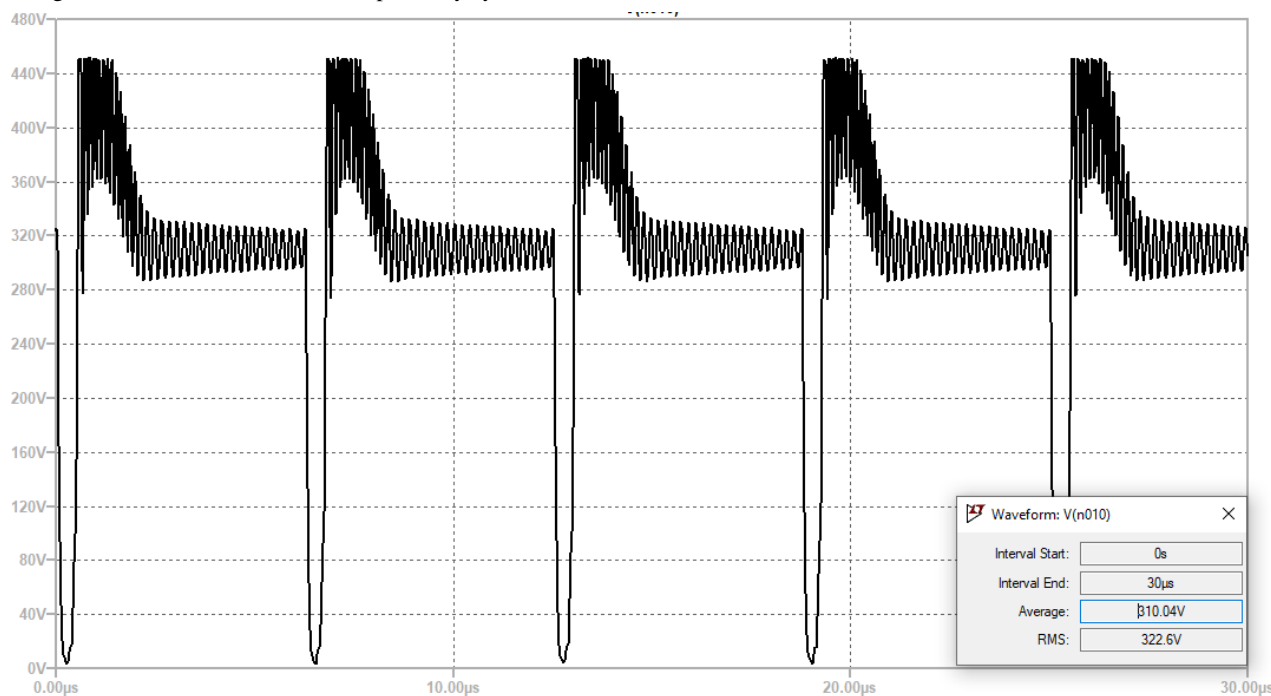
Fig. 44. Gráfico de tensão e corrente na carga para duty cycle máximo, com conversor em malha aberta.



Obs.: (Preto - Tensão) (Azul - Corrente) - Fonte: Autoria própria.

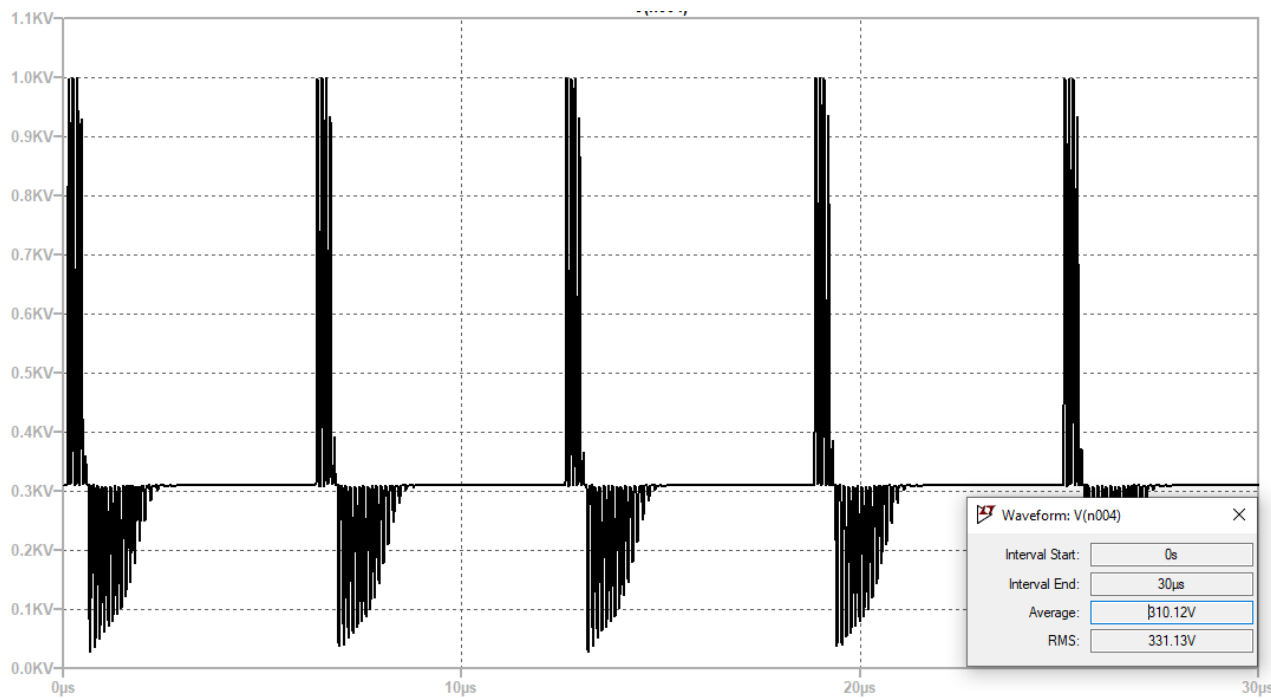


Fig. 45. Gráfico de tensão na chave para duty cycle mínimo, com conversor em malha aberta e considerando as não idealidades.



Fonte: Autoria própria.

Fig. 46. Gráfico de tensão no diodo de desmagnetização para duty cycle mínimo, com conversor em malha aberta e considerando as não idealidades.



Fonte: Autoria própria.

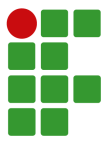
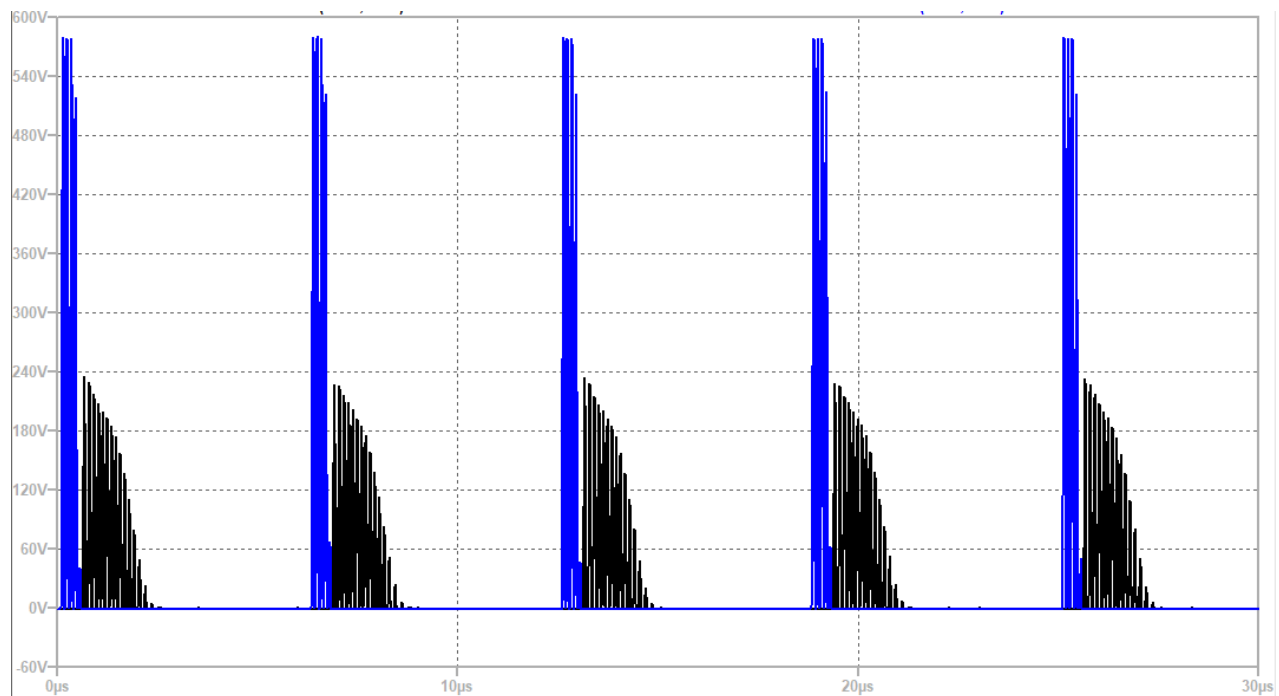
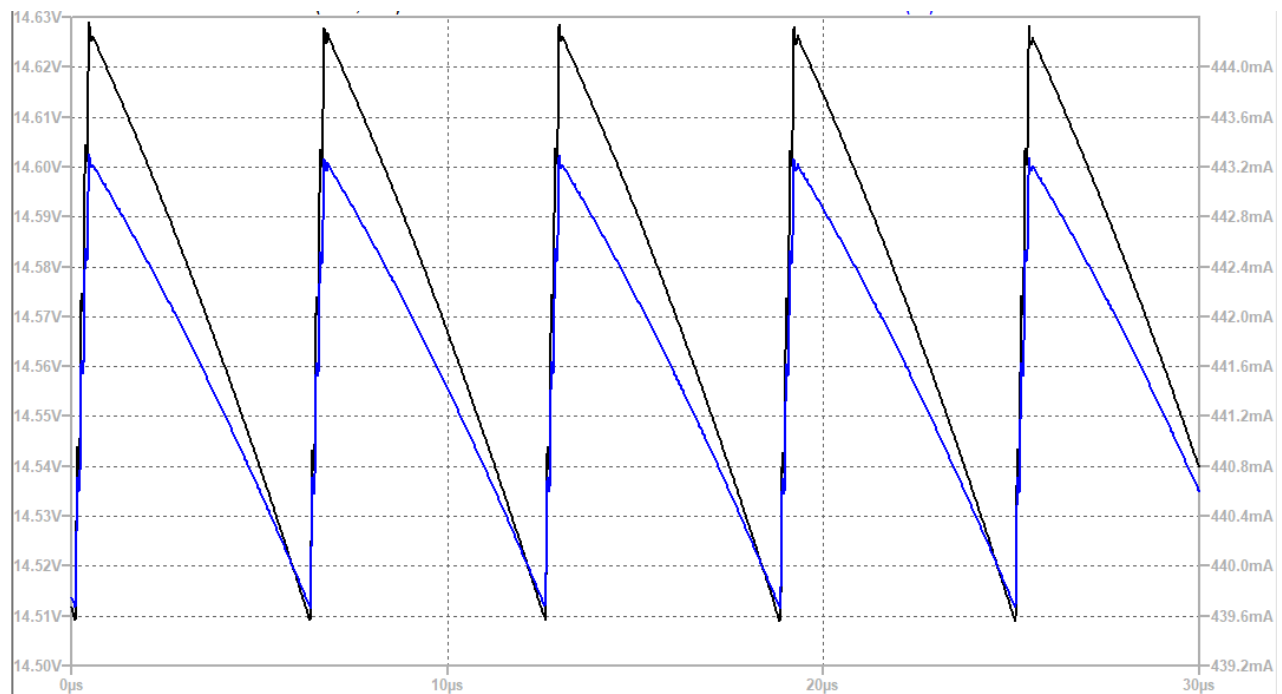


Fig. 47. Gráfico de tensão nos diodos do secundário do transformador para duty cycle mínimo, com conversor em malha aberta e considerando as não idealidades.



Obs.: (Preto - Tensão no diodo retificador) (Azul - Tensão no diodo de roda livre) - Fonte: Autoria própria.

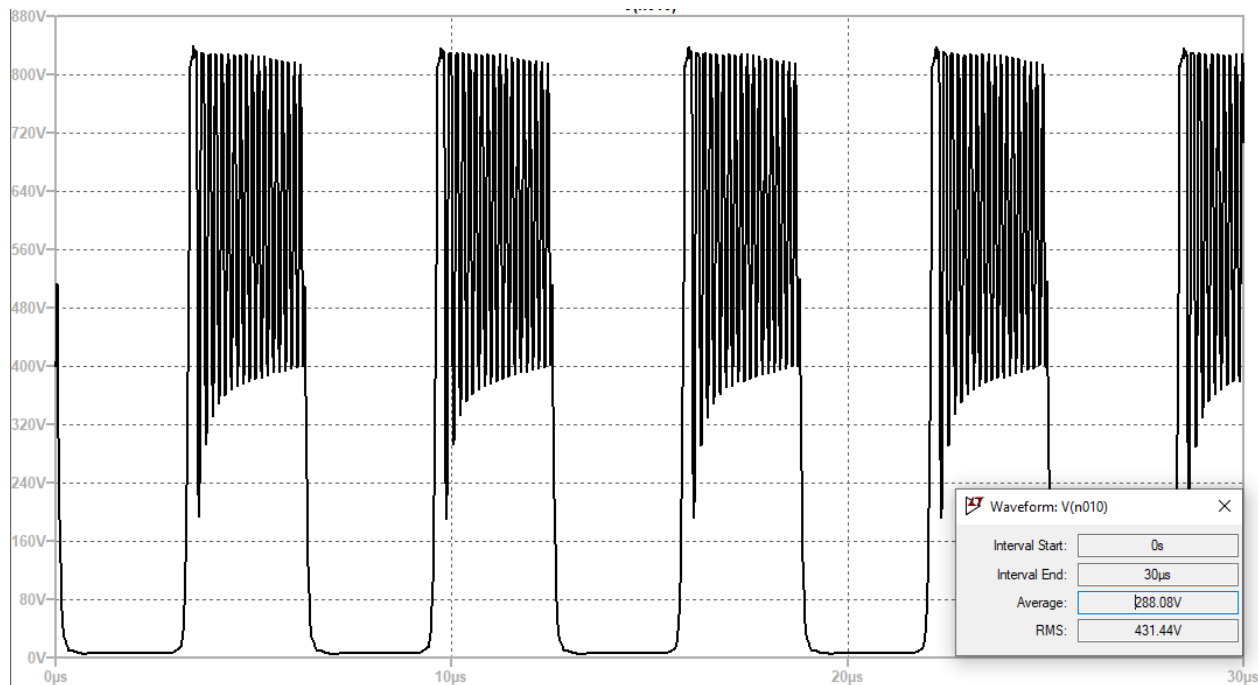
Fig. 48. Gráfico de tensão e corrente na saída para duty cycle mínimo, com conversor em malha aberta e considerando as não idealidades.



Obs.: (Preto - Tensão) (Azul - Corrente) - Fonte: Autoria própria.

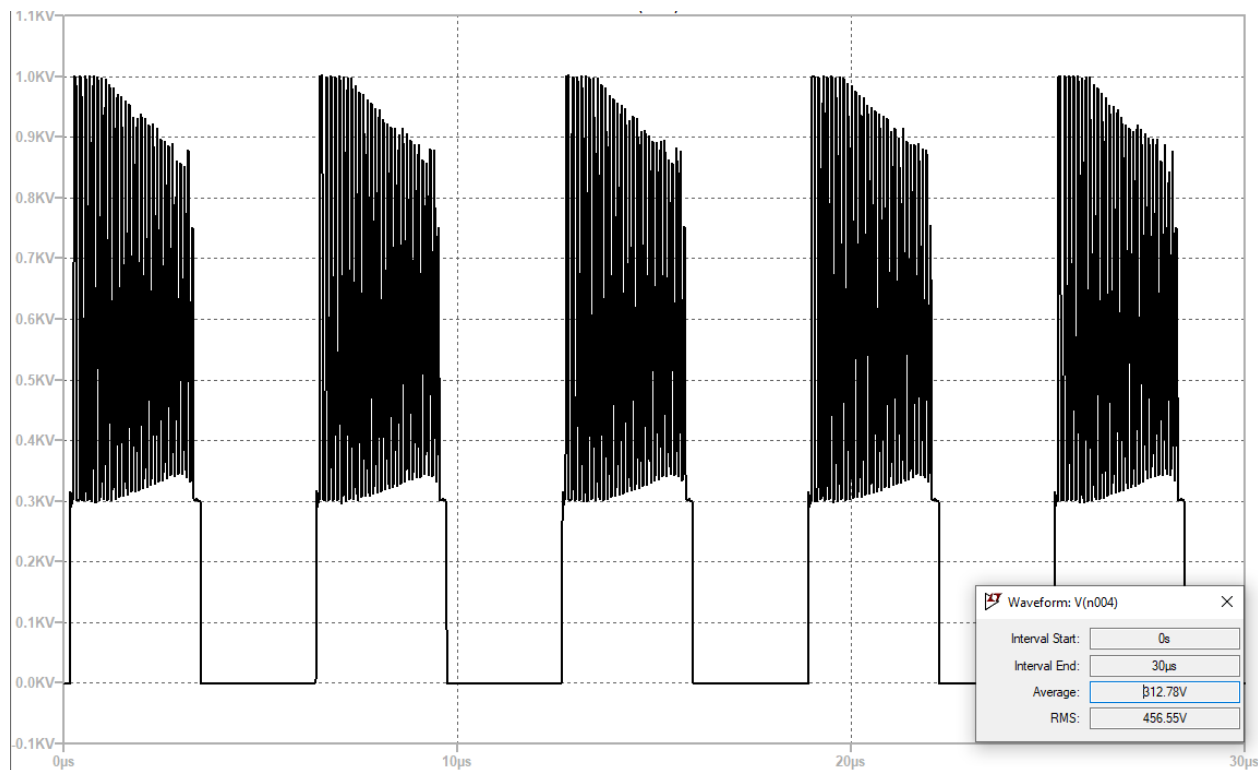


Fig. 49. Gráfico de tensão na chave para duty cycle máximo, com conversor em malha aberta e considerando as não idealidades.



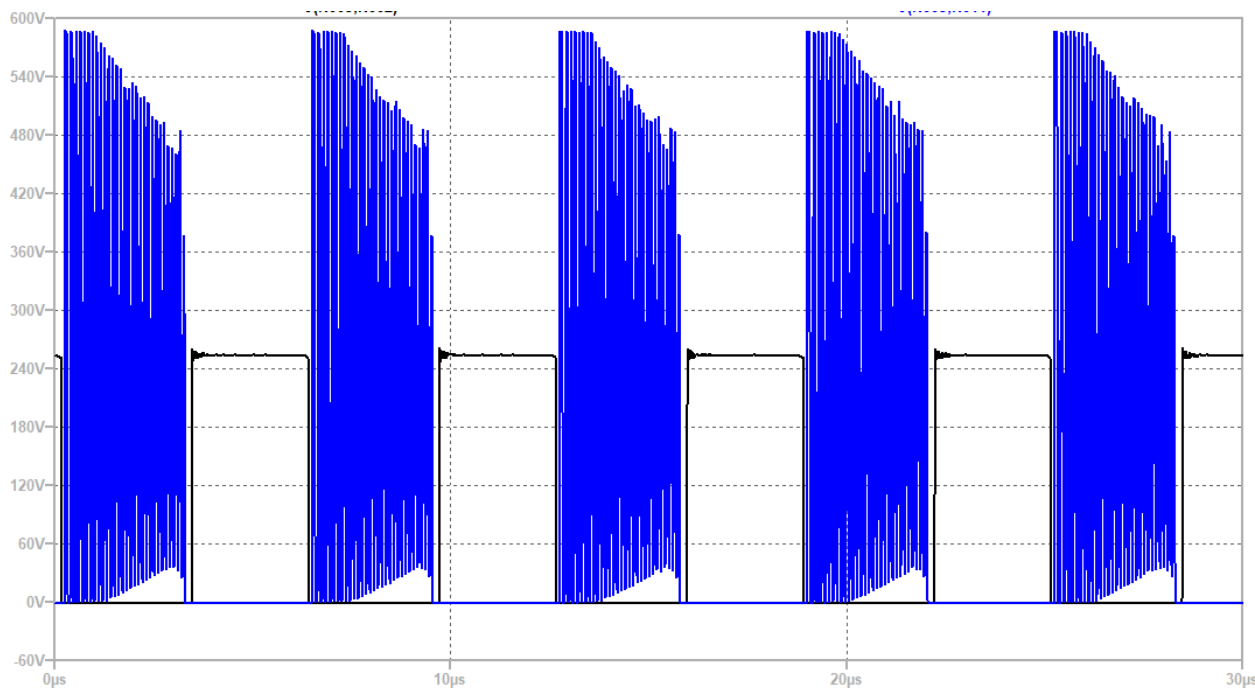
Fonte: Autoria própria.

Fig. 50. Gráfico de tensão no diodo de desmagnetização para duty cycle máximo, com conversor em malha aberta e considerando as não idealidades.



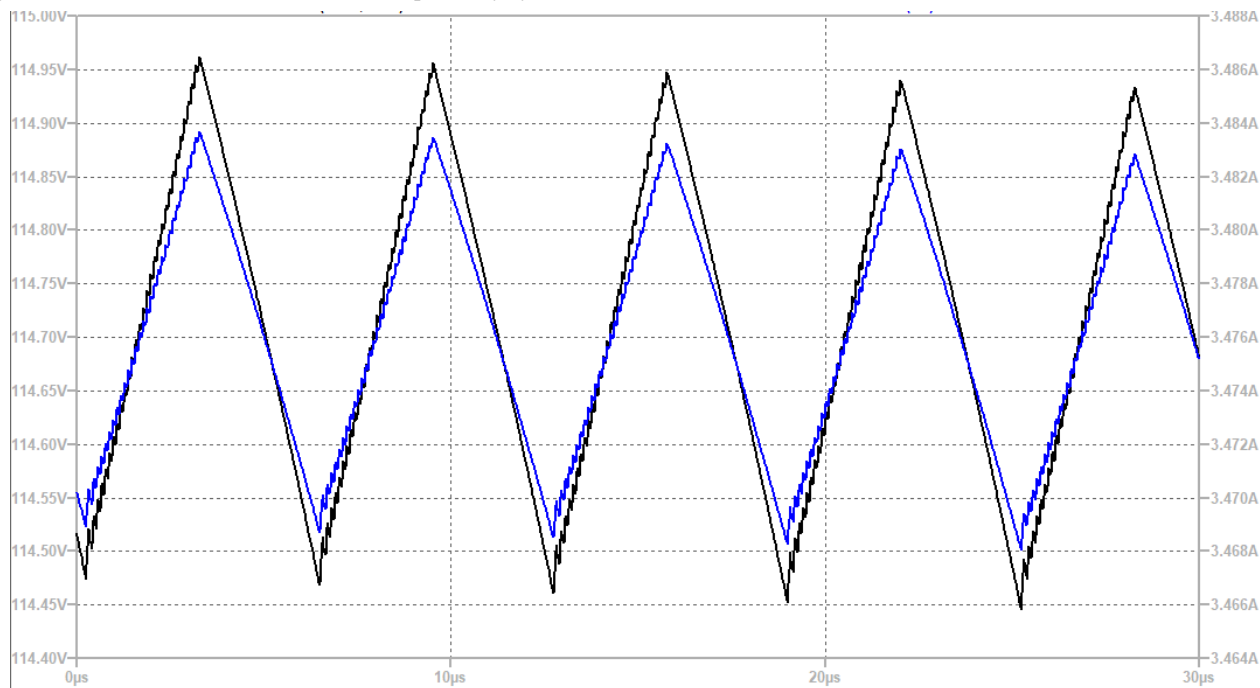
Fonte: Autoria própria.

Fig. 51. Gráfico de tensão nos diodos do secundário do transformador para duty cycle máximo, com conversor em malha aberta e considerando as não idealidades.



Obs.: (Preto - Tensão no diodo retificador) (Azul - Tensão no diodo de roda livre) - Fonte: Autoria própria.

Fig. 52. Gráfico de tensão e corrente na saída para duty cycle máximo, com conversor em malha aberta e considerando as não idealidades.



Obs.: (Preto - Tensão) (Azul - Corrente) - Fonte: Autoria própria.

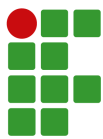


Fig. 53. Planilha de cálculos.

21 jun 2023 23:44:44 - TCC-Cálculos - Vinicius.C.sm
Created using a free version of SMath Studio

FONTE AJUSTÁVEL - CONVERSOR FORWARD

☒ Especificações

Especificações:

Tensão de entrada $V_{in} := 220 \text{ V}$	Tensão max. saída $V_{out} := 100 \text{ V}$	Frequência de chaveamento $F_s := 160 \text{ kHz}$	Campo magnético indutor $\Delta B_L := 0,3 \text{ T}$
Frequência rede $F_{rede} := 60 \text{ Hz}$	Corrente max. saída $I_{out} := 3 \text{ A}$	Razão cíclica mínima $D_{min} := 0,1$	Campo magnético Trafo $\Delta B_T := 0,2 \text{ T}$
Ondulação e ripple $\Delta_{ripple} := 0,10$	Var. max. corrente na saída $\Delta I_{Lmax} := 0,10$	Razão cíclica máxima $D_{max} := 0,45$	Densidade de corrente $J_{Lmax} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
	Var. max. tensão na saída $\Delta V_{Cmax} := 0,05$	Relação de espiras $\eta := 0,84$	Fator e ocupação $k_{w,L} := 0,7$

Calculos iniciais:

Potência max. $P_{max} := V_{out} \cdot I_{out} = 300 \text{ W}$	Periodo chaveamento $T_s := \frac{1}{F_s} = 6,25 \cdot 10^{-6} \text{ s}$	Tempo ligado $T_{on} := D_{min} \cdot T_s = 6,25 \cdot 10^{-7} \text{ s}$	Tensão no diodo $V_F := 1,2 \text{ V}$
Tensão max. entrada $V_{in,max} := V_{in} \cdot \sqrt{2} = 311,12698 \text{ V}$		Tempo desligado $T_{off} := (1 - D_{min}) \cdot T_s = 5,625 \cdot 10^{-6} \text{ s}$	

Filtro LC - Forward

☒ Capacitor - Co

☒ Indutor - Lo

☒ Dimensionamento do Indutor

☒ Dimensionamento do Transformador

☒ Dimensionamento da Ponte Retificadora

☒ Dimensionamento Circuito Grampeador

☒ Dimensionamento do Controle

☒ Componentes