

# DESENVOLVIMENTO DE FONTE DE CORRENTE BASEADA EM CONVERSOR *FORWARD* COM CONTROLE DIGITAL PARA MEDIÇÃO DE RESISTÊNCIA DE MOTORES DE INDUÇÃO

Felipe de Andrade, Arthur Garcia Bartsch

Instituto Federal de Santa Catarina

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

e-mail: wm.andradefelipe@gmail.com, arthur.bartsch@ifsc.edu.br

Trabalho de Conclusão de Curso – 04/07/2023

**Resumo** – Este trabalho tem como objetivo, desenvolver um conversor de potência capaz de garantir uma corrente de saída controlada para medição de resistência em estatores de máquinas indutivas. Para isso, propõe-se como base um conversor *forward* isolado controlado digitalmente. No desenvolvimento do conversor *forward*, realiza-se o dimensionamento e projeto dos componentes (capacitor, indutor, diodo, interruptor de estado sólido e transformador de alta frequência), análise de perdas e transdutores para medição de sinais. Utiliza-se, para o controle digital, um microcontrolador baseado em núcleo ARM córtex M4.

**Palavras-chave** – Conversor *forward*, transdutores, microcontrolador.

## DEVELOPMENT OF A CURRENT SOURCE BASED ON A FORWARD CONVERTER WITH DIGITAL CONTROL FOR MEASURING RESISTANCE OF INDUCTION MOTORS

**Abstract** – This work aims to develop a power converter capable of ensuring a controlled output current for resistance measurement in stators of inductive machines. To achieve this, a digitally controlled isolated forward converter is proposed as the basis. In the development of the forward converter, the sizing and design of components (capacitor, inductor, diode, solid-state switch, and high-frequency transformer) are carried out, along with loss analysis and transducers for signal measurement. A microcontroller based on ARM Cortex M4 core is used for digital control.

**Keywords** – Forward converter, transducers, microcontroller

### I. INTRODUÇÃO

Durante a segunda revolução industrial no final do século XIX, o motor de indução trifásico foi o elemento principal de aumento de produtividade na Europa e nos Estados Unidos. Atualmente, em termos mundiais, esta é a principal carga nos sistemas elétricos [1]. Conforme o relatório do Balanço

Energético Nacional – BEN de 2022, o setor industrial brasileiro apresenta um consumo energético de 37,4 % de toda energia elétrica consumida no Brasil, sendo desse percentual, aproximadamente 70 % consumido somente por motores elétricos. Visando a redução de consumo energético, em 2009 entrou em vigor a Portaria Interministerial Nº.1, que determina níveis mínimos de rendimentos para motores de indução [2].

Os inversores de frequência são aplicados em motores de indução, possibilitando assim o acionamento do motor com um controle preciso. O controle de velocidade e torque resulta em uma redução de consumo de energia elétrica, aumentando também a vida útil dos componentes elétricos e mecânicos de uma máquina ou de um processo [3]. Atualmente, diversos equipamentos utilizam esta tecnologia. Em uso residencial, os inversores são aplicados em equipamentos como condicionadores de ar, máquinas de lavar e geladeiras. No setor industrial, costumam ser aplicados principalmente em motores elétricos. De acordo com a WEG (2022) [4], os modelos de controle mais utilizados em seus inversores de frequência são: controle escalar, vetorial *sensorless* e vetorial com encoder. A parametrização para funcionamento do equipamento pode ser feita de forma manual ou de forma automática, a partir da função auto ajuste. Na função auto ajuste, o drive estima alguns parâmetros necessários a partir da aplicação de tensão e corrente no motor. Para isso, é fundamental que o motor seja bem construído, garantindo que valores de resistência do estator não ultrapassem as tolerâncias especificadas no projeto.

Na WEG, os valores de resistência das bobinas são coletados utilizando um ohmímetro que realiza as medições em diferentes escalas a partir de um determinado fechamento interno de relés. Esses relés geralmente são danificados devido à grande quantidade de comutação necessária durante os testes. Diante da situação apresentada, é interessante desenvolver um equipamento que consiga realizar a medição dessas resistências de forma precisa e sem necessitar de seleção de escala via *hardware*. Nesse contexto, este projeto tem como foco o desenvolvimento de uma fonte de corrente a partir de um conversor *forward* controlado digitalmente para medição de resistência de motores de indução.

Na Seção II, apresenta-se a fundamentação teórica do trabalho. Na Seção III, apresenta-se o projeto completo do

conversor, incluindo controle e instrumentação. Na Seção IV, apresentam-se os resultados. Na Seção V, há a conclusão do trabalho.

## II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Esta seção é dividida em quatro etapas, onde, a primeira explica o funcionamento do conversor de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC) utilizado no projeto e suas aplicações. A segunda etapa aborda a necessidade de tratamento de sinais e a utilização de amplificadores operacionais para tal situação. As duas últimas, explicam o funcionamento do controle digital e suas vantagens e desvantagens e a necessidade de utilização de um microcontrolador para sua aplicação.

### A. Conversores CC-CC

A topologia dos conversores CC-CC necessitam de corrente contínua (CC) na entrada do circuito para entregar outro nível CC na saída. Esses conversores são classificados em duas grandes categorias, os não isolados e os isolados eletricamente, sendo no segundo modelo, utilizado um transformador para proporcionar este desacoplamento. Em ambas categorias, os conversores são comutados em alta frequência por um interruptor eletrônico e podem operar para diminuir ou aumentar níveis de tensão. Esses modelos de circuitos se tornaram muito populares na eletrônica, principalmente em projetos de fontes chaveadas, como por exemplo em carregadores de celulares, fontes de computadores e notebooks, devido a sua grande aplicabilidade e tamanho reduzido se comparado a fontes convencionais.

Dentre a grande variedade de conversores CC-CC disponíveis, alguns modelos são mais comumente utilizados que os demais, devido a maior facilidade de projeto ou maior nível de eficiência em determinada faixa de potência. Diante da necessidade de conversores não isolados, a topologia *buck* é utilizada para reduzir níveis de tensão, a *boost* é para elevar níveis de tensão e a *buck-boost* é capaz de realizar as duas operações dependendo do tempo de condução aplicado no interruptor, ou *duty cycle*, sendo essas topologias citadas, as mais básicas [5]. Na categoria dos isolados, os conversores do tipo *flyback*, *forward*, *half-bridge*, *full-Bridge* e *push-pull* são os mais utilizados. As topologias dos isolados podem operar como abaixadores ou elevadores de tensão, dependendo principalmente da relação de espiras do transformador. Os modelos são irrestritos a um funcionamento específico, porém são mais vantajosos em determinada faixa de potência, tendo como base, rendimento e dimensões dos componentes. Muitos desses conversores são derivações de conversores CC-CC não isolados, como exemplo, o conversor *forward* na Figura 1 é derivação do conversor *buck* na Figura 2.

O conversor *forward* (Figura 1) é uma ótima opção de topologia para operação em média potência, sendo utilizado até 300 W aproximadamente. Este modelo de conversor pode operar em dois regimes de funcionamento distintos, sendo o modo de condução contínua (MCC) e modo de condução descontínua

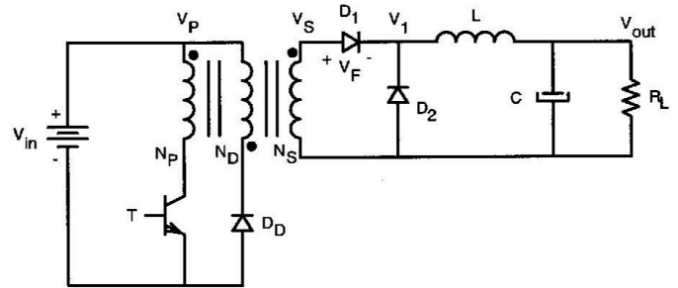


Fig. 1. Conversor *forward*. Fonte: [5].

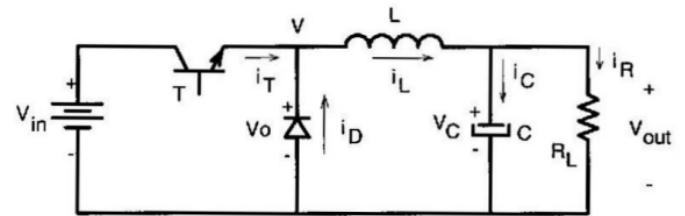


Fig. 2. Conversor *buck*. Fonte: [5].

(MCD). Para definir em qual modo ele está atuando, pode-se analisar a corrente no indutor  $L$  (Figura 1). Caso o valor de corrente nunca atinja o valor zero em regime permanente (Figura 3), o conversor está em operação contínua. Se o valor da corrente através do indutor zera em cada ciclo de operação (Figura 4), o conversor está atuando em modo descontínuo.

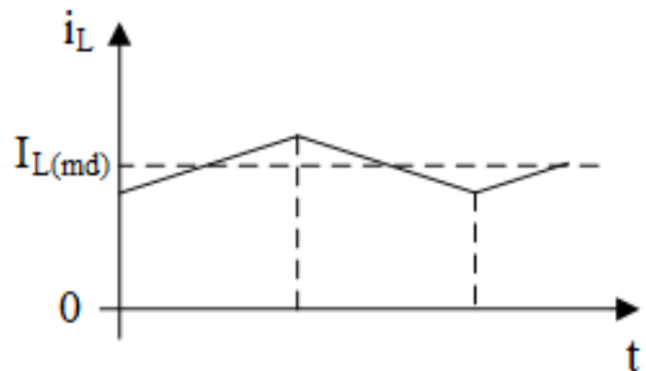


Fig. 3. Corrente no indutor  $L$  em MCC. Fonte: [6].

O conversor *forward* demonstrado na Figura 1 possui um interruptor para comutação e necessita de um enrolamento terciário no transformador denominado  $ND$ , ou enrolamento de desmagnetização. A utilização desse enrolamento é necessária, tendo como base que o transformador necessita de variação do campo magnético para que ocorra transferência de energia entre primário e secundário. Na entrada do primário do transformador há um nível CC que varia entre 0 V e  $V_{in}$ . Essa variação, dependendo da frequência de comutação do interruptor, pode ser insuficiente para garantir desmagnetização total do transformador, causando saturação do núcleo. Como

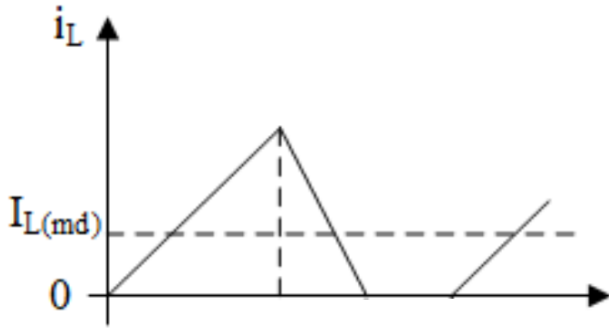


Fig. 4. Corrente no indutor  $L$  em MCD. Fonte: [6].

a corrente flui no sentido oposto no enrolamento  $ND$ , ocorre a desmagnetização total do transformador [5].

O conversor *forward* possui três etapas de funcionamento. Na primeira etapa (Figura 5), o interruptor conectado ao enrolamento primário do transformador está em condução, aplicando a tensão da fonte no enrolamento  $N_P$ . Nesta condição, o diodo  $D_D$  está polarizado inversamente, bloqueando a passagem de corrente pelo enrolamento de desmagnetização do transformador. O diodo  $D_1$  conectado no enrolamento  $N_S$  está conduzindo, enquanto  $D_2$  está bloqueado, permitindo que toda corrente transferida circule pelo indutor  $L$ , em direção da saída do circuito.

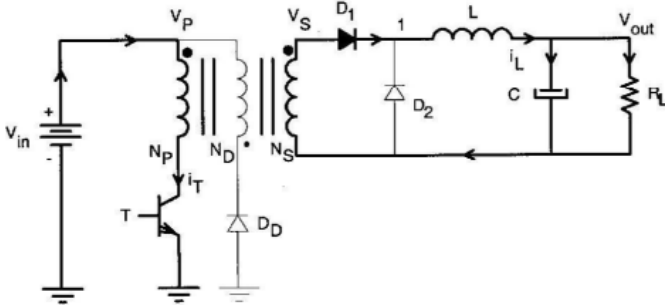


Fig. 5. Primeira etapa de funcionamento do conversor *forward*.  
Fonte: [5].

A segunda etapa de funcionamento demonstrado na Figura 6 é iniciada quando o interruptor é desenergizado, bloqueando a passagem de corrente pelo enrolamento primário. Neste caso, não ocorre transferência de energia entre o enrolamento  $N_P$  e  $N_S$ , permitindo que o capacitor  $C$  descarregue, polarizando diretamente o diodo  $D_2$ . A energia magnética armazenada no transformador durante a primeira etapa, gera um fluxo de corrente contrário que polariza diretamente o diodo  $D_D$ , possibilitando que a corrente de desmagnetização flua diretamente pelo enrolamento  $N_D$ .

A terceira e última etapa de funcionamento, ocorre quando já houve toda desmagnetização do transformador, porém o interruptor ainda permanece desligado. Nesta etapa, ocorre somente a descarga do capacitor  $C$  e do indutor  $L$ , na carga  $R_L$ .

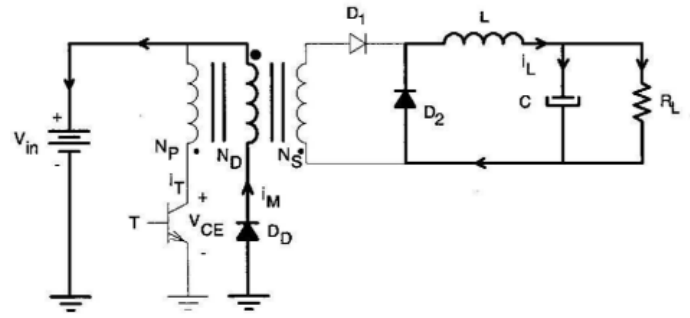


Fig. 6. Segunda etapa de funcionamento do conversor *forward*.  
Fonte: [5].

O período de chaveamento de um interruptor em um circuito refere-se ao intervalo de tempo em que a chave alterna entre os estados ligado e desligado. Este tempo  $T_s$  é inversamente proporcional à frequência de chaveamento, conforme:

$$T_s = \frac{1}{F_s} \quad (1)$$

No conversor *forward*, o período de chaveamento é composto por dois estados distintos: o estado de bloqueio e o estado de condução, também conhecido como “razão cíclica” ou “*duty cycle*”. Operando em modo de condução contínua, a equação para definir o *duty cycle* momentâneo no conversor é:

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

### B. Instrumentação e Tratamento de Sinais

De acordo com Albertazzi (2008, p. 6) [7], “Do ponto de vista técnico, a medição pode ser empregada, para monitorar, controlar e/ou investigar processos ou fenômenos físicos”. Na presença desta afirmação, torna-se indispensável a necessidade de medição para realização do sistema de controle do projeto.

Sistemas de medições, em geral, utilizam sensores, programas de computador, transdutores e demais componentes eletrônicos para coleta e tratamento do sinal desejado. Muitas vezes, o sinal obtido está em um nível elétrico ou grandeza diferente do suportado por algum componente eletrônico do sistema. Diante da demanda pela eliminação desta incompatibilidade entre os sinais fornecidos pelos transdutores/sensores e o controlador utilizado no projeto, o emprego de circuitos condicionadores no sistema torna-se essencial. Estes condicionadores podem ser classificados em algumas categorias, como, amplificação, filtragem, isolamento e linearização [8]. Uma solução para o desenvolvimento dos circuitos condicionadores é a utilização de amplificadores operacionais (AMPOP). Estes componentes podem ser empregados de diferentes maneiras estabelecendo várias alternativas operacionais. O amplificador inversor (Figura 7) é a topologia mais utilizada entre os amplificadores de ganho constante. O valor de tensão da saída é obtido pela multiplicação

do valor de tensão de entrada por um ganho fixo definido pelo quociente entre o resistor  $R_f$  e  $R_1$ , sendo o resultado final multiplicado por um valor unitário negativo [9].

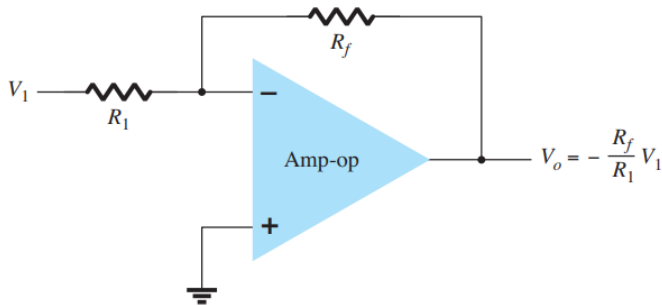


Fig. 7. Amplificador inversor de ganho constante. Fonte: [9].

A configuração não-inversora é outra topologia básica dos circuitos com AMPOPs. Seu funcionamento é similar ao amplificador inversor, porém neste caso, não ocorre inversão do sinal de saída. O cálculo do valor de  $V_o$  é demonstrado na Figura 8 [9].

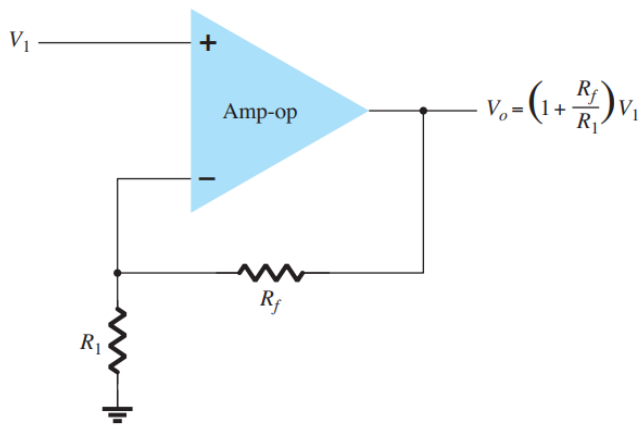


Fig. 8. Amplificador não inversor de ganho constante. Fonte: [9].

O amplificador diferencial é outro exemplo de circuito constituído de AMPOP. Essa topologia é mais utilizada em aplicações em que o sinal diferencial de entrada seja na ordem de milivolts e o sinal de entrada em modo comum seja muito maior. A Figura 9 a seguir, demonstra o esquemático do modelo [10].

Quando há a necessidade de isolar um sinal de entrada de uma carga, o *buffer* de tensão utilizando amplificadores operacionais demonstrado na Figura 10 se apresenta como uma excelente solução. Esse circuito possui ganho unitário, ou seja, o sinal de saída e o sinal de entrada possuem a mesma amplitude. Além disso, o *buffer* de tensão possui uma alta impedância de entrada, e uma baixa impedância de saída [9].

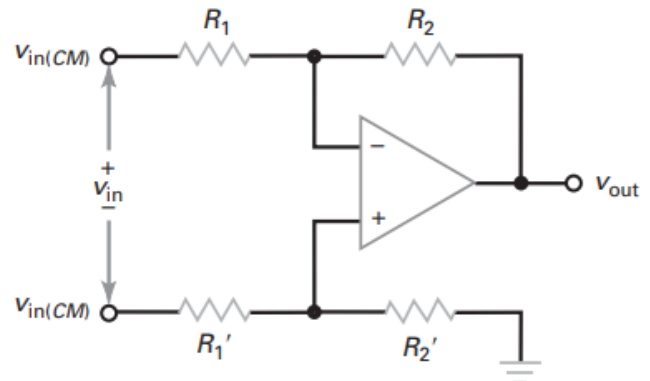


Fig. 9. Amplificador diferencial. Fonte: [10].

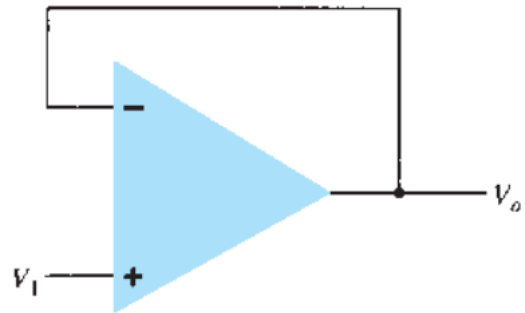


Fig. 10. Amplificador *buffer*. Fonte: [9].

### C. Sistema de Controle

Um sistema de controle consiste num conjunto de componentes interligados formando uma determinada configuração a fim de produzir uma resposta desejada no sistema. Esta configuração utiliza uma relação de entrada e saída, representando então uma relação de causa e efeito. Estes sistemas podem ser classificados em sistema de controle em malha aberta e sistema de controle em malha fechada. A topologia em malha aberta não possui retroação e gera diretamente um valor de saída em resposta a um sinal de entrada. A topologia em malha fechada possui uma medida complementar conectada a saída real do sistema com o intuito de comparar o valor real de saída com o valor desejado. Esta conexão para medição da saída é chamada de retroação [11].

Dois modalidades caracterizam os sistemas de controle, sendo o controle analógico e controle digital. O método de controle analógico é caracterizado pela utilização de componentes como AMPOPs e circuitos integrados que operam utilizando sinais analógicos. O sistema de controle digital trabalha com sinais digitais, ou sinais analógicos discretizados. Estes sinais, são coletados por sensores e/ou transdutores afim de serem processados por um computador ou microcontrolador [12].

O controle digital apresenta algumas vantagens em relação ao controle analógico, sendo mais compacto, tendo menos variação providas de ruídos e distúrbios e possuindo melhor

sensibilidade na coleta e entrega dos sinais. Esse modelo de controle tende a ser mais lento que o controle analógico, devido à velocidade limitada do microcontrolador (*MCU – microcontroller unit*) utilizado. Para mitigar esse efeito, o *MCU* utilizado deve ter uma frequência de *clock* elevada.

A Figura 11, demonstra de forma bem simples, o diagrama de blocos de um sistema digital. Nota-se que, a utilização de conversores analógicos/digitais e digitais/analógicos são indispensáveis para a aplicação de um sistema de controle digital. Esses dispositivos são fundamentais para a transmissão de sinais entre o domínio analógico e o domínio digital.

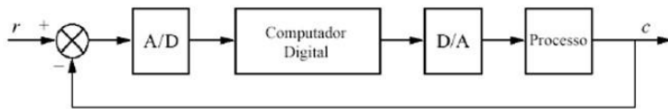


Fig. 11. Diagrama de blocos de um sistema de controle digital.  
Fonte: [13].

Existem características importantes para dimensionamento dos conversores A/D e D/A a serem utilizados. A faixa dinâmica indica a faixa na qual o sinal pode ser processado de forma linear e precisa pelo conversor, sem distorções significativas. Para garantir o máximo aproveitamento da faixa dinâmica do conversor em sinais fora de escala do equipamento, o sinal de entrada precisa ser condicionado. Isso significa que o sinal deve ser ajustado ou adaptado para que respeite os limites especificados pelo conversor. A resolução é outra característica muito importante. A resolução de um conversor, determina a menor quantidade que pode ser convertida, respeitando os limites da faixa dinâmica do sinal de entrada. Cada conversão realizada pelo componente demora um determinado tempo para ser finalizada. Este tempo, é contabilizado a partir do momento que um sinal de entrada for aplicado, resultando um sinal na saída. Cada conversor possui um tempo distinto, dependendo muito da estrutura do circuito e resolução do componente [14].

Para aplicar um sistema de controle em um microcontrolador ou computador, é necessário converter os sinais analógicos em sinais digitais, pois esses dispositivos operam com representações digitais de dados. A conversão analógico-digital envolve a amostragem do sinal analógico em intervalos regulares de tempo e a quantização dos valores amostrados para uma representação digital discreta. Ao realizar essa conversão, é importante considerar a presença de componentes de frequência no sinal analógico que possam afetar o desempenho do sistema de controle.

O teorema de Nyquist estabelece que, para reconstruir um sinal analógico adequadamente a partir de suas amostras digitais, a taxa de amostragem deve ser maior que o dobro da maior frequência presente no sinal analógico. Isso é conhecido como taxa de amostragem de Nyquist. A Figura 12 demonstra situações em que, quatro frequências distintas são utilizadas para demonstrar um sinal de 1 Hz. Dependendo da frequência

utilizada, pode ocorrer o falseamento do formato de onda, onde o formato do sinal obtido não é coerente com o sinal original [15].

É importante destacar que, a transformação de um sistema dinâmico contínuo em um sistema discreto, não se limita apenas na conversão analógico-digital. Torna-se necessário analisar as características de um sistema contínuo para o domínio discreto, levando em consideração o comportamento temporal e a resposta em frequência do sistema. Uma das técnicas para realizar esta análise é a Transformada Z. Esta ferramenta matemática permite analisar e representar sistemas dinâmicos em tempo discreto e é análoga à Transformada de Laplace utilizada em sistemas contínuos. Existem diferentes métodos para calcular a Transformada Z, como a transformação direta, a utilização de tabelas de transformadas ou o uso de software de cálculo numérico. A transformada Z é representada por:

$$X(z) = \sum_{j=0}^{\infty} x(j) z^{(-j)}. \quad (3)$$

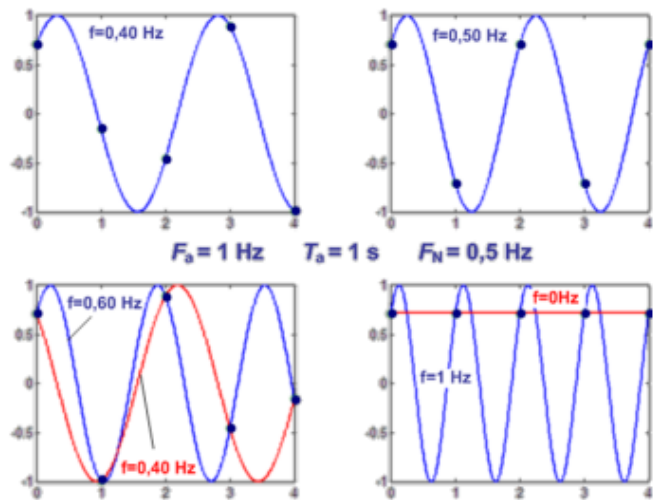
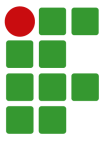


Fig. 12. Fenômeno de falseamento. Fonte: [15].

Existem duas abordagens diferentes para realizar o projeto de controlador em um sistema discreto. Pode-se substituir por emulação um controlador contínuo já projetado  $C(S)$  por seu equivalente  $C(Z)$  ou projetar a raiz de um controlador em tempo discreto a partir de seu equivalente discreto  $F(Z)$  da planta contínua descrita por  $F(S)$  [15].

#### D. Microcontrolador

Existem diversos modelos de microcontroladores disponíveis no mercado, que podem ser adquiridos individualmente para uso em circuitos específicos. No entanto, para projetos rápidos e de instalação simples, uma excelente opção são as placas microcontroladoras. Essas placas já vêm com os componentes necessários pré-instalados e estão prontas para uso, sem a necessidade de modificações no hardware.



A NXP é uma empresa desenvolvedora dessas placas de prototipagem. Atualmente, ela fornece diversos modelos de placas, como as linhas K6x, K1x e K2x. Um dos modelos de baixo custo é a FRDM-K64F representado na Figura 13. Esse modelo de placa é construído para ser compatível com o Arduino UNO (Figura 14), que é um dos modelos mais baratos e conhecidos [16].

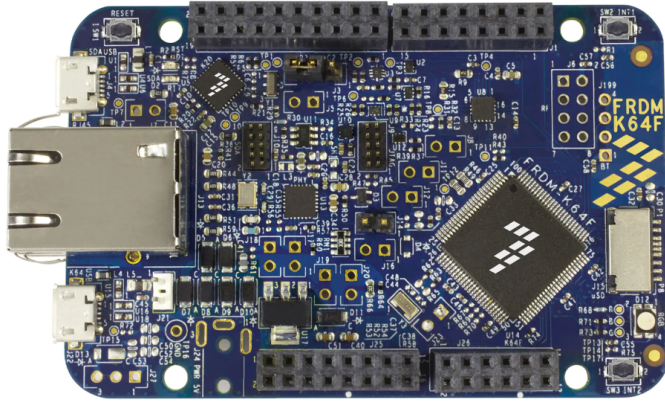


Fig. 13. Placa de desenvolvimento FRDM-K64F. Fonte: [16].

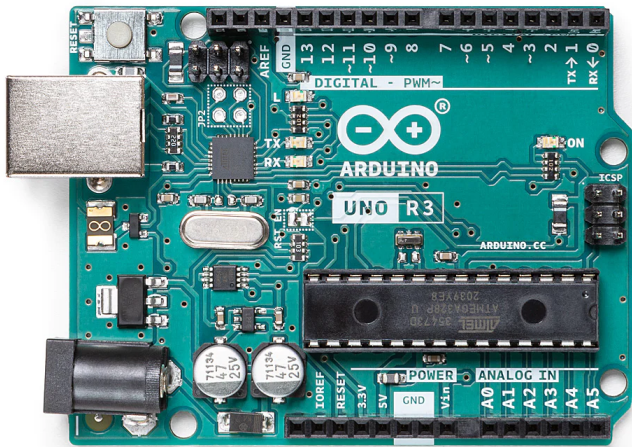


Fig. 14. Placa de desenvolvimento Arduino UNO. Fonte: [17].

Apesar de ser compatível com o Arduino UNO, o FRDM-K64F se destaca por utilizar um microcontrolador mais rápido e com maior quantidade de funcionalidades. Enquanto o Arduino UNO é equipado com o microcontrolador ATmega328P, que possui um *clock* de sistema de 16 MHz [17], o FRDM-K64F utiliza o microcontrolador MK64FN1M0VLL12 da NXP, que possui uma velocidade de *clock* de 120 MHz. Essa diferença na velocidade de *clock* proporciona ao FRDM-K64F um desempenho superior, permitindo a execução de tarefas mais complexas e exigentes em termos de processamento [16]. Além disso, o microcontrolador da NXP oferece uma variedade maior de recursos e funcionalidades, tendo conversores analógico-

digital de 16 bits, 256 kB de RAM, conectividade via USB, entre outros, ampliando as possibilidades de desenvolvimento de projetos mais avançados. Essas configurações são essenciais para um bom funcionamento do projeto. O conversor analógico-digital de 16 bits fornece uma grande resolução para aquisição dos valores necessários. A alta frequência de operação do MCU da NXP também faz-se necessário, permitindo que o microcontrolador faça grandes quantidades de operações em uma pequena fração de tempo.

O FRDM-K64F utiliza o MCUXpresso® IDE como ambiente de programação. Este *software* é baseado no Eclipse, e oferece suporte a várias linguagens de programação, como C e C++. Além disso, o MCUXpresso® fornece uma vasta biblioteca de periféricos, *drivers* e exemplos de códigos pré-configurados.

### III. PROJETO COMPLETO DO CONVERSOR

O presente tópico aborda três etapas principais, nas quais são apresentados o desenvolvimento e projeto do conversor, bem como da placa de condicionamento de sinais. Além disso, é demonstrado o projeto e dimensionamento do sistema de controle, juntamente com sua aplicação em *software*.

#### A. Projeto do circuito de potência do conversor forward

O dimensionamento dos componentes do conversor *forward* deve obedecer a valores limites previamente definidos no início do projeto. Essas especificações iniciais adotadas são apresentadas na Tabela I.

Com base nos limites estabelecidos, foram realizados cálculos matemáticos com auxílio do *software* Smath®, para dimensionar os componentes que compõem o projeto. Todo o desenvolvimento inicial foi simulado no *software* LTspice®, visando validar o funcionamento do conversor e coletar resultados relevantes. Após as validações e análises dos dados obtidos, o *design* da placa de circuito impresso foi projetado no *software* Proteus®.

1) *Circuito de retificação*: A alimentação de entrada do conversor atende os requisitos de tensão de alimentação fornecidos na Tabela I. É conhecido que o conversor *forward* é um conversor CC-CC e requer uma fonte de tensão contínua no primário do transformador para seu funcionamento. Com base nos pré-requisitos, é projetado uma ponte retificadora composta por quatro diodos avulsos e um capacitor de filtro, a fim de reduzir a tensão de “ripple”.

Para o dimensionamento dos diodos de retificação, é necessário conhecer a corrente drenada pelo enrolamento primário do transformador, expressa pela Equação (11). A queda de tensão reversa nos diodos é igual à tensão sobre o capacitor  $C_1$  (Figura 15), conforme demonstrado:

$$V_{in,max} = V_{in}\sqrt{2}. \quad (4)$$

**TABELA I**  
Especificações do conversor

Descrição	Valor
Tensão de entrada	220 V
Frequência da rede	60 Hz
Varição máxima de tensão na entrada	7 %
Frequência de chaveamento	100 kHz
Razão cíclica máxima	0,45
Razão cíclica mínima	0,05
Varição máxima de tensão na saída	1 %
Varição máxima de corrente na saída	8 %
Tensão de saída	0 à 30 Vcc
Corrente de saída	0 à 6 A
Potência máxima	180 W
Densidade de corrente máxima	450 A/cm <sup>2</sup>
Varição campo magnético no indutor	0,3 T
Varição campo magnético no transformador	0,2 T
Coefficiente de perda por histerese	4x10 <sup>-5</sup>
Coefficiente de perdas por corrente parasita	4x10 <sup>-10</sup>
Coefficiente do Snubber	1,5
Fator de ocupação janela carretel indutor	0,7
Fator de ocupação janela carretel trafo	0,4
Fator de ocupação enrol. primário trafo	0,4

Fonte: Autoria própria.

O valor necessário de capacitância do capacitor é:

$$C_1 = \frac{I_{ef,pri}}{2 F_{rede} V_{in,max} \Delta_{ripple}} \quad (5)$$

2) *Transformador e interruptor*: O transformador utilizado no conversor *Forward* deve ser dimensionado corretamente para atender às especificações do circuito, permitindo a operação em altas frequências. O dimensionamento desse componente envolve a seleção adequada do núcleo, número de espiras, seção do fio utilizado, consideração das perdas, entre outros aspectos relevantes. Para início do projeto, é definido que o enrolamento do transformador terá 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 %. Esses parâmetros são estabelecidos para garantir a correta distribuição das bobinas e otimizar o espaço de utilização do transformador [18].

O coeficiente de área do núcleo do transformador é calculado conforme:

$$A_e A_{w,T} = \frac{2 P}{K_{w,T} K_{p,T} J_{max} F_s \Delta_{B,T}} \quad (6)$$

Respeitando 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 na Equação (6). O modelo de núcleo escolhido é o E-42/15 possuindo  $A_e$  de 1,81 cm<sup>2</sup> e  $A_w$  de 1,57 cm<sup>2</sup>.

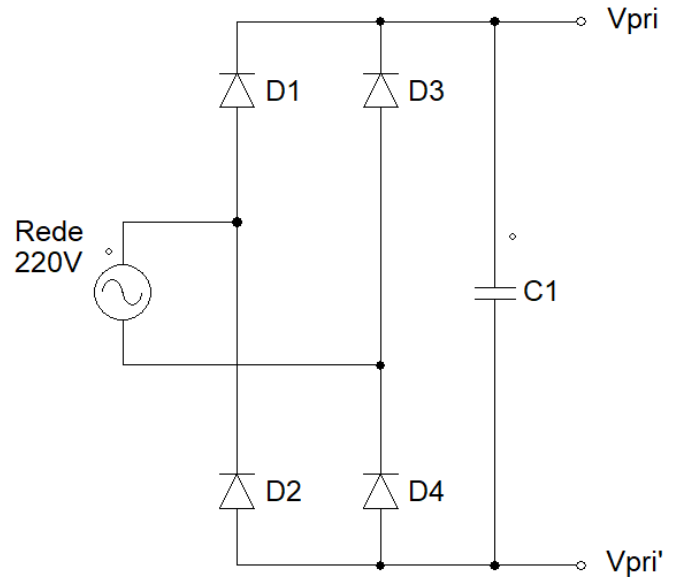


Fig. 15. Etapa de retificação. Fonte: Autoria própria.

O número necessário de espiras no enrolamento primário do transformador é dado por:

$$N_{pri} = \frac{V_{in,max} D_{max}}{A_{e,T} \Delta_{B,T} F_s} \quad (7)$$

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

$$\eta_{esp} = 1,1 \frac{V_{out,sec} + V_f D_{max}}{V_{in,max} D_{max}} \quad (8)$$

Com os valores encontrados nas Equações (7) e (8), a quantidade de espiras no enrolamentos secundário pode ser definida da seguinte forma:

$$N_{sec} = N_{pri} \eta_{esp} \quad (9)$$

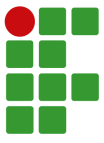
Após a seleção do modelo do transformador utilizado, torna-se necessário realizar o dimensionamento dos fios dos enrolamentos. Para isso, é essencial obter informações precisas sobre as correntes que fluirão nos enrolamentos primário, secundário e desmagnetização.

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

$$I_{pic,pri} = \frac{I_{out,max}}{\eta_{esp}} \quad (10)$$

A partir da corrente de pico, a corrente eficaz é calculada conforme:

$$I_{ef,pri} = \frac{I_{pic,pri}}{\sqrt{2}} \quad (11)$$



Conhecido o valor da corrente eficaz (Equação (11)), pode-se calcular a seção do fio através de:

$$S_{fio,pri} = \frac{I_{ef,pri}}{J_{max}} \quad (12)$$

A corrente elétrica em um condutor energizado flui principalmente na região da superfície, e esse fenômeno é conhecido como efeito pelicular ou efeito “skin”. Esse efeito se torna mais significativo em altas frequências, e limita o diâmetro máximo do condutor a ser utilizado [18].

A profundidade de penetração do efeito pelicular pode ser calculada por meio de:

$$\Delta_p = \frac{7,5}{\sqrt{F_s}} \quad (13)$$

Tendo como base o valor de profundidade de campo encontrado, o diâmetro máximo do condutor utilizado deve ser:

$$\theta_{max,cond} = 2 \Delta_p \quad (14)$$

A área do fio escolhido deve ser maior que o valor resultante na Equação (12), porém, para respeitar a profundidade de penetração da corrente elétrica calculada, o diâmetro do fio não pode ultrapassar o valor resultante da Equação (14). Em determinadas situações, a corrente que flui em um enrolamento pode exceder a capacidade de condução de um único fio, exigindo a adição de fios em paralelo. A verificação dessa necessidade é realizada da seguinte maneira:

$$N_{fios,pri} = \frac{S_{fio,pri}}{S_{fio,escolhido,pri}} \quad (15)$$

Considerando a área do fio, comprimento e a quantidade de fios necessários para suportar a corrente no enrolamento, é realizada uma verificação da área mínima necessária que a janela do transformador deve conter, conforme a Equação (16). Esta etapa possui finalidade de garantir que a janela do transformador seja dimensionada adequadamente para acomodar os fios necessários.

$$A_{w,T,pri,min} = \frac{N_{pri} N_{fios,pri} S_{fio,escolhido,pri}}{K_{w,T}} \quad (16)$$

O fator de ocupação em relação à área total da janela do transformador é calculado utilizando:

$$E_{x,T,pri} = \frac{A_{w,T,pri,min}}{A_{w,T}} \quad (17)$$

A resistência do enrolamento primário pode ser determinada com base em:

$$R_{enr,T,pri} = \frac{\rho_{fio,T,pri} l_{espira,T} N_{pri}}{N_{fios,pri}} \quad (18)$$

Uma vez determinado o valor da resistência do enrolamento, é possível calcular a potência dissipada, conforme:

$$P_{enr,T,pri} = R_{enr,T,pri} I_{ef,pri}^2 \quad (19)$$

Ao determinar as 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
(11)	$I_{ef,sec}$	$I_{pic,sec}$
(12)	$S_{fio,sec}$	$I_{ef,sec}, J_{max}$
(15)	$N_{fios,sec}$	$S_{fio,sec}, S_{fio,escolhido,sec}$
(16)	$A_{w,T,sec,min}$	$N_{sec}, N_{fios,sec}, S_{fio,escolhido,sec}, K_{w,T}$
(17)	$E_{x,T,sec}$	$A_{w,T,sec,min}, A_{w,T}$
(18)	$R_{enr,T,sec}$	$\rho_{fio,T,sec}, l_{espira,T}, N_{sec}, N_{fios,sec}$
(19)	$P_{enr,T,sec}$	$I_{ef,sec}$

Fonte: Autoria própria.

No enrolamento de desmagnetização, a corrente eficaz é:

$$I_{ef,des} = 0,05 I_{ef,pri} \quad (20)$$

Para garantir a desmagnetização total do transformador, o número de espiras do enrolamento de desmagnetização pode ser considerado igual ao número de espiras do enrolamento primário. Dessa forma, busca-se assegurar que o fluxo magnético residual seja completamente eliminado durante cada ciclo de operação em que o transformador se desmagnetiza [5].

As equações adicionais usadas para o dimensionamento do enrolamento de desmagnetização (conforme Tabela III) podem ser adaptadas seguindo o mesmo procedimento adotado para o dimensionamento do enrolamento secundário (conforme Tabela II).

**TABELA III**  
Dimensionamento do enrolamento de desmagnetização

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

Fonte: Autoria própria.

A ocupação total dos enrolamentos do transformador é determinada através da Equação (21). Essa equação permite calcular a porcentagem de ocupação dos enrolamentos em relação à área disponível na janela do transformador.

$$E_{x,T,tot} = E_{x,T,pri} + E_{x,T,sec} + E_{x,T,des} \quad (21)$$

Conhecendo a potência dissipada em cada enrolamento do transformador, é possível calcular a potência total dissipada nos enrolamentos utilizando:

$$P_{enr,T,tot} = P_{enr,T,pri} + P_{enr,T,sec} + P_{enr,T,des}. \quad (22)$$

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

$$P_{nucleo,T} = \Delta B T^{2,4} ((K_h F_s) + (K_f F_s^2)) V_{nucleo,T}. \quad (23)$$

Tendo em vista a importância de conhecer a temperatura final alcançada no transformador, é necessário calcular a resistência do núcleo utilizado. Para isso, utiliza-se:

$$R_{nucleo,T} = 23 A_e A_w T_{tot}^{(-0,37)}. \quad (24)$$

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

$$\Delta T_{nucleo,T} = (P_{enr,T,tot} + P_{nucleo,T}) R_{nucleo,T}. \quad (25)$$

Algumas características são cruciais para escolha do interruptor utilizado. É fundamental que a frequência suportada por  $Q1$  (Figura 16) deve ser maior que a frequência  $F_s$ . Além disso, a corrente suportada pelo interruptor deve ser superior à corrente que flui no enrolamento primário do transformador. Uma característica importante do conversor Forward é a queda de tensão sobre o interruptor utilizado é o dobro de  $V_{in,max}$ . Portanto, é essencial que o interruptor seja capaz de suportar essa tensão resultante [18].

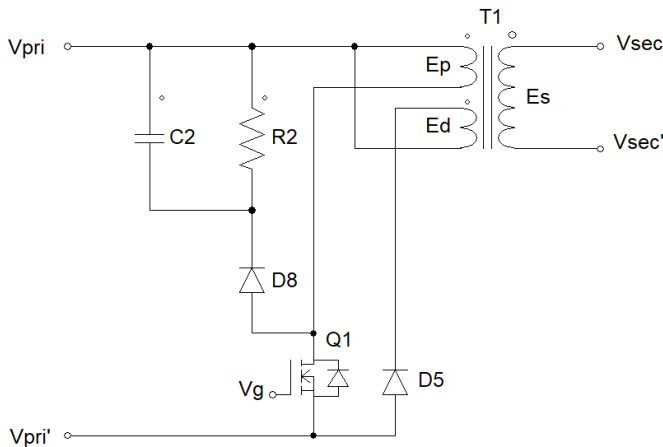


Fig. 16. Estágio de transformação. Fonte: Autoria própria.

3) *snubber RCD*: No conversor *forward*, a presença de indutâncias parasitas no circuito tem um impacto direto na tensão sobre o interruptor durante a fase de desligamento. Quando o interruptor está sendo desligado em  $T_{off}$ , as indutâncias parasitas afetam a corrente através de  $Q1$ , resultando

em picos de tensão muito elevados que podem ocasionar na queima do interruptor. Uma solução para esse problema é utilizar um circuito de amortecimento de tensão, conhecido como *snubber*, em paralelo com o enrolamento primário do transformador. Esse circuito limita a tensão a um valor projetado, ajudando a proteger o interruptor e prevenindo danos causados pelos picos de tensão [18].

O circuito *snubber* utilizado em paralelo com o enrolamento primário do transformador (Figura 16), é um modelo *RCD* (*resistor – capacitor – diodo*), onde, a queda de tensão é calculada a partir de:

$$V_{snub} = K_{snub} V_{in,max} \frac{N_{pri}}{N_{sec}}. \quad (26)$$

O dimensionamento do resistor no circuito de amortecimento é realizado da seguinte forma:

$$R_{snub} = \frac{V_{snub}^2}{0,5 L_{disp} I_{pic,pri}^2 F_s \frac{V_{snub}}{V_{in,max} - 1}}. \quad (27)$$

A partir do valor da resistência, é possível determinar o valor do capacitor da seguinte maneira:

$$C_{snub} = \frac{V_{snub}}{\Delta V_{snub} V_{snub} R_{snub} F_s}. \quad (28)$$

4) *Saída do circuito*: Os diodos  $D6$  e  $D7$  demonstrados na Figura 17 devem possuir limites de queda de tensão reversa e corrente nominal maiores que os valores fornecidos pelo secundário do transformador.

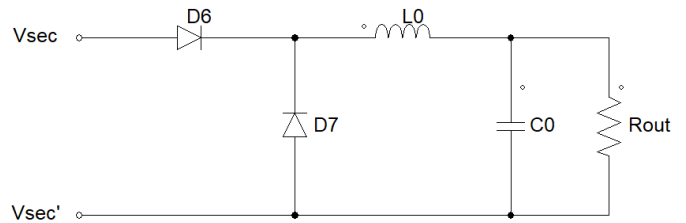


Fig. 17. Saída do conversor *forward*. Fonte: Autoria própria.

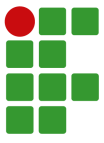
O dimensionamento do indutor  $L_0$  é semelhante ao do transformador, sendo necessário calcular o modelo do núcleo a ser utilizado, quantidade de espiras e área do fio.

Inicialmente, a indutância do indutor é calculada conforme:

$$L_0 = \frac{V_{out,sec}}{4 F_s \Delta I_{L,max} I_{out,max}}. \quad (29)$$

Conhecida a indutância necessária, é importante determinar a corrente de pico que percorre o indutor. Para isso:

$$I_{pic,L} = I_{out,max} + \frac{I_{out,max} * \Delta I_{L,max}}{2}. \quad (30)$$



Obtido o valor da corrente de pico em  $L_0$ , é possível calcular o coeficiente de área do núcleo do indutor, através de:

$$A_e A_{w,L} = \frac{L_0 I_{pic,L} I_{out,max}}{K_{w,L} \Delta B_L J_{max}} \quad (31)$$

A quantidade de espiras necessárias no indutor pode ser determinada em:

$$N_L = \frac{L_0 I_{pic,L}}{\Delta B_L A_e L} \quad (32)$$

Os cálculos relacionados à escolha do fio, quantidade de fios, perdas no enrolamento e perdas no núcleo do indutor seguem as mesmas equações utilizadas no dimensionamento do transformador. No entanto, são utilizadas variáveis específicas relacionadas aos valores escolhidos para o indutor conforme demonstrado na Tabela IV.

**TABELA IV**  
Dimensionamento do indutor

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

Fonte: Autoria própria.

O capacitor  $C_0$  representado na Figura 17, localizado na saída do circuito, tem a função de ajustar a ondulação de tensão de saída. O cálculo desse capacitor pode ser realizado conforme:

$$C_0 = \frac{\Delta I_{L,max} I_{out}}{2 \pi F_s \Delta V_{c,max} V_{out}} \quad (33)$$

5) *Componentes utilizados para o conversor forward*: A Tabela V apresenta os componentes utilizados no projeto do conversor *forward*, cujo os valores são calculados a partir das equações mencionadas na presente seção.

6) *Esquemático*: Utilizando os componentes listados na Tabela V, é possível criar um esquemático e um layout completo do conversor. O *software* Proteus® é utilizado para realizar o projeto da placa, fornecendo recursos que possibilitam a elaboração detalhada do circuito. Este *software*, permite criação do esquemático (Figura 18) do projeto conforme o necessário, além da criação e demonstração da representação física da placa. São adicionados no circuito capacitores e circuitos *snubbers* com finalidade de diminuir interferências geradas por indutâncias parasitas e outras não idealidades do circuito.

**TABELA V**

Componentes utilizados no conversor forward

Nomenclatura	Quantidade	Descrição
F1	1	Fusível de vidro 1 A
D1, D2, D3, D4	4	Diodo 1N5408
D5, D6, D7, D8	4	Diodo MUR860
C1	1	Capacitor Eletrol. 470 uF 450 V
CS1, CS3, CS4, CS5	4	Capacitor Poliéster 100 nF 400 V
CS2	1	Capacitor 10 nF 400 V
C2	1	Capacitor 10 nF 1600 V
C0	1	Capacitor 4,7 $\mu F$ 63 V
R2	1	Resistor cerâmico 180 k $\Omega$ 3 W
R3	1	Resistor cerâmico 10 $\Omega$ 1/4 W
R4	1	Resistor cerâmico 100 k $\Omega$ 1/4 W
RS3, RS4	2	Resistor cerâmico 56 $\Omega$ 10 W
RDIV <sub>1</sub>	1	Resistor cerâmico 120 k $\Omega$ 1/4 W
RDIV <sub>2</sub>	1	Resistor cerâmico 10 k $\Omega$ 1/4 W
RSHUNT	1	Resistor cerâmico 0,01 $\Omega$ 1/4 W
Q1	1	MOSFET IRFBG30
J1, J2, J3, J4	5	Conector bloco 2 pinos
T1, L0	2	Núcleo de ferrite E42/15 + carretel
T1, L0	30m	Fio de cobre AWG 27
T1, L0	10m	Fio de cobre AWG 18
T1, L0	2	Dissipador de alumínio

Fonte: Autoria própria.

### B. Placa de tratamento de sinais

A leitura dos valores de tensão e corrente no conversor são cruciais para o monitoramento e controle adequado do sistema. Esses sinais são coletados de forma instantânea no circuito por meio de sensores dedicados e, em seguida, são processados de maneira apropriada afim de equalizar níveis de tensão diferentes. A Figura 19 demonstra, no circuito, os locais de instalação dos sensores para aquisição dos sinais.

1) *Leitura do sinal de corrente*: Dentre os modelos de sensores disponíveis para medição de corrente, o resistor *shunt*, sensor de efeito *Hall* e transformadores de corrente são os mais conhecidos. Para aplicação no conversor *forward*, visando minimizar os custos, foi adotado o resistor *shunt* para medição da corrente na saída do circuito. Esta topologia é escolhida devido à sua simplicidade, baixo custo em comparação com outros sensores e capacidade de fornecer uma medição precisa da corrente [19].

O resistor *shunt* desempenha um papel simples no circuito. Ele é instalado em série no local desejado. De acordo com a Lei de Ohm, a corrente flui pelo resistor, resultando em uma queda de tensão proporcional. Um circuito condicionador é conectado ao resistor *shunt* para coletar o sinal de tensão gerado. Esse sinal é então enviado a um controlador lógico, que realiza as operações necessárias para calcular e exibir o valor da corrente.

Foi estabelecido um valor mínimo de carga de 0,8  $\Omega$  para a medição na fonte de corrente. Devido a essa baixa resistência, decidiu-se utilizar um resistor *shunt* de 10 m $\Omega$  para minimizar a influência na medição. É importante observar que, durante a

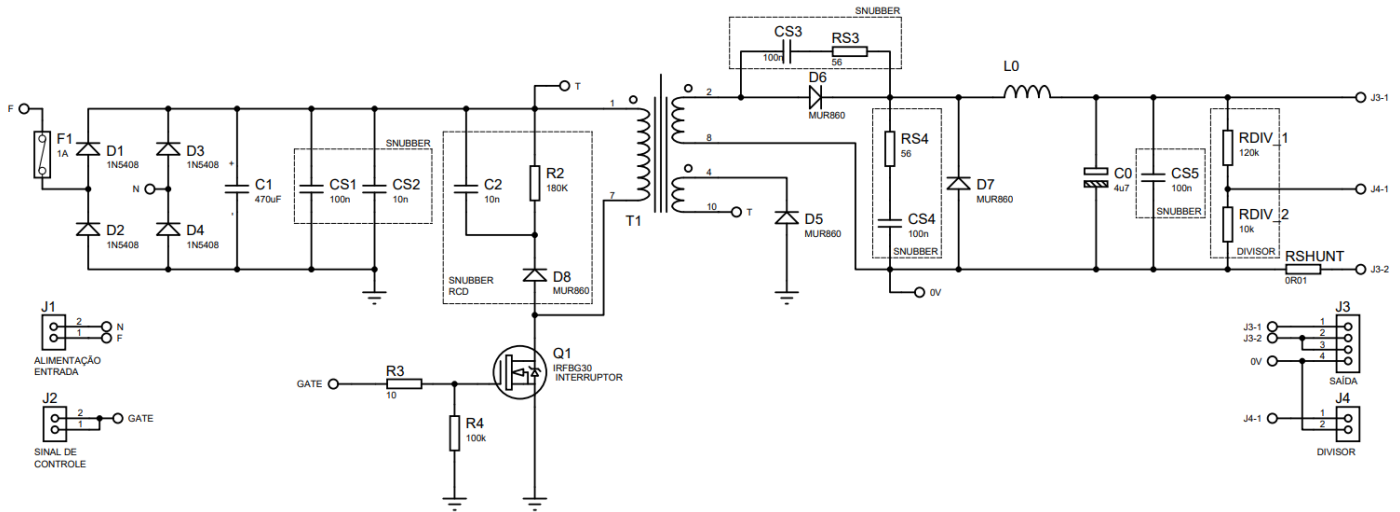


Fig. 18. Esquemático completo do conversor *forward*. Fonte: [18].

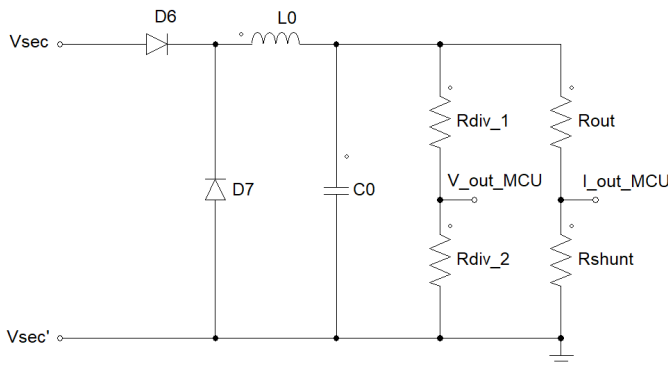


Fig. 19. Sensores instalados na saída do conversor. Fonte: Autoria própria.

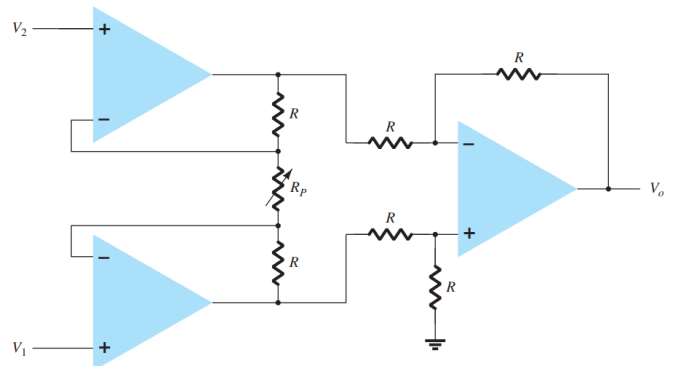


Fig. 20. Amplificador de instrumentação. Fonte: [9].

corrente máxima na carga, a queda de tensão no resistor *shunt* será de no máximo 60 mV. A topologia de amplificador mais adequada para medição de valores nessa escala é o amplificador de instrumentação (Figura 20).

O amplificador de instrumentação ilustrado na Figura 20 é projetado para amplificar sinais diferenciais, ou seja, a diferença de potencial entre dois pontos de entrada. Essa característica, faz com que a topologia possua alta rejeição de Modo comum, ou CMRR. O CMRR refere-se à capacidade do amplificador em rejeitar ruídos de modo comum, que são ruídos que afetam igualmente ambos os pontos de entrada,  $V_1$  e  $V_2$ . Esses ruídos indesejados não são amplificados pelo amplificador, resultando em um sinal resultante de maior qualidade [10].

A tensão de saída desse modelo de amplificador é dado por:

$$\frac{V_o}{V_1 - V_2} = 1 + \frac{2R}{R_p}. \quad (34)$$

Para o projeto do amplificador de instrumentação, são utilizados três amplificadores operacionais TL072. Este amplificador possui um limite de alimentação simétrica de +18 V e -18 V. A tensão de *offset* de entrada é próximo de 3,00 mV e *slew rate* em ganho é unitário de 13,00 V/ $\mu$ s [20]. Este modelo possui baixo custo de aquisição, além de ser facilmente encontrado para compra. Os resistores  $R$  utilizados possuem resistência de 100 k $\Omega$ . Para o resistor ajustável  $R_f$ , foi instalado um *trimpot* de 100 k $\Omega$  para facilitar no ajuste de tensão de saída do circuito.

São acoplados à saída do amplificador de instrumentação mais duas topologias de amplificadores. A Figura 21, representa um amplificador somador de três entradas. Cada sinal enviado nesses canais são amplificados pelo seu correspondente fator de ganho, conforme:

$$V_{os} = - \left( \frac{R_f}{R_1} V_1 + \frac{R_f}{R_2} V_2 + \frac{R_f}{R_3} V_3 \right). \quad (35)$$

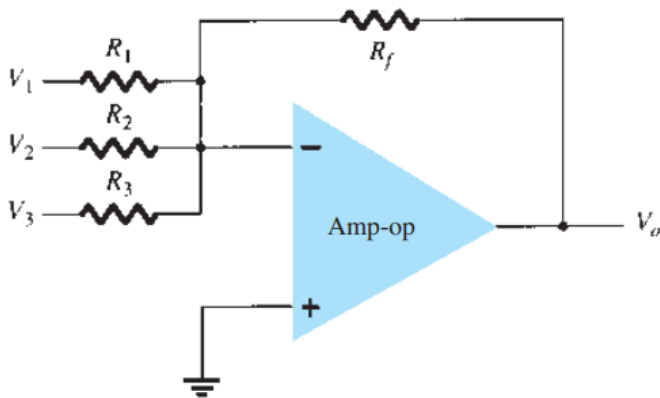


Fig. 21. Amplificador somador. Fonte: [9].

Dentro do circuito condicionador, o amplificador somador possui duas entradas distintas. Uma das entradas recebe os sinais provenientes do amplificador de instrumentação, enquanto a outra é dedicada à tensão de *offset*. A presença dessa entrada de *offset* facilita o ajuste da tensão de saída do circuito, permitindo também a eliminação de sinais negativos indesejáveis, que podem ser prejudiciais para o MCU. Posteriormente, a saída do amplificador somador, que resulta em um valor negativo, é conectada a um amplificador inversor (Figura 7) com ganho unitário. Como mencionado anteriormente, o amplificador inversor inverte o sinal de entrada, assegurando que todo sinal negativo recebido do amplificador somador seja convertido em positivo.

2) *Leitura do sinal de tensão*: A leitura do sinal de tensão na carga utiliza um modelo de circuito muito simples. Como demonstrado na Figura 19,  $V_{outMCU}$  é coletado a partir de um divisor resistivo. Esse modelo de divisão de tensão não é robusto e possui baixo custo de aquisição [19]. O divisor resistivo é projetado para fornecer 3,3 V em  $V_{outMCU}$ , quando o circuito atingir 40 V na carga. Os valores dos resistores podem ser obtidos conforme:

$$V_{outMCU} = \frac{R_{div2} V_{out}}{R_{div1} + R_{div2}}. \quad (36)$$

Nota-se que,  $V_{out}$  foi considerado 40 V, fornecendo uma faixa de tensão segura para o MCU.

O valor resultante em  $V_{out}$  é coletado por um amplificador *buffer*, como demonstrado na Figura 10. Este circuito isola o sinal coletado do divisor de tensão além de ser capaz de fornecer corrente suficiente na saída, devido sua baixa impedância, sem degradar a qualidade do sinal enviado [9].

3) *Acionamento do interruptor*: Para realizar o acionamento do MOSFET  $Q1$ , presente na Tabela V, mantendo o secundário do conversor *forward* isolado, é comum utilizar um circuito com optoacoplador. O optoacoplador é um dispositivo composto por um diodo emissor de luz (*LED – light emitter diode*) e

um fototransistor em um invólucro comum. Ele é projetado para permitir o acoplamento óptico entre a entrada e a saída do circuito, garantindo isolamento elétrico, como pode ser visto na Figura 22.

4) *Esquemático*: Seguindo o mesmo procedimento realizado no projeto da placa do conversor *forward*, a placa de instrumentação tem o esquemático desenvolvido no software Proteus®, conforme demonstra a Figura 22.

### C. Modelagem e controle

O projeto do sistema de controle para o conversor *forward* é crucial na aplicação de medição de resistência. Uma vez que a carga a ser medida não é constante, é necessário controlar os níveis de corrente e tensão aplicados para evitar danos durante o teste. Um controle preciso é fundamental para garantir a segurança da carga e obter medições confiáveis.

1) *Modelagem do conversor forward*: A dinâmica de diversos sistemas elétricos, mecânicos, térmicos, entre outros, são comumente descritos e equacionados a partir de equações diferenciais. Em sistemas elétricos por exemplo, as equações são retiradas a partir da Lei de Kirchhoff. Dependendo do sistema a ser considerado, um modelo matemático pode ser mais adequado que outro. Em análises de resposta transitória ou da resposta em frequência de um sistema linear, invariante no tempo, de entrada e de saída únicas, a demonstração pela função de transferência pode ser a mais conveniente a ser utilizada [21].

Segundo Ogata (2010, v.5, p. 12-13):

“A função de transferência de um sistema representado por uma equação diferencial linear invariante no tempo é definida como a relação entre a transformada de Laplace da saída (função de resposta — *response function*) e a transformada de Laplace da entrada (função de excitação — *driving function*), admitindo-se todas as condições iniciais nulas”.

O controle do conversor *forward* é realizado com base na corrente de saída. Para isso, a função de transferência é estabelecida para relacionar a corrente de saída com a variável de controle, que no caso é a razão cíclica. Essa função de transferência permite ajustar a razão cíclica de forma a regular a corrente de saída do conversor de acordo com os requisitos desejados.

Com finalidade de se obter uma modelagem mais precisa, é considerado na análise as resistências série dos componentes como o indutor e o capacitor, conforme demonstrado na Figura 23.

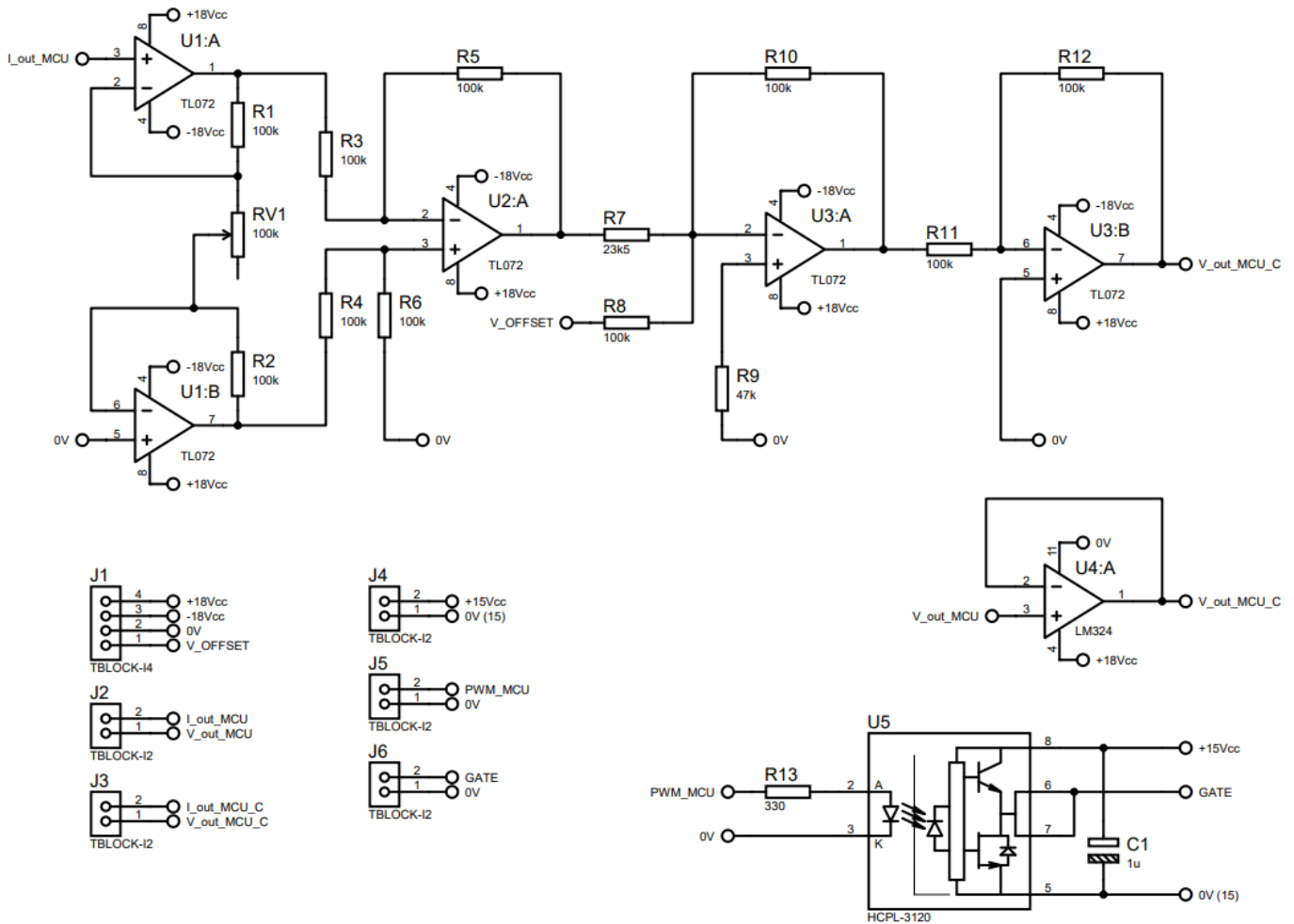
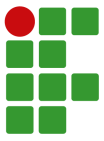


Fig. 22. Esquemático completo da placa de instrumentação. Fonte: Autoria própria.

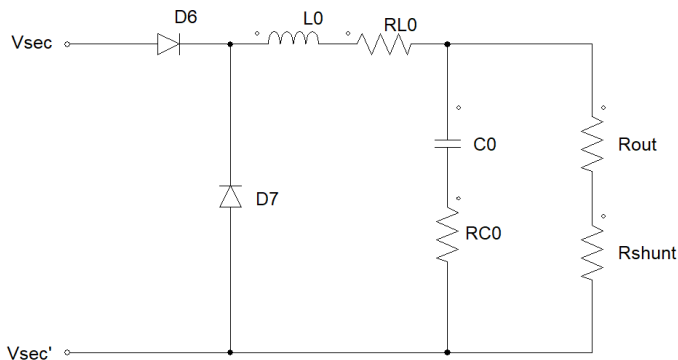


Fig. 23. Circuito do conversor forward para modelagem. Fonte: Autoria própria.

Analisando o circuito, tem-se que, a tensão no indutor pode ser descrita da seguinte forma:

$$L_0 \frac{dI_{L0}}{dt} = D V_g - V_{out} - I_{L0} R_{L0}. \quad (37)$$

Aplicando Laplace na Equação (37), obtém-se:

$$s L_0 I_{L0} = D V_g - V_{out} - I_{L0} R_{L0}. \quad (38)$$

A corrente no capacitor  $C_0$  também é analisada a partir de:

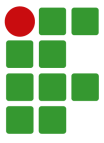
$$C_0 \frac{dV_{C0}}{dt} = I_{L0} - \frac{V_{out}}{R_{out}}. \quad (39)$$

A tensão no capacitor pode ser descrita conforme:

$$V_{C0} = V_{out} - R_{C0} \left( I_{L0} \frac{V_{out}}{R_{out}} \right). \quad (40)$$

Substituindo a Equação (40) em (39) tem-se:

$$C_0 \left( \frac{d \left( V_{out} - R_{C0} \left( I_{L0} \frac{V_{out}}{R_{out}} \right) \right)}{dt} \right) = I_{L0} - \frac{V_{out}}{R_{out}}. \quad (41)$$



Aplicando Laplace na Equação (40), resulta em:

$$s C_0 \left( V_{out} - R_{C0} I_{L0} + \frac{V_{out} R_{C0}}{R_{out}} \right) = I_{L0} - \frac{V_{out}}{R_{out}}. \quad (42)$$

Isolando  $V_{out}$  na Equação (42), resulta na função de transferência da tensão de saída em função da corrente em  $I_{L0}$ , conforme demonstrado:

$$V_{out} = \left( \frac{R_{out} (s C_0 R_{C0} + 1)}{s C_0 (R_{out} + R_{C0}) + 1} \right) I_{L0}. \quad (43)$$

Para obter a função de transferência da corrente em função da razão cíclica substitui-se a Equação (43) na Equação (38). Dessa forma obtém-se:

$$s L_0 I_{L0} = D V_g - \left( \frac{R_{out} (s C_0 R_{C0} + 1)}{s C (R_{out} + R_{C0}) + 1} I_{L0} \right) - I_{L0} R_{L0}. \quad (44)$$

Isolando  $I_{L1}$  e  $D$  na Equação (44), resulta na função de transferência a seguir:

$$\frac{I_{L0}}{D} = \frac{V_g (C_0 s (R_{out} + R_{C0}) + 1)}{s^2 L_0 C_0 \alpha + s (L_0 + R_{out} C_0 R_{C0} + C_0 R_{L0} \alpha) + R_{out} + R_{L0}}, \quad (45)$$

onde  $\alpha = (R_{out} + R_{C0})$  e  $V_g = (V_{in} \eta)$ .

2) *Discretização da função de transferência*: A aplicação de um sistema de controle em um controlador digital necessita de algumas etapas adicionais, além da obtenção da função de transferência no domínio temporal – plano “s”. Conforme descrito anteriormente, uma das etapas mais importantes para se obter e reconstruir um sistema analógico a partir de um sistema digital, é respeitar o Teorema de Niquist, conforme demonstrado:

$$\omega_s > 2 \omega_{max}. \quad (46)$$

Para definição da frequência do sinal a ser coletado, é necessário analisar a função de transferência dada pela Equação (45), substituindo os valores dos respectivos componentes conforme a Tabela V. O valor da frequência natural da planta pode ser obtido comparando a Equação resultante com a Equação padrão do sistema de segunda ordem, demonstrada a seguir:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2}. \quad (47)$$

Logo,  $\omega_n = \sqrt{\text{Valor obtido}}$ , sendo  $\omega_n = \omega_{max}$ .

Como a frequência de chaveamento do conversor é muito mais elevada que a frequência de Nyquist, é adotado  $\omega_s = F_s$ .

A Transformada Z é análoga à Transformada de Laplace para sistemas contínuos, permitindo a análise e projeto de sistemas digitais. A discretização da função de transferência no domínio “s” é necessária para converter a função contínua em uma representação discreta adequada para implementação em um controlador digital. A discretização envolve a conversão da função de transferência do domínio S para o domínio Z, usando

técnicas como o método de Tustin ou da bilinearidade, método de Euler e método de discretização *Zero-Order-Hold* – ZOH [15].

O método de *Zero-Order-Hold*, ou Segurador de Ordem Zero é uma técnica comumente utilizada na discretização de sistemas contínuos para sistemas discretos. Esse método determina qual a função de transferência  $F(z)$  que é equivalente à função de transferência  $F(s)$  quando ambas são excitadas por um degrau. A equivalência é traduzida pela coincidência das amostras discretas com o sinal contínuo nos instantes de amostragem [15]. A característica desse método é que o sinal coletado em cada amostra é mantido constante até a próxima leitura, onde o valor é atualizado. A Figura 24 demonstra essa característica:

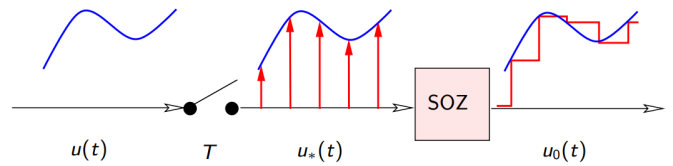


Fig. 24. Característica do método do segurador de ordem zero. Fonte: [22].

A função de transferência do bloco ZOH é:

$$S_0(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}. \quad (48)$$

Equacionando a função da planta junto com a função do bloco ZOH, a transformada Z do sistema pode ser descrita da seguinte forma:

$$F(z) = \left( 1 - z^{-1} \right) Z \left[ \mathcal{L}^{-1} \left\{ F(s) \frac{1}{s} \right\} \Big|_{t=k T_s} \right]. \quad (49)$$

No intuito de simplificar os cálculos matemáticos envolvidos, é utilizado o *software* MATLAB® para realizar as etapas de discretização. O uso do MATLAB® também facilita a visualização dos resultados, permitindo a análise gráfica da resposta em frequência e a avaliação das características do sistema discretizado. Para realizar a discretização de uma função em “s” no *software*, a função C2D (*Continuous To Discrete*) é aplicada. Essa função necessita de três informações, resultando na equação no domínio de “z” [23] (Figura 25).

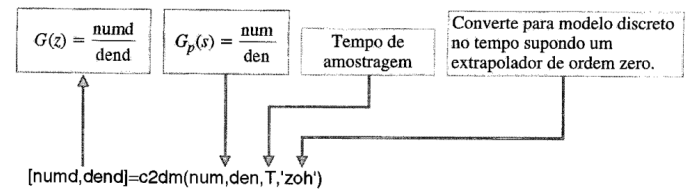
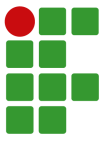


Fig. 25. Função C2D - MATLAB®. Fonte: [11].

Com a função em “z” obtida, é plotado um gráfico de resposta à um degrau unitário no MATLAB®, comparando o



comportamento da planta no domínio de “s” e no domínio de “z” (Figura 26).

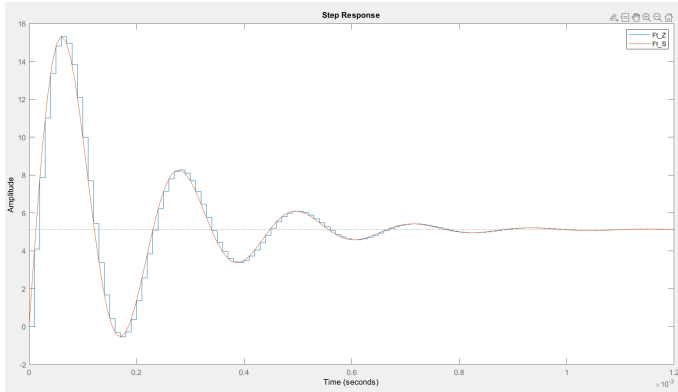


Fig. 26. Comparação da resposta da planta em S e da planta em Z.  
Fonte: Autoria própria.

3) *Projeto do controlador*: A medição de resistência é realizada quando a corrente e a tensão de saída estiverem em regime permanente, evitando o máximo de oscilações. Para isso, o controle é projetado com finalidade da corrente de saída seguir o valor de referência selecionado.

No MATLAB®, o controle é projetado usando a metodologia de alocação de polos e zeros com o objetivo de criar um compensador ideal para estabilizar a planta. Para habilitar a edição na ferramenta desejada, utiliza-se o comando “*rltool(PLANTA)*”. Esse comando inicia uma ferramenta chamada *Control System Designer* no MATLAB®. O *Control System Designer* é um recurso adicional do MATLAB® que permite verificar a resposta do sinal em diferentes modelos de gráficos [24].

A aplicativo *Control System Designer*, permite utilizar editores gráficos interativos, facilitando muito a metodologia de alocação de polos e zeros. Este método consiste em alocar polos e/ou zeros com finalidade de estabilizar o sistema com o compensador projetado [24]. Para rápida estabilização no valor desejado, o compensador do conversor *forward* é projetado com um polo na origem e um zero alocado em 0,89 com um ganho de 0,0008. A resposta ao degrau unitário do sistema em malha fechada é demonstrada na Figura 27.

Definindo que o compensador encontrado é dado por:

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)}. \quad (50)$$

Analisando o diagrama de bloco do sistema em “z”, o controlador  $C(z)$  tem sua função de transferência descrita da seguinte forma:

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{s0 + s1 z^{-1}}{r0 + r1 z^{-1}}. \quad (51)$$

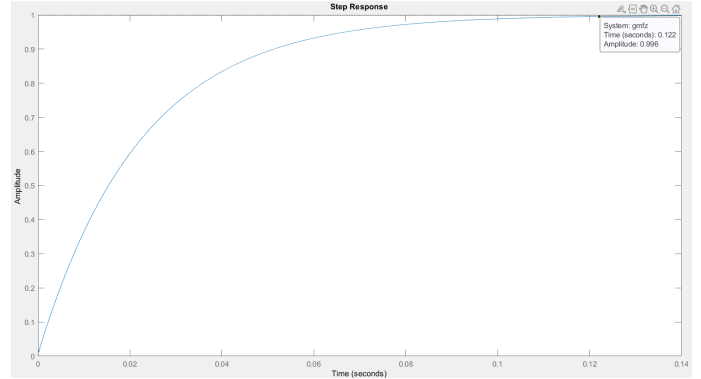


Fig. 27. Resposta do sistema em malha fechada com compensador dimensionado. Fonte: Autoria própria.

Separando os termos  $U(z)$  e  $E(z)$ , tem-se:

$$U(z) r0 + U(z) r1 z^{-1} = E(z) s0 + E(z) s1 z^{-1}. \quad (52)$$

Realizando a Transformada Z inversa na Equação 52 é obtido:

$$u(k) r0 + u(k-1) r1 = e(k) s0 + e(k-1) s1. \quad (53)$$

Isolando  $u(k)$  na Equação 53, obtém-se:

$$u(k) = \frac{s0}{r0} e(k) + \frac{s1}{r0} e(k-1) - \frac{r1}{r0} u(k-1). \quad (54)$$

O controle aplicado no MCU, não utiliza a função de transferência Z. Para realização do *script* utiliza-se os termos  $r0$ ,  $r1$ ,  $s0$  e  $s1$  obtidos na Equação (54).

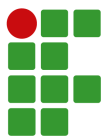
## IV. RESULTADOS

Nesta seção são explorados os resultados obtidos no projeto, fazendo uma análise comparativa entre os resultados simulados e os resultados práticos. Essa abordagem permite uma melhor visualização do conversor afim de identificar diferenças e limitações do modelo simulado utilizado.

### A. Conversor *forward* em malha aberta

No desenvolvimento do conversor *forward*, são realizadas três etapas de testes em malha aberta para avaliar o seu desempenho. Essas etapas incluem simulações considerando componentes ideais, sem levar em conta perdas ou interferências. Incluem também, simulações buscando replicar o funcionamento real do circuito com perdas e limitações dos componentes, e um teste prático do conversor para validar a proposta inicial, coletando sinais relevantes.

1) *Simulação com componentes ideais*: Nesta etapa, são realizadas simulações considerando componentes ideais, permitindo assim, uma análise inicial do comportamento teórico do conversor. As simulações são realizadas no *software* LTspice®, um programa *spice* que permite realizar análises precisas do circuito simulado.



O primeiro gráfico gerado para análise, demonstra a queda de tensão no interruptor  $Q1$ , utilizando um valor de *duty cycle* de 9,8%, resistor de carga  $1 \Omega$  e tensão nominal de 220 V (Figura 31).

Mantendo as mesmas especificações no circuito, é coletado o formato de onda no diodo de desmagnetização (Figura 32).

Do mesmo modo, a queda de tensão no diodo de retificação do secundário (Figura 33) e no diodo de roda livre (Figura 34) são observadas.

O valor de corrente de saída (Figura 35) é obtida e comparado com o valor calculado teoricamente, afim de verificar possíveis falhas no conversor.

Para visualização da tensão de saída (Figura 36), o valor do *duty cycle* e de resistência de carga foram alterados para seus limites máximos, sendo respectivamente  $D_{max}$  e  $R_{max}$ .

2) *Simulação com componentes não idealizados*: Após realizar todas as validações com componentes ideais, é essencial avaliar o circuito levando em consideração as perdas de cada componente. Para essa análise mais precisa, são utilizados componentes *spice*, que possuem especificações mais próximas da realidade. Alguns desses componentes são adicionados manualmente à base de dados do simulador. Ao adicionar componentes *spice* ao circuito, é possível considerar características como resistência interna, capacitância paralela, indutância parasita e outras propriedades que afetam o comportamento real dos componentes.

Mantendo o mesmo formato de análise utilizado na obtenção dos valores ideais, foi obtido o gráfico da queda de tensão no interruptor  $Q1$  (Figura 37), com a razão cíclica em 9,8%, resistência de carga  $1 \Omega$  e o conversor em alimentação nominal.

O formato de onda da queda de tensão nos diodos de desmagnetização ( $D5$ ) (Figura 38), de retificação no secundário ( $D6$ ) (Figura 39) e de roda livre do secundário ( $D7$ ) (Figura 40) foram obtidos novamente.

A fim de verificar a pertinência dos valores ideais da corrente de saída, é realizada uma análise em simulação considerando as perdas. O resultado obtido pode ser observado na Figura 41.

Alterando a razão cíclica para 45% e o valor de resistência de carga para o valor máximo ( $R_{max}$ ), é observado o nível de tensão na saída do conversor (Figura 42).

3) *Resultados práticos*: Visando validar o funcionamento do conversor em malha aberta, a placa confeccionada apresentada na Figura 43 é alimentada com auxílio de um transformador ajustável – variac. Este controle de tensão, permite o aumento gradual do nível aplicado na entrada do circuito, evitando surtos de tensão. Esse surto instantâneo de tensão pode ocasionar danos o circuito, considerando que os capacitores se comportam como um curto (em corrente contínua) quando estão descarregados e são submetidos à uma carga imediata. Tendo em vista esses conceitos, foram extraídos resultados necessários para validação do projeto (Figura 44).

Como teste inicial, é verificado a queda de tensão no interruptor  $Q1$  (Figura 45), devido à ser o componente mais frágil e suscetível a danos gerados por grandes picos de tensão que podem ocorrer em razão da rápida comutação do interruptor.

No processo de verificação dos esforços de tensão suportados pelos componentes, os sinais dos diodos do conversor foram retirados. Inicialmente, é coletado o sinal de tensão do diodo de desmagnetização, conforme ilustrado na Figura 46.

O formato de onda de tensão nos diodos de retificação (Figura 47) e de roda livre (Figura 48), também são coletados.

O valor de corrente de saída é verificado (Figura 49), afim de certificar que o conversor *forward* consegue atender os requisitos definidos no início do projeto.

É alterado o valor da carga para  $30 \Omega$  e o valor da razão cíclica aplicada no interruptor até 45%, com finalidade de verificar se o conversor atinge o valor de  $V_{max}$  (Figura 50).

### B. Conversor forward em malha fechada

No MATLAB®, o conversor *forward* passa por testes em malha fechada, visando validar o sistema de controle em diferentes condições de carga. Uma vez validado o sistema de controle, são realizados testes práticos para verificar o funcionamento do conversor finalizado, levando em consideração todas as não idealidades.

1) *Teste do conversor em malha fechada no MATLAB®*: Para simular o conversor *forward* no MATLAB®, é necessário equacionar todas as etapas de seu funcionamento, levando em consideração as interrupções de tempo do microcontrolador utilizado e o comportamento do conversor em suas três etapas de funcionamento. Estas etapas são modeladas com equações que descrevam o comportamento dos componentes envolvidos. A simulação considera as características específicas do conversor *forward*, seus parâmetros e condições operacionais desejadas.

Na simulação, a resistência de carga é alterada cinco vezes de forma abrupta, admitindo valores distintos, afim de verificar a resposta do circuito. A Tabela VI demonstra as cinco situações simuladas.

**TABELA VI**

Carga admitida em cada período

Tempo decorrido (s)	Carga admitida ( $\Omega$ )
0 – 0,02	0,6
0,02 – 0,04	10 G
0,04 – 0,06	100
0,06 – 0,08	10 G
0,08 – 0,10	20

Fonte: Autoria própria.

A Figura 51 apresenta os valores de razão cíclica e sinal de controle resultante em cada etapa. Nota-se que, a razão cíclica máxima na simulação é limitada em 43% para evitar picos elevados de corrente e tensão.

A corrente e tensão de saída para os respectivos valores da Tabela VI são representados na Figura 52.

A programação no MATLAB® é feita com controle de corrente e limite de tensão até  $V_{out,max}$ . Duas funções de segurança são adicionadas, alterando o funcionamento do circuito. Com a carga retirada, a razão cíclica momentânea admite o valor de  $D_{min}$  e em casos onde  $V_{out}$  ultrapassa  $V_{out,max}$ , a ação de controle admite o valor anterior. Em ocasiões que a tensão ultrapassar mais que 6%, o valor da ação de controle decrementa até atingir o valor estabelecido de tensão.

2) *Teste prático do conversor em malha fechada:* O processo para teste do conversor em malha fechada é gradual. Primeiro é necessário verificar a veracidade de alguns sinais que são cruciais para o funcionamento do conversor.

Como dito anteriormente, o sinal de razão cíclica possui dois estados lógicos. O período em cada estado, define o tempo de condução e de bloqueio do interruptor. Este sinal é uma série de pulsos com modulações (PWM – Pulse With Modulation) variáveis de acordo com o sinal de controle obtido. A placa microcontroladora FRDM-K64F é responsável pela comutação do interruptor. Testes iniciais realizados para verificação do sinal de PWM, indicam leves distorções geradas, devido à limitações de velocidade do MCU em operar com um valor de frequência elevado. Com finalidade de mitigar o problema, é realizada alteração no código, eliminando as etapas de segurança adicional testadas no MATLAB® e diminuindo a velocidade de atuação do controle de 100 kHz para 20 kHz.

O cálculo realizado para apresentar o valor de resistência medido é dado pelo quociente entre a leitura de tensão e corrente na carga. Os sinais de corrente e tensão coletados pelas portas ADC do MCU, demonstram excesso de variações geradas por ruídos no sinal. Este problema influencia muito no controle do conversor e no cálculo de resistência de carga, diminuindo consideravelmente a confiabilidade do resultado obtido. É medido o sinal de tensão no resistor *shunt*, visando identificar a origem do problema, conforme demonstrado na Figura 28 e na Figura 29.

Esse sinal ruidoso coletado no resistor *shunt*, é enviado primeiramente para um amplificador diferencial para ser condicionado, e então enviado para o MCU. Devido ao sinal ser muito variável, com picos de tensão muito elevados, o amplificador diferencial satura imediatamente. A tensão de saída do AMPOP, resulta em um valor incoerente, sendo totalmente caótico.

Na tentativa de diminuir o efeito de ruído de comutação, algumas alterações no projeto são efetuadas. O amplificador deferencial utilizado, é substituído por um amplificador de instrumentação, citado anteriormente, com o objetivo de mitigar o ruído de modo comum. Dois filtros RC em cascata são adicionados à saída do amplificador de instrumentação. Ambos os filtros são projetados para frequência de corte próxima de 0,5 Hz, tendo em vista que o sinal resultante deve ser CC. Na programação, são implantados filtros digitais para leitura

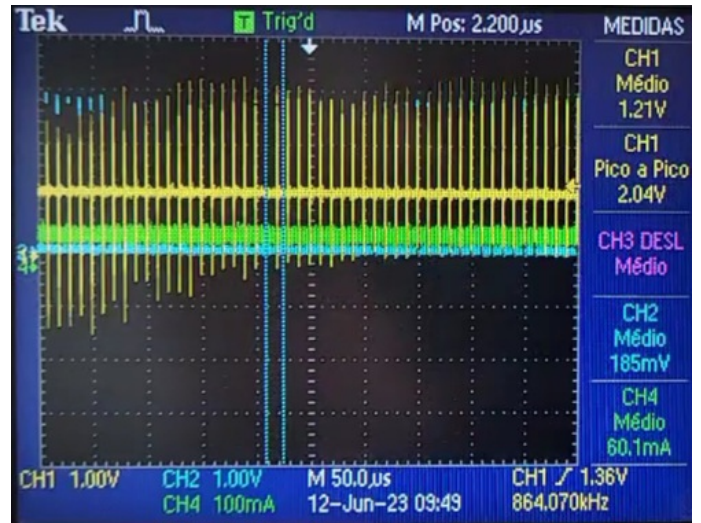


Fig. 28. Tensão obtida no resistor *shunt* (amarelo). Fonte: Autoria própria.



Fig. 29. Tensão obtida no resistor *shunt* com menor tempo de amostragem (amarelo). Fonte: Autoria própria.

dos valores de corrente, de tensão e de resistência calculada, visando diminuir a influência da variação dos sinais coletados. A Figura 30 demonstra o sinal de tensão e corrente obtidos após a filtragem.

É possível verificar na Figura 30, que houve uma diminuição drástica dos ruídos, comparando com o sinal obtido na Figura 28. Nota-se que, esses valores obtidos são coletados utilizando uma carga resistiva de 30 Ω e com o conversor alimentado em tensão abaixo da nominal, devido aos altos picos de tensão que podem danificar as entradas do MCU.

A modificação feita no sistema, como a instalação de filtros RC, consequentemente altera a dinâmica do sistema. O controle projetado no MATLAB®, não atende mais as especificações do sistema de controle. Devido ao tempo limitado para término do projeto, o controle é ajustado manualmente no programa do

## V. CONCLUSÃO

Com base nos resultados obtidos, fica evidente que a utilização do conversor *forward* na obtenção de valores de resistência elétrica em cargas indutivas e também resistivas, se mostra como uma solução eficaz. No entanto, é importante ressaltar que algumas melhorias no circuito projetado inicialmente são necessárias para garantir um sinal mais limpo e contínuo. Nesse sentido, a implementação de filtros e circuitos de amortecimento torna-se fundamental para alcançar esse objetivo. Estas melhorias visam reduzir ruídos e interferências indesejadas que possam afetar a precisão e a estabilidade das medições de resistência elétrica. Como demonstrado na Tabela VII, os valores próximos ao utilizado para calibração do conversor, no caso  $30\ \Omega$ , são bem coerentes com os resultados obtidos com o multímetro. Conforme a resistência se afasta do valor de calibração, o erro de medição aumenta.

Algumas melhorias no circuito final ainda podem ser implementadas, com finalidade de diminuir mais os ruídos gerados, melhorando a aquisição e leitura dos sinais de corrente e tensão. A utilização de um amplificador de instrumentação comercial, como o AD620, pode melhorar muito a precisão do sinal coletado. O amplificador de instrumentação projetado com três AMPOPs avulsos, possui muita variação nas características elétricas, tanto na fabricação dos amplificadores operacionais TL072, como na precisão dos resistores utilizados. Outra solução é a fabricação de um novo *layout* para o circuito, considerando o projeto de potência e de instrumentação na mesma PCI (Placa de Circuito Impresso), eliminando os *jumpers* utilizados para interligação de uma placa na outra. Há a hipótese da alteração da topologia de potência utilizada. Conforme demonstrado na Equação (45), a função de transferência do conversor *forward* é totalmente variável de acordo com a resistência de carga utilizada. O estudo de outro modelo de conversor, menos dependente da resistência de carga, ou outro modelo de planta de controle possa ser uma solução para otimização do controle e precisão do projeto.

Por fim, embora o objetivo principal do projeto tenha sido alcançado, é necessário reconhecer as limitações e margens de erro encontradas em determinadas faixas de resistência. Essa conclusão ressalta a importância de continuar aprimorando o sistema, implementando ajustes e refinamentos para garantir medições mais precisas e confiáveis em todas as faixas de medição.

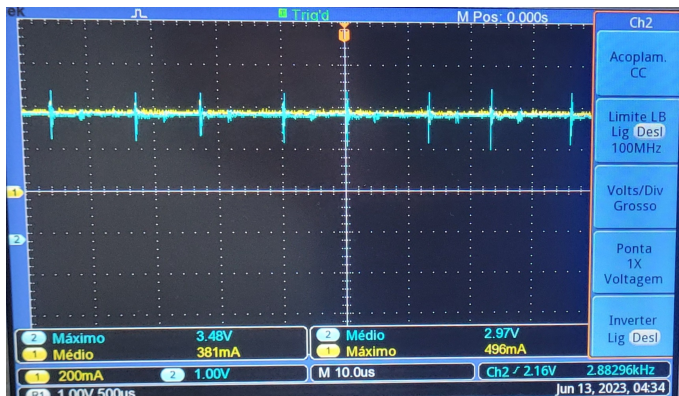


Fig. 30. Tensão (azul) e corrente (amarelo) de saída medidos após a instalação de filtragem. Fonte: Autoria própria.

MCU, tendo como base a resposta coletada pelo osciloscópio. A nova dinâmica do sistema segue referência, porém a resposta à variações de tensão na entrada e variações na resistência de carga está mais lenta.

O amplificador de instrumentação projetado é muito sensível à variáveis externas como temperatura e umidade. Cada teste feito no conversor em locais ou dias diferentes pode necessitar de uma recalibração nos ganhos calculados. Essa calibração é realizada via *software* na própria programação, sendo utilizado valores calculados com base em uma linha de tendência gerada no programa Excel. Essa linha de tendência é comparada com vários pontos distintos coletados com o osciloscópio.

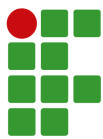
Sendo realizada todas as modificações necessárias, são iniciados os testes (Figura 53) para verificação da veracidade dos valores de resistência obtidos com a fonte de corrente. São testados quatro valores de resistências distintas (Figura 54), com o objetivo de testar todo o limite de escala do conversor. A Tabela VII demonstra os valores coletados.

**TABELA VII**  
Valores de resistência coletados

Valores com multímetro	valores com fonte	Variação
34,9207	34,6609	-0,749%
17,4714	17,4726	0,006%
2,6884	2,3359	-15,090%
1,3755	1,8706	26,467%

Fonte: Autoria própria.

Para os testes realizados, o amplificador de instrumentação é calibrado com a carga resistiva de  $30\ \Omega$ , logo, é visível na Tabela VII que as medições com valores próximos da resistência utilizada para calibração estão bem coerentes com os valores obtidos utilizando um multímetro de precisão realizando as medições a quatro fios. Nota-se que os valores obtidos na Tabela VII são de cargas indutivas. Conforme os valores vão se afastando de  $30\ \Omega$ , a variação de resistência vai aumentando. Conclui-se com esta análise, que o amplificador de instrumentação, não está linear em toda faixa de medição.



## REFERÊNCIAS

- [1] D. F. Souza, *Uma avaliação do desempenho de motores elétricos de indução trifásicos comercializados no Brasil entre 1945 - 2016 e o impacto da legislação brasileira*, Dissertação de pós-graduação, 2018.
- [2] M. de Minas e Energia, “programa de metas para motores elétricos trifásicos de indução rotor gaiola de esquilo.”, , 2017, URL: [https://www.gov.br/mme/pt-br/assuntos/conselhos-e-comites/cgiee/arquivos/portarias/2017-portaria-interministerial-mme-mctic-mdic-n\\_1-2017-motores-eletricos-trifasicos.pdf](https://www.gov.br/mme/pt-br/assuntos/conselhos-e-comites/cgiee/arquivos/portarias/2017-portaria-interministerial-mme-mctic-mdic-n_1-2017-motores-eletricos-trifasicos.pdf).
- [3] P. Portal, “Inversores de frequência e eficiência energética”, , 2019, URL: <https://revistapotencia.com.br/portal-potencia/energia/inversores-de-frequencia-e-eficiencia-energetica/>.
- [4] W. E. E. S.A., “Manual de programação CFW11”, , 2022, URL: <https://static2.weg.net/medias/downloadcenter/h2b/h91/WEG-cfw11-manual-de-programacao-0899.5654-2.0x-manual-portugues-br.pdf>.
- [5] I. Barbi, *Eletrônica de potência: projeto de fontes chaveadas*, 3a ed., Bookman, Florianópolis, 2014.
- [6] C. Moraes, “Análise do conversor buck em condução contínua”, , 2018, URL: <https://eletronicadepotencia.com/analise-do-conversor-buck-em-mcc/>.
- [7] A. A. J. e André R. de Souza, *Fundamentos de metrologia científica e industrial*, 2a ed., Manole, 2018.
- [8] L. A. Aguirre, *Fundamentos de instrumentação*, 1a ed., Pearson, 2013.
- [9] R. L. B. e Louis Nashelsky, *Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos*, 11a ed., Pearson, São Paulo, 2013.
- [10] A. M. e David Bates, *Eletrônica volume 2*, 8a ed., Bookman, Porto Alegre, 2016.
- [11] R. C. D. e Robert H. Bishop, *Sistemas de controle modernos*, 8a ed., LTC - Livros Técnicos e Científicos S.A., Rio de Janeiro, 2001.
- [12] A. Nicolett, “Sistemas analógicos e digitais”, , 2014, URL: [https://www4.pucsp.br/~sdeng/Aula\\_01\\_1sem\\_2014.pdf](https://www4.pucsp.br/~sdeng/Aula_01_1sem_2014.pdf).
- [13] F. Vidal, “Controle digital”, , 2015, URL: <https://slideplayer.com.br/slide/3660860/>.
- [14] M. Bonfim, “Conversores Digital/Analógico (D/A) e Analógico/Digital (A/D)”, , 2023, URL: <http://elettrica.ufpr.br/marliob/te149/aula7.pdf>.
- [15] R. N. Silva, *Controle de sistemas dinâmicos: tempo contínuo e tempo discreto*.
- [16] NXP, “Plataforma de desenvolvimento Freedom para Kinetis® K64, K63 e K24 MCUs”, URL: <https://www.nxp.com/design/development-boards/freedom-development-boards/mcu-boards/freedom-development-platform-for-kinetis-k64-k63-and-k24-mcus:FRDM-K64F>.
- [17] Arduino, “Arduino Uno Rev3”, , 2021, URL: <https://store-usa.arduino.cc/products/arduino-uno-rev3?selectedStore=us>.
- [18] F. de Andrade e Vinicius Coelho, *Desenvolvimento de fonte didática a partir de conversor forward*, IFSC - Instituto Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, 2022.
- [19] R. J. Piontkewicz, “Sensoriamento e controle de conversores”, .
- [20] T. Instruments, “TL072 Datasheet”, , 2005, URL: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/28775/TI/TL072.html>.
- [21] K. Ogata, *Engenharia de controle moderno*, 5 ed., Pearson, São Paulo, 2010.
- [22] G. S. Deaecto, “Princípios de controle e servomecanismo”, , 2016, URL: [http://www.fem.unicamp.br/~grace/control\\_discreto.pdf](http://www.fem.unicamp.br/~grace/control_discreto.pdf).
- [23] MathWorks, “Help Center – C2D”, , 2023, URL: <https://www.mathworks.com/help/control/ref/dynamicsystem.c2d.html>.
- [24] MathWorks, “Help Center – Getting Started with the Control System Designer”, , 2023, URL: <https://www.mathworks.com/help/control/ug/getting-started-with-the-control-system-designer.html>.

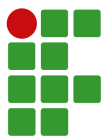


APÊNDICE A – SIMBOLOGIA UTILIZADA

**TABELA VIII**  
Símbolos

<b>Simbologia</b>	<b>Definição</b>
$A_{e,T}$	Área da perna central do núcleo escolhido do transformador
$A_{w,T}$	Área da janela do carretel escolhido do transformador
$A_{e,L}$	Área da perna central do núcleo escolhido do indutor
$A_{w,L}$	Área da janela do carretel escolhido do indutor
$A_e A_{w,T}$	Coefficiente de área do núcleo do transformador
$A_e A_{w,L}$	Coefficiente de área do núcleo do indutor
$A_{w,L,min}$	Área necessária da janela do carretel do indutor
$A_{w,T,pri,min}$	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
$A_{w,T,des,min}$	Área necessária da janela do carretel do transformador para o enrolamento de desmagnetização
$A_e A_{w,T,tot}$	Área total do núcleo escolhido do transformador
$A_e A_{w,L,tot}$	Área total do núcleo escolhido do indutor
$C_0$	Capacitância do capacitor $C_0$
$C_1$	Capacitância do capacitor da ponte retificadora
$C_{snub}$	Capacitância do capacitor do <i>snubber</i>
$C(z)$	Compensador em $z$
$c(k)$	Compensador em $k$ (amostrado)
$D$	Razão cíclica instantânea
$D_{max}$	Razão cíclica máxima
$E_{x,L}$	Porcentagem de ocupação do enrolamento do indutor
$E_{x,T,pri}$	Porcentagem de ocupação do enrolamento primário do transformador
$E_{x,T,sec}$	Porcentagem de ocupação do enrolamento secundário do transformador
$E_{x,T,des}$	Porcentagem de ocupação do enrolamento de desmagnetização do transformador
$E_{x,T,tot}$	Porcentagem de ocupação do total dos enrolamentos do transformador
$E(z)$	Sinal de erro em $z$
$e(k)$	Sinal de erro em $k$ (amostrado)
$F_s$	Frequência de comutação
$F_{rede}$	Frequência da rede
$F(s)$	Função em Laplace
$F(z)$	Função em $Z$
$I_{out}$	Corrente RMS de saída do conversor
$I_{ef,pri}$	Corrente RMS no enrolamento primário do transformador
$I_{ef,sec}$	Corrente RMS no enrolamento secundário do transformador
$I_{ef,des}$	Corrente RMS no enrolamento de desmagnetização do transformador
$I_{pic,pri}$	Corrente de pico no enrolamento primário do transformador
$I_{pic,sec}$	Corrente de pico no enrolamento secundário do transformador
$I_{out,max}$	Corrente de pico máxima de saída do conversor
$I_{pic,L}$	Corrente de pico no indutor
$I_{L0}$	Corrente no indutor $L_0$
$J_{max}$	Densidade de corrente máxima
$K_{w,T}$	Fator de ocupação da janela do carretel do transformador
$K_{w,L}$	Fator de ocupação da janela do carretel do indutor
$K_{p,T}$	Fator de ocupação do enrolamento primário do transformado
$K_h$	Coefficiente de perdas por histerese
$K_f$	Coefficiente de perdas por corrente parasita

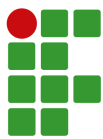
Continua na próxima página



**TABELA VIII – Continuação da tabela**

<b>Simbologia</b>	<b>Definição</b>
$K_{snub}$	Coefficiente do <i>snubber</i>
$l_{espira,L}$	Comprimento médio de uma espira do indutor
$l_{espira,T}$	Comprimento médio de uma espira do transformador
$L_{disp}$	Indutância de dispersão
$L_0$	Indutância do indutor $L_0$
$N_L$	Número de espiras do enrolamento do indutor
$N_{pri}$	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
$N_{fios,pri}$	Número de fios em paralelo necessários no enrolamento primário do transformador
$N_{fios,sec}$	Número de fios em paralelo necessários no enrolamento secundário do transformador
$N_{fios,des}$	Número de fios em paralelo necessários no enrolamento de desmagnetização do transformador
$N_{fios,L}$	Número de fios em paralelo necessários no indutor
$P$	Potência do conversor
$P_{enr,L}$	Potência dissipada no enrolamento do indutor
$P_{enr,T,pri}$	Potência dissipada no enrolamento primário do transformador
$P_{enr,T,sec}$	Potência dissipada no enrolamento secundário do transformador
$P_{enr,T,des}$	Potência dissipada no enrolamento de desmagnetização do transformador
$P_{enr,T,tot}$	Potência total dissipada nos enrolamentos do transformador
$P_{nucleo,T}$	Potência dissipada no núcleo do transformador
$P_{nucleo,L}$	Potência dissipada no núcleo do indutor
$R$	Valor de resistência fixa do amplificador de instrumentação
$R_{enr,L}$	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
$R_{nucleo,L}$	Resistência do núcleo do indutor
$R_{snub}$	Valor de resistência do resistor do <i>snubber</i>
$R_p$	Valor de resistência ajustável do amplificador de instrumentação
$R_f$	Valor de resistência do resistor do $R_f$
$R_1$	Valor de resistência do resistor do $R_1$
$R_2$	Valor de resistência do resistor do $R_2$
$R_3$	Valor de resistência do resistor do $R_3$
$R_{div1}$	Valor de resistência do resistor do $R_{div1}$
$R_{div2}$	Valor de resistência do resistor do $R_{div2}$
$R_{L0}$	Resistência série do indutor $L_0$
$R_{C0}$	Resistência série do capacitor $C_0$
$R_{out}$	Resistência do resistor $R_{out}$ (resistência de carga)
$S_{fio,pri}$	Área necessária do fio no enrolamento primário do transformador
$S_{fio,sec}$	Área necessária do fio no enrolamento secundário do transformador
$S_{fio,des}$	Área necessária do fio no enrolamento de desmagnetização do transformador
$S_{fio,L}$	Área necessária do fio do indutor
$S_{fio,escolhido,L}$	Área do fio escolhido para o indutor
$S_{fio,escolhido,pri}$	Área do fio escolhido para o enrolamento primário
$S_{fio,escolhido,sec}$	Área do fio escolhido para o enrolamento secundário
$S_{fio,escolhido,des}$	Área do fio escolhido para o enrolamento de desmagnetização
$T_s$	Período de comutação
$U(z)$	Sinal de controle em $z$

Continua na próxima página

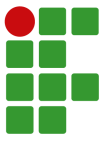


**TABELA VIII – Continuação da tabela**

<b>Simbologia</b>	<b>Definição</b>
$u(k)$	Sinal de controle em k (amostrado)
$V_{in,max}$	Tensão de pico da entrada da rede
$V_{in}$	Tensão RMS da entrada da rede
$V_{out,sec}$	Tensão RMS no secundário do transformador
$V_f$	Queda de tensão em cada diodo da etapa de retificação
$V_{nucleo,T}$	Volume do núcleo escolhido para o transformador
$V_{nucleo,L}$	Volume do núcleo escolhido para o indutor
$V_{snub}$	Queda de tensão no <i>snubber</i>
$V_{out}$	Tensão média na saída do conversor
$V_o$	Tensão de saída do amplificador de instrumentação
$V_1$	Tensão de entrada 1 do amplificador
$V_2$	Tensão de entrada 2 do amplificador
$V_3$	Tensão de entrada 3 do amplificador
$V_{os}$	Tensão de saída do amplificador somador
$V_{outMCU}$	Tensão de saída do divisor resistivo
$V_g$	Tensão de saída no secundário do transformador
$V_{C0}$	Tensão no capacitor C0
$\eta_{esp}$	Fator de enrolamento do transformador
$\Delta_{ripple}$	Varição da tensão no capacitor C1
$\Delta B_T$	Varição do campo magnético do transformador
$\Delta_p$	Profundidade de penetração de corrente
$\Delta T_{nucleo,T}$	Temperatura no núcleo do transformador
$\Delta T_{nucleo,L}$	Temperatura no núcleo do indutor
$\Delta V_{snub}$	Varição de tensão no <i>snubber</i>
$\Delta I_{L,max}$	Varição da corrente de saída
$\Delta B_L$	Varição do campo magnético do indutor
$\Delta V_{c,max}$	Varição da tensão de saída
$\theta_{max,cond}$	Diâmetro máximo do condutor
$\rho_{fio,T,pri}$	Resistividade do fio utilizado no enrolamento primário do transformador
$\rho_{fio,T,sec}$	Resistividade do fio utilizado no enrolamento secundário do transformador
$\rho_{fio,T,des}$	Resistividade do fio utilizado no enrolamento de desmagnetização do transformador
$\rho_{fio,L}$	Resistividade do fio utilizado no indutor
$\omega_s$	Frequência de amostragem
$\omega_n$	Frequência natural da planta
$\omega_{max}$	Frequência natural da planta

*Fim da tabela*

Fonte: Autoria própria.



APÊNDICE B – IMAGENS E GRÁFICOS

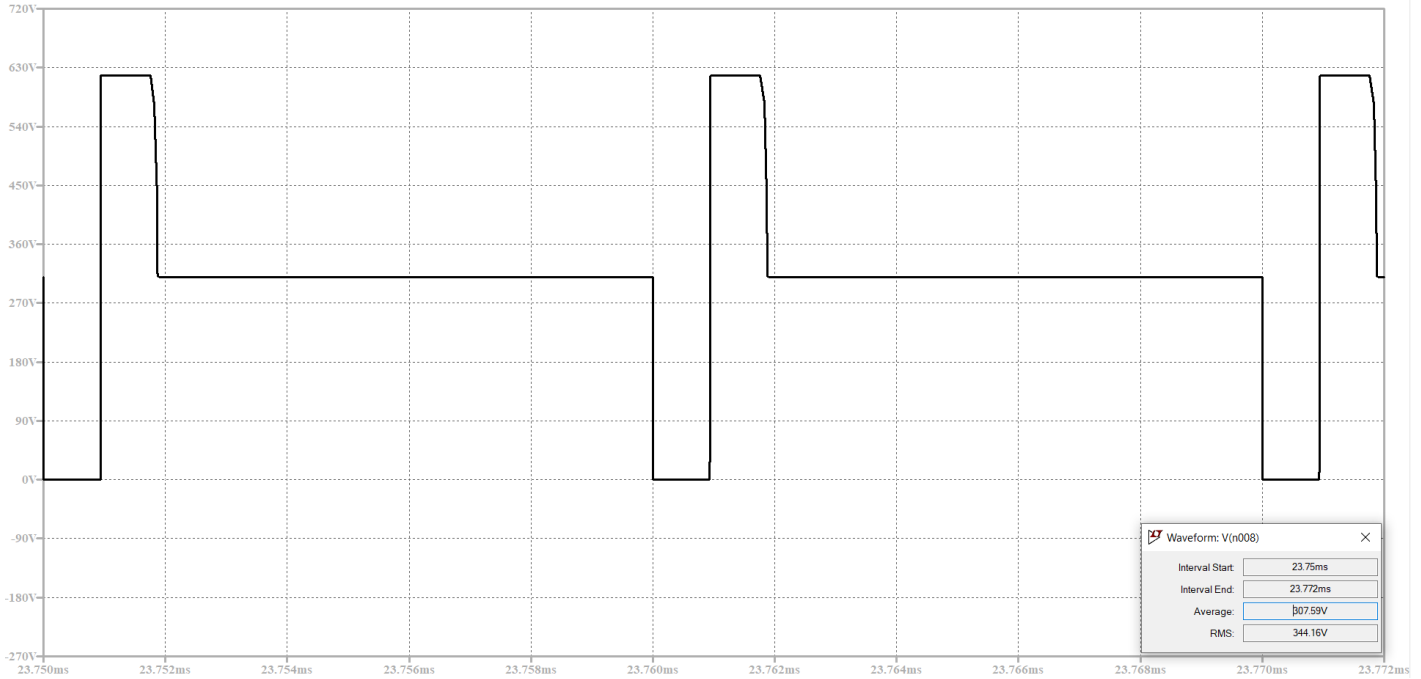


Fig. 31. Simulação ideal - queda de tensão no interruptor  $Q1$  (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de  $1 \Omega$ . Fonte: [18].

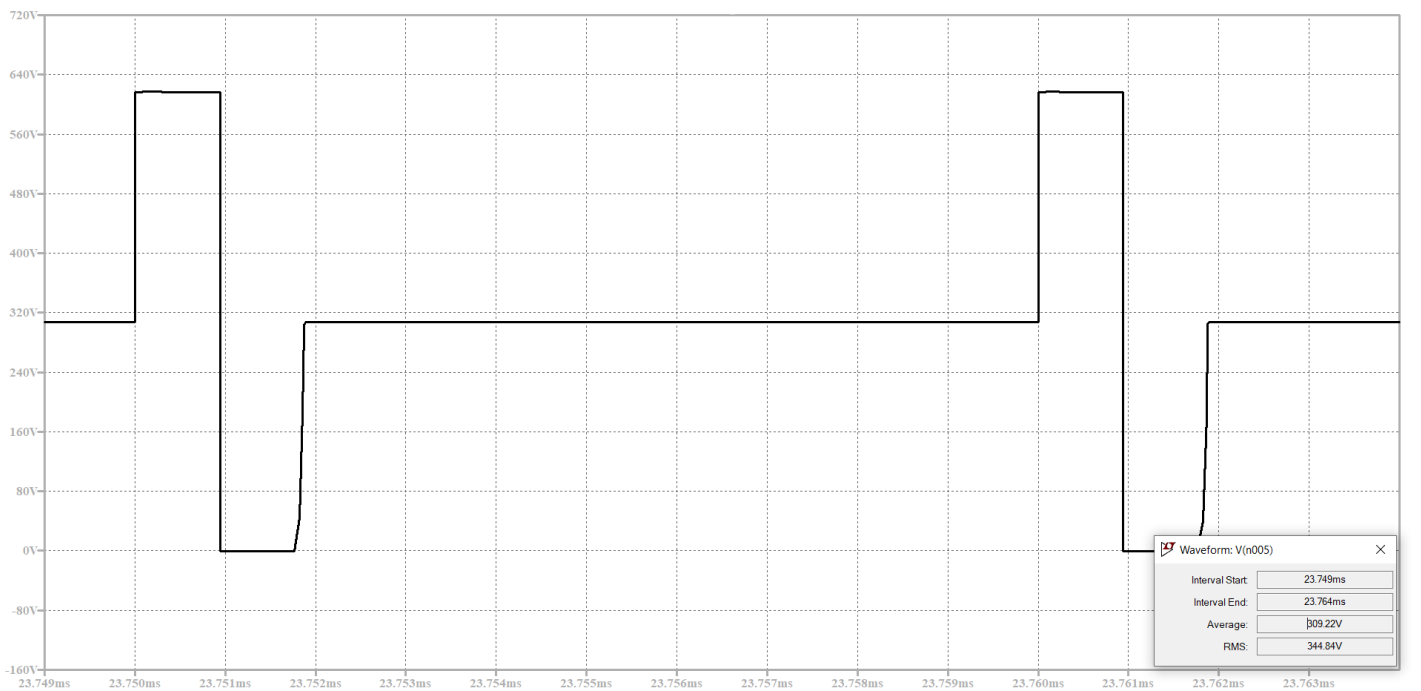


Fig. 32. Simulação ideal - queda de tensão no diodo de desmagnetização  $D5$  (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de  $1 \Omega$ . Fonte: [18].

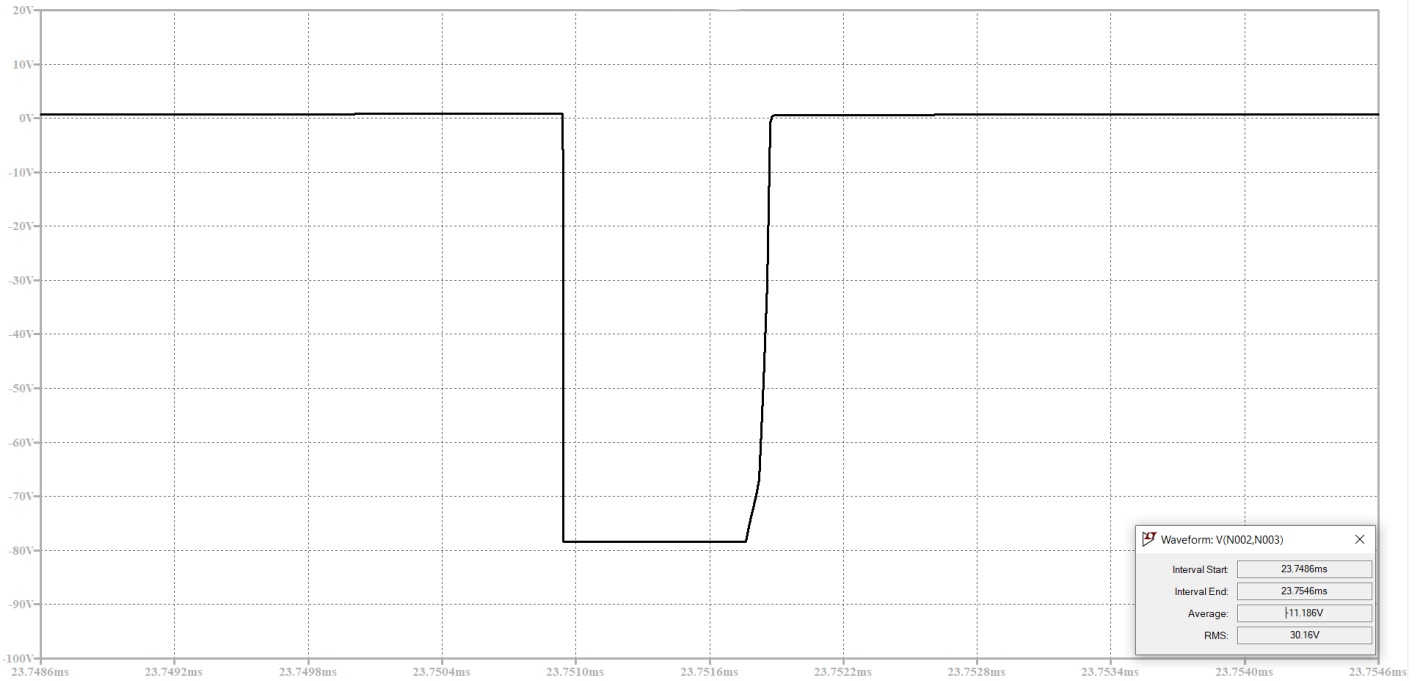


Fig. 33. Simulação ideal - queda de tensão no diodo de retificação do secundário *D6* (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de 1  $\Omega$ .  
 Fonte: [18].

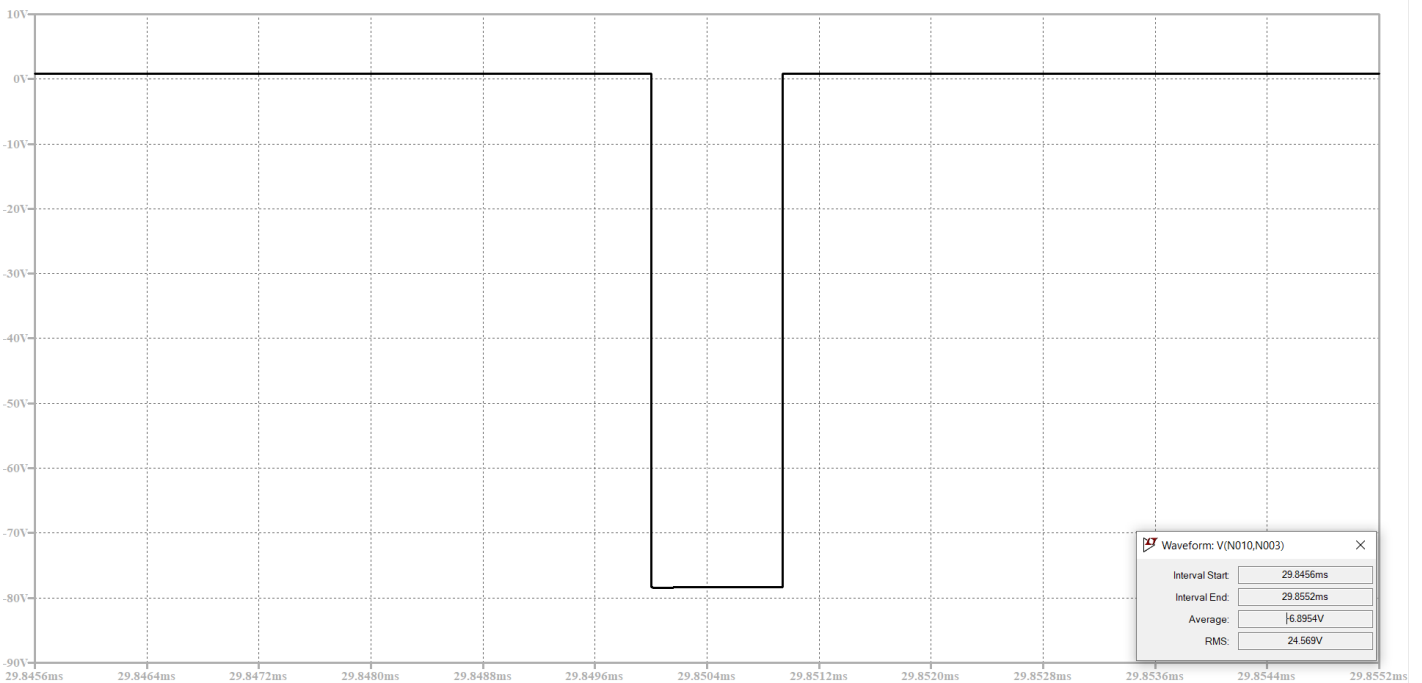


Fig. 34. Simulação ideal - queda de tensão no diodo de roda livre do secundário *D7* (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de 1  $\Omega$ . Fonte: [18].

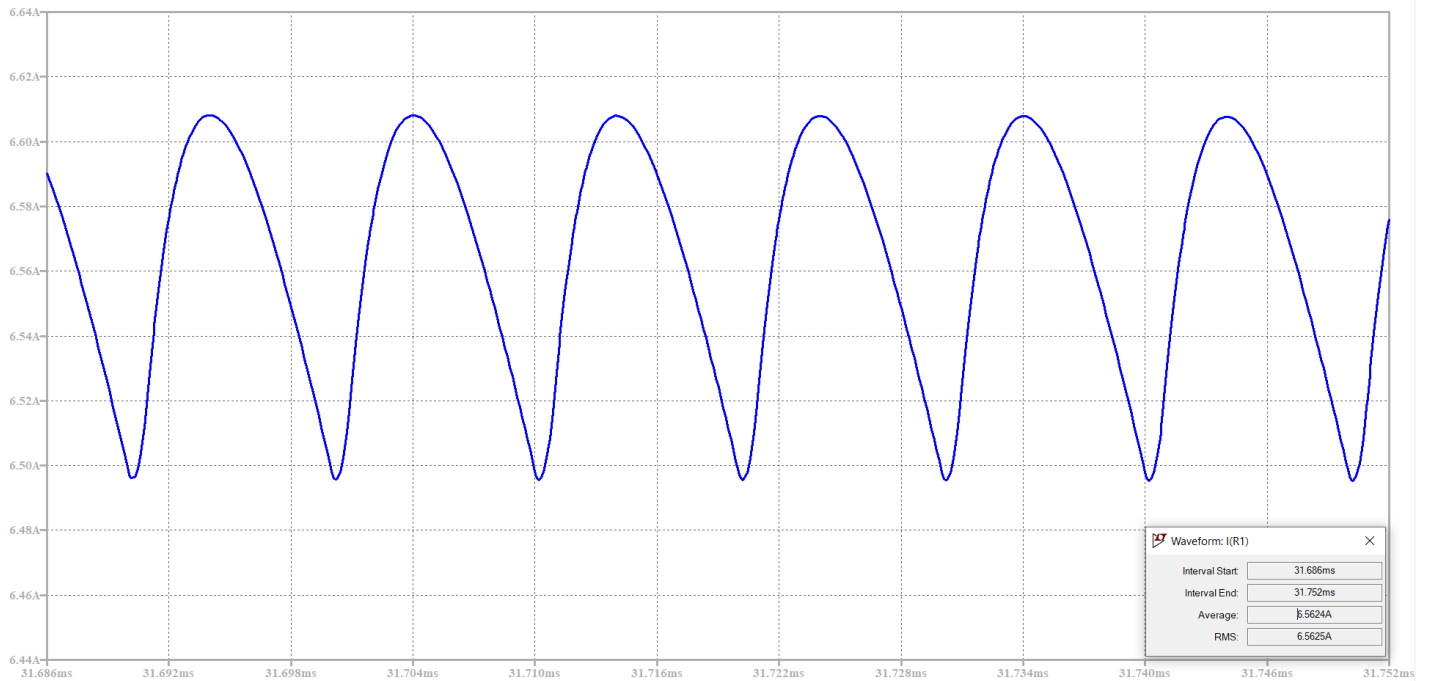
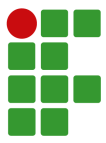


Fig. 35. Simulação ideal - corrente na saída (*Rshunt*) (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de 1  $\Omega$ . Fonte: [18].

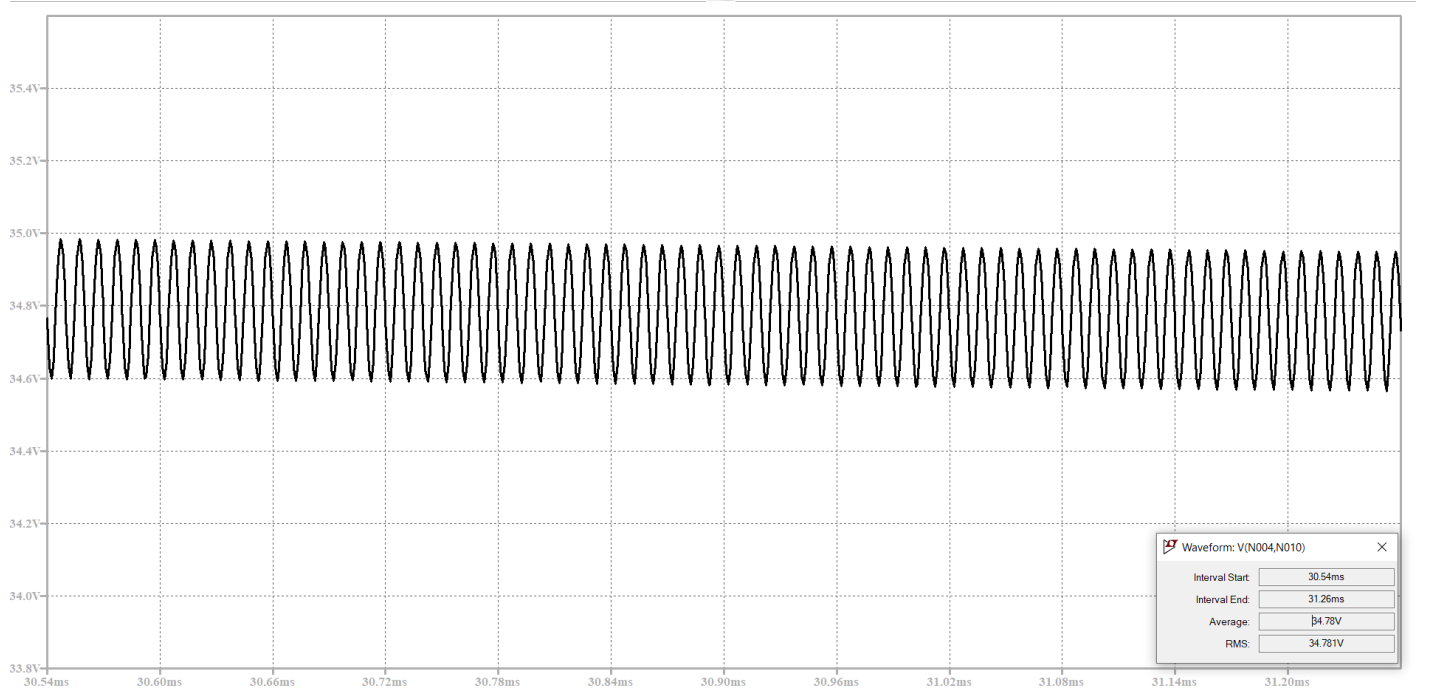


Fig. 36. Simulação ideal - queda de tensão no na saída *J3* – 1/0V (Figura 18) com *duty cycle* de 45% e carga de 30  $\Omega$ . Fonte: [18].

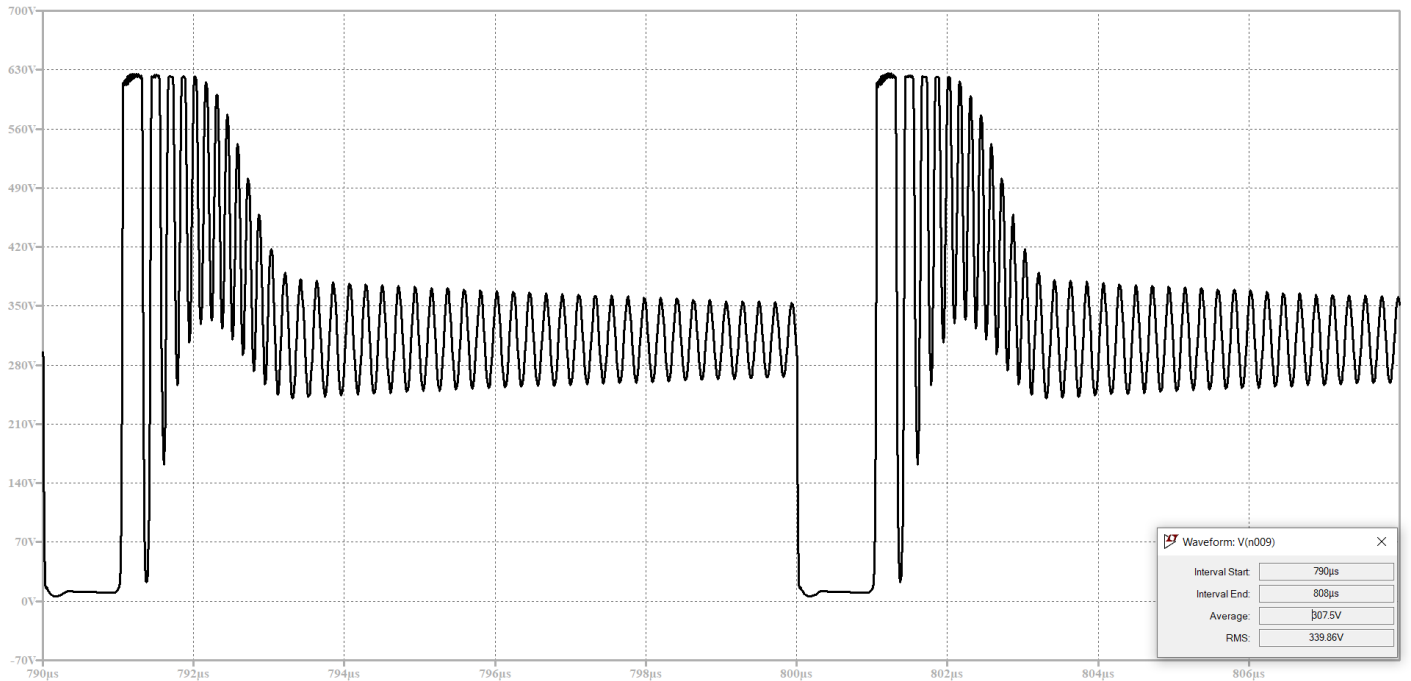
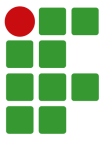


Fig. 37. Simulação com perdas - queda de tensão no interruptor  $Q1$  (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de  $1\ \Omega$ . Fonte: [18].

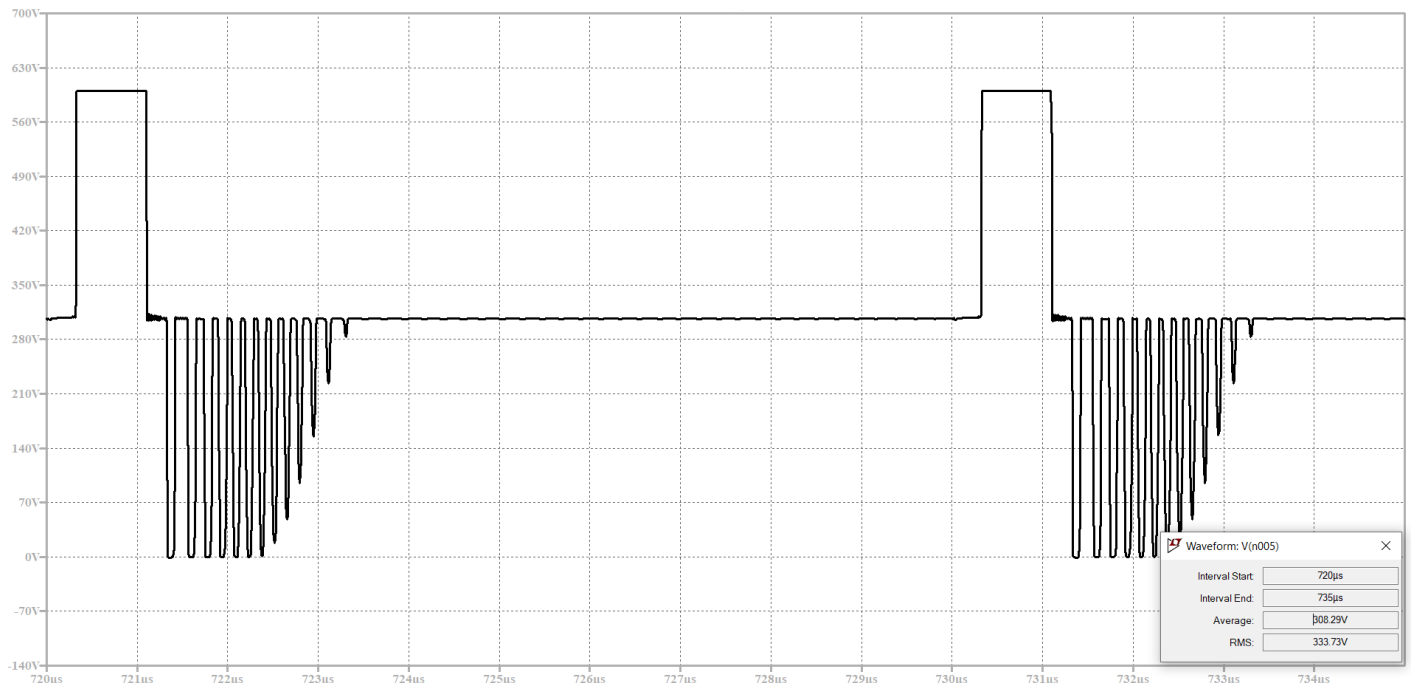


Fig. 38. Simulação com perdas - queda de tensão no diodo de desmagnetização  $D5$  (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de  $1\ \Omega$ . Fonte: [18].

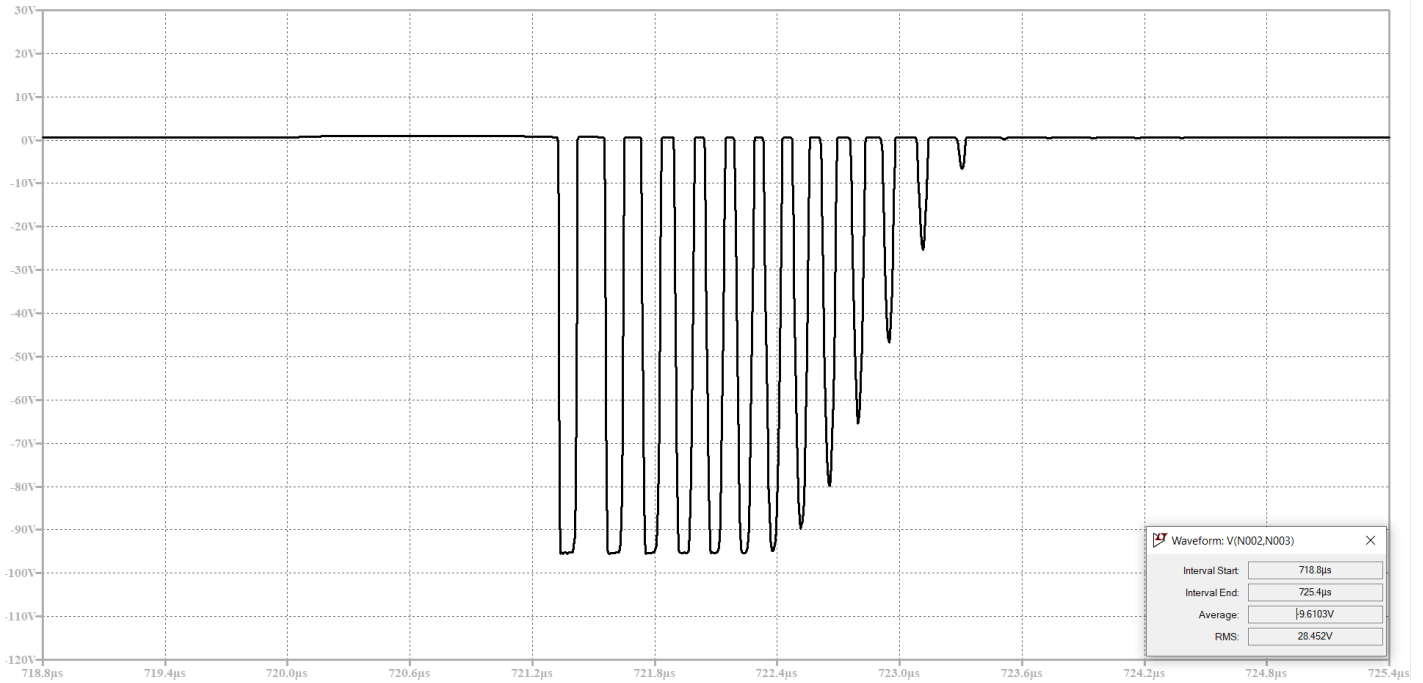
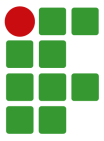


Fig. 39. Simulação com perdas - queda de tensão no diodo de retificação do secundário *D6* (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de 1  $\Omega$ .  
Fonte: [18].

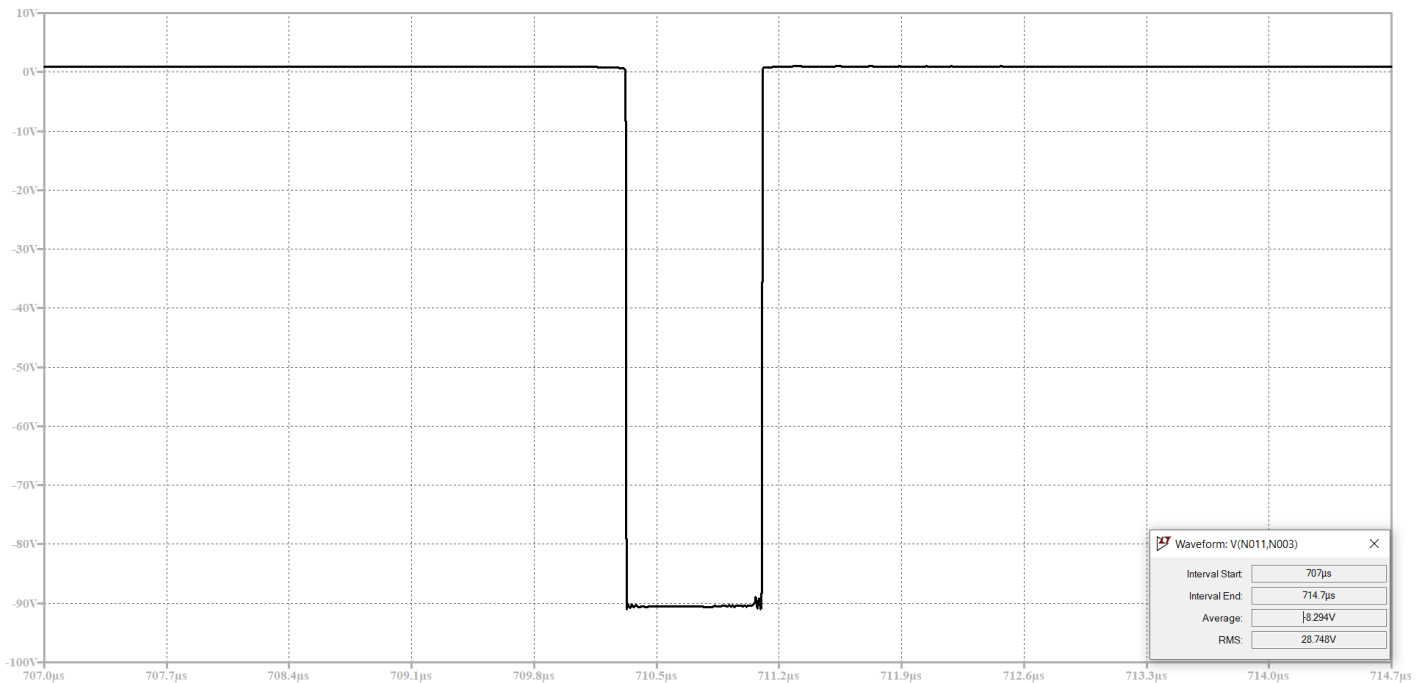


Fig. 40. Simulação com perdas - queda de tensão no diodo de roda livre do secundário *D7* (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de 1  $\Omega$ .  
Fonte: [18].

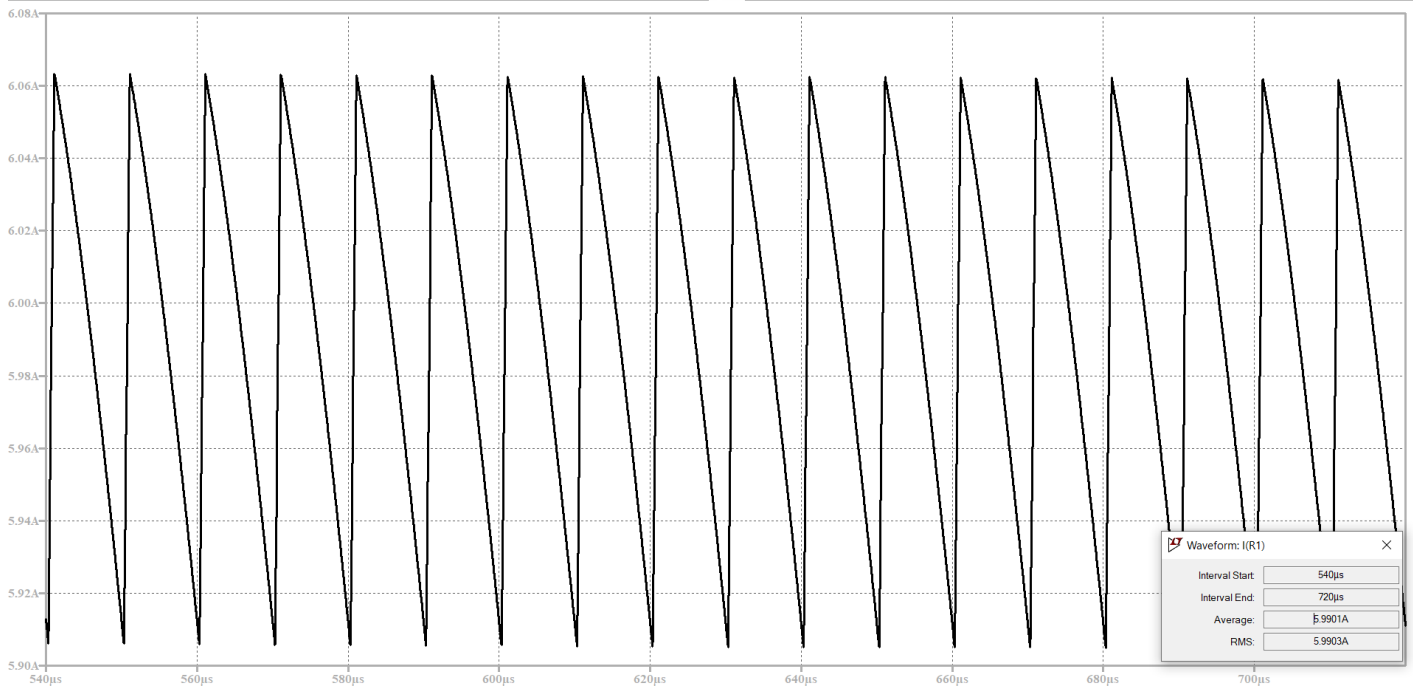
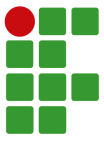


Fig. 41. Simulação com perdas - corrente na saída (*Rshunt*) (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de 1  $\Omega$ . Fonte: [18].

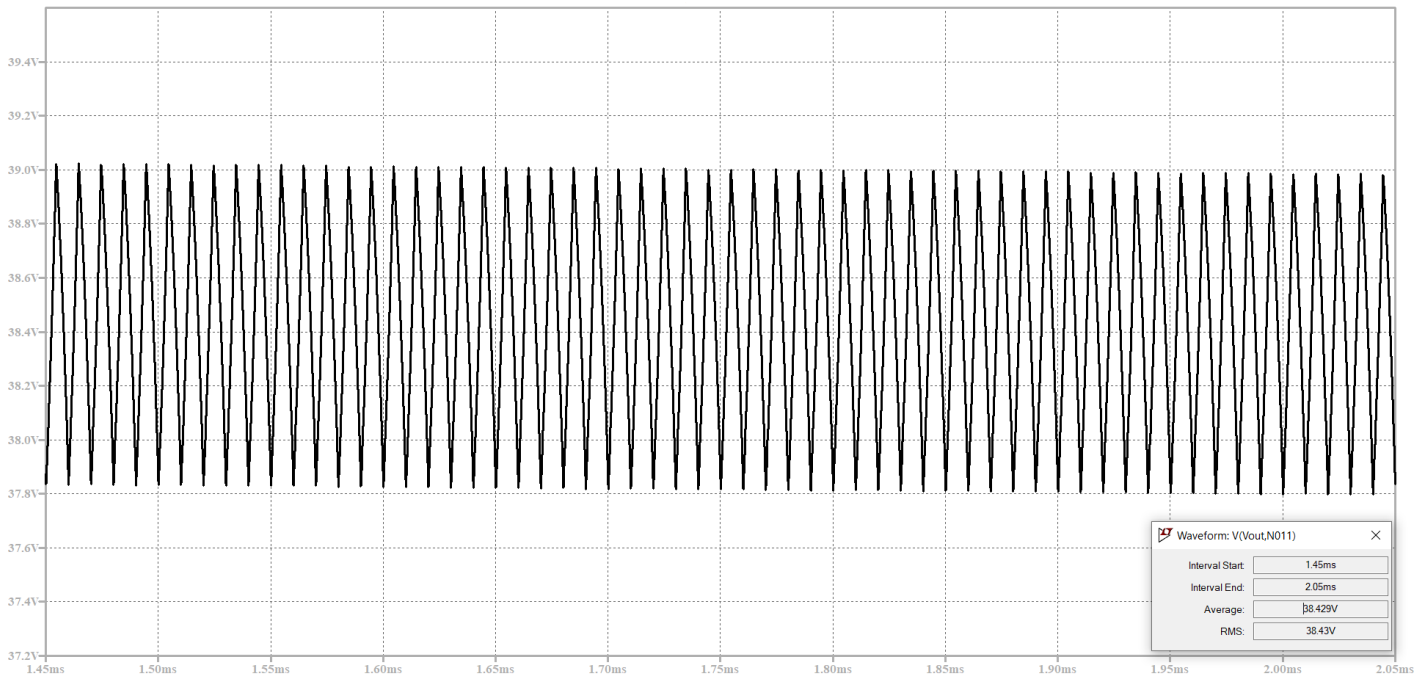


Fig. 42. Simulação com perdas - queda de tensão na saída *J3* – 1/0V (Figura 18) com *duty cycle* de 45% e carga de 30  $\Omega$ . Fonte: [18].

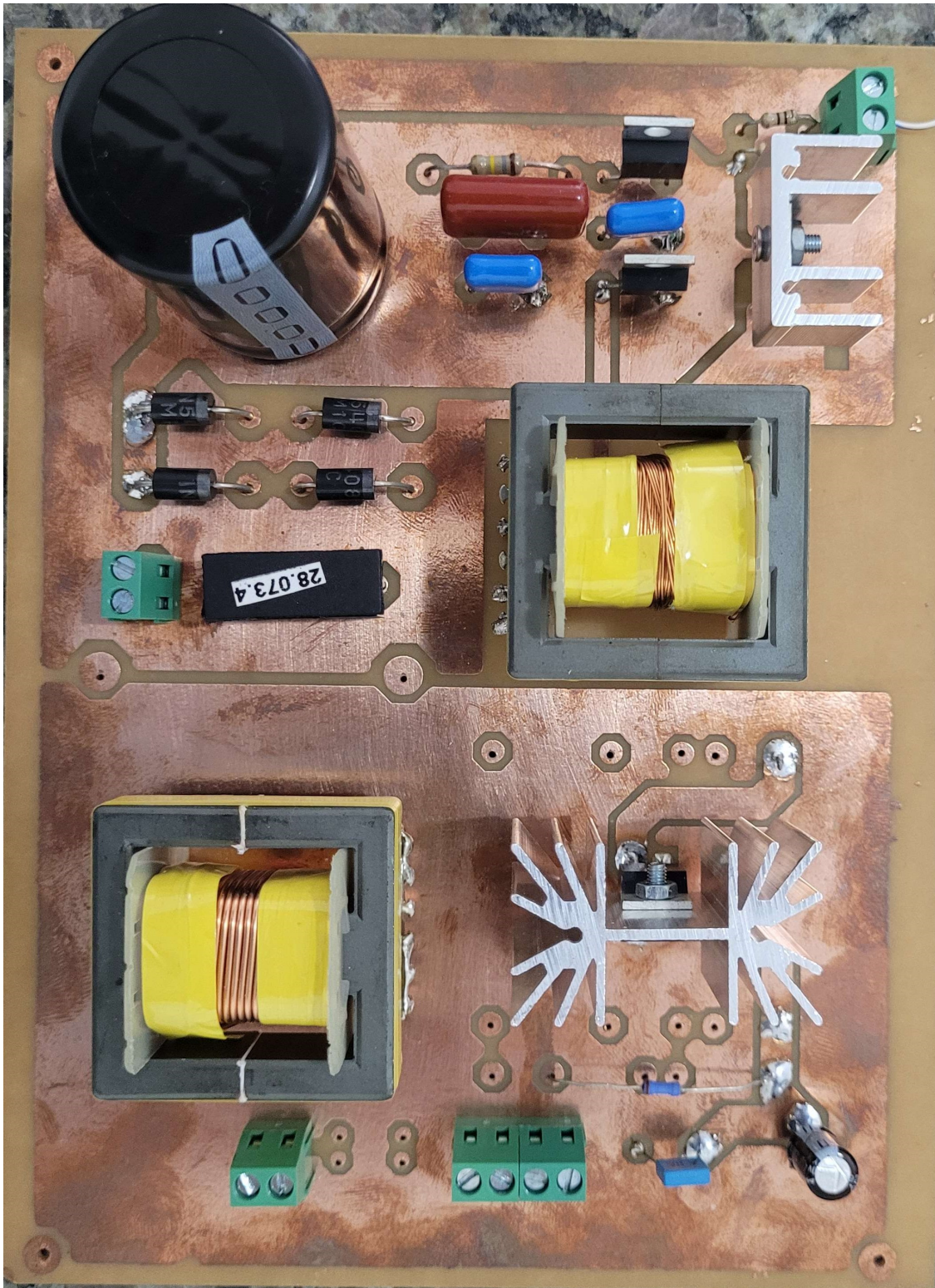
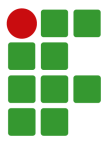


Fig. 43. Placa do conversor forward finalizada. Fonte: Autoria própria.

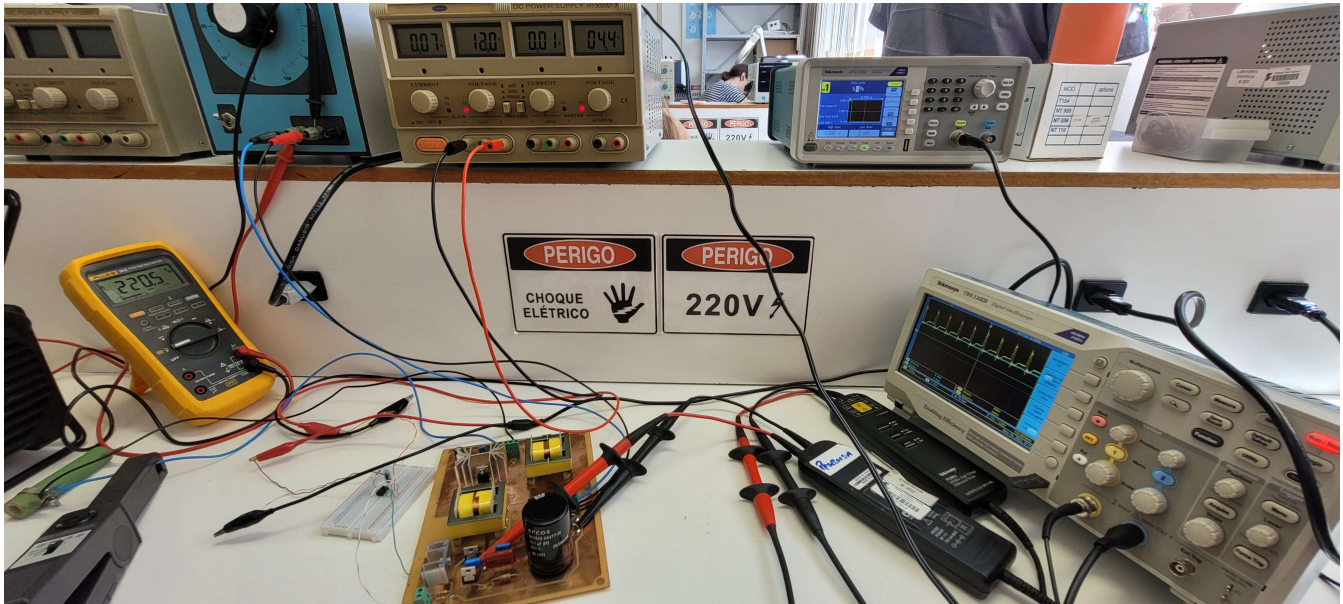


Fig. 44. Teste do conversor forward em bancada. Fonte: Autoria própria.

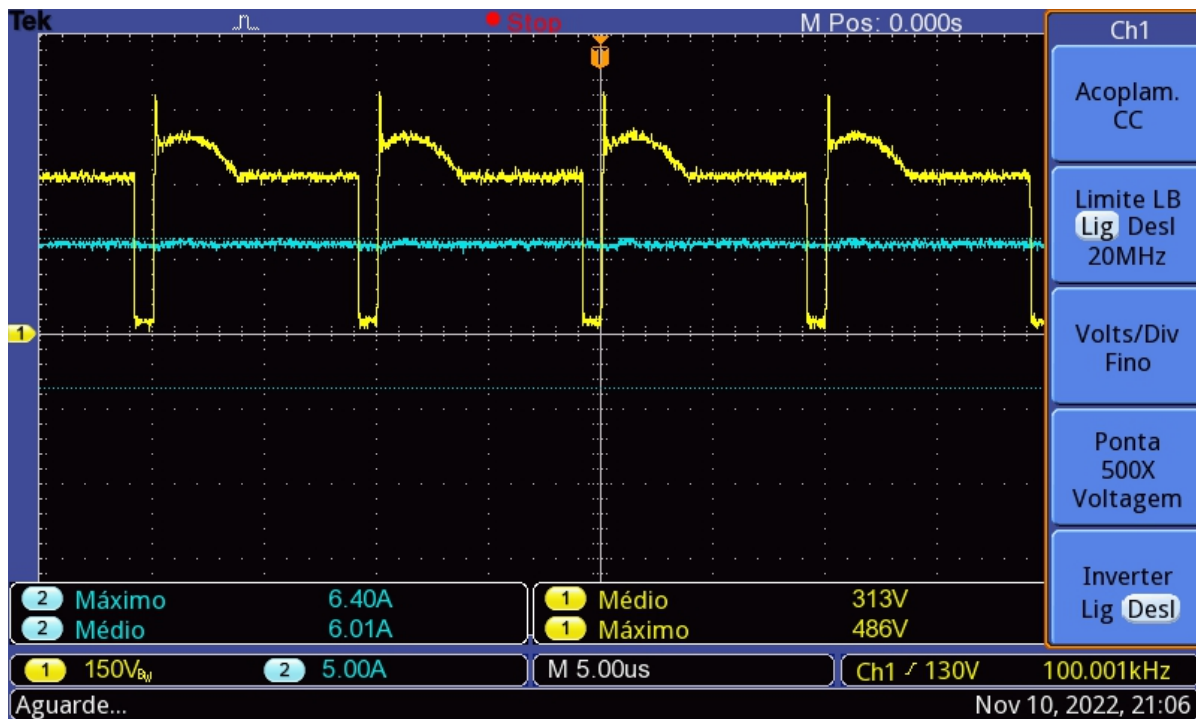


Fig. 45. Resultados práticos - queda de tensão no interruptor  $Q1$  (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de 1  $\Omega$ . Fonte: [18].

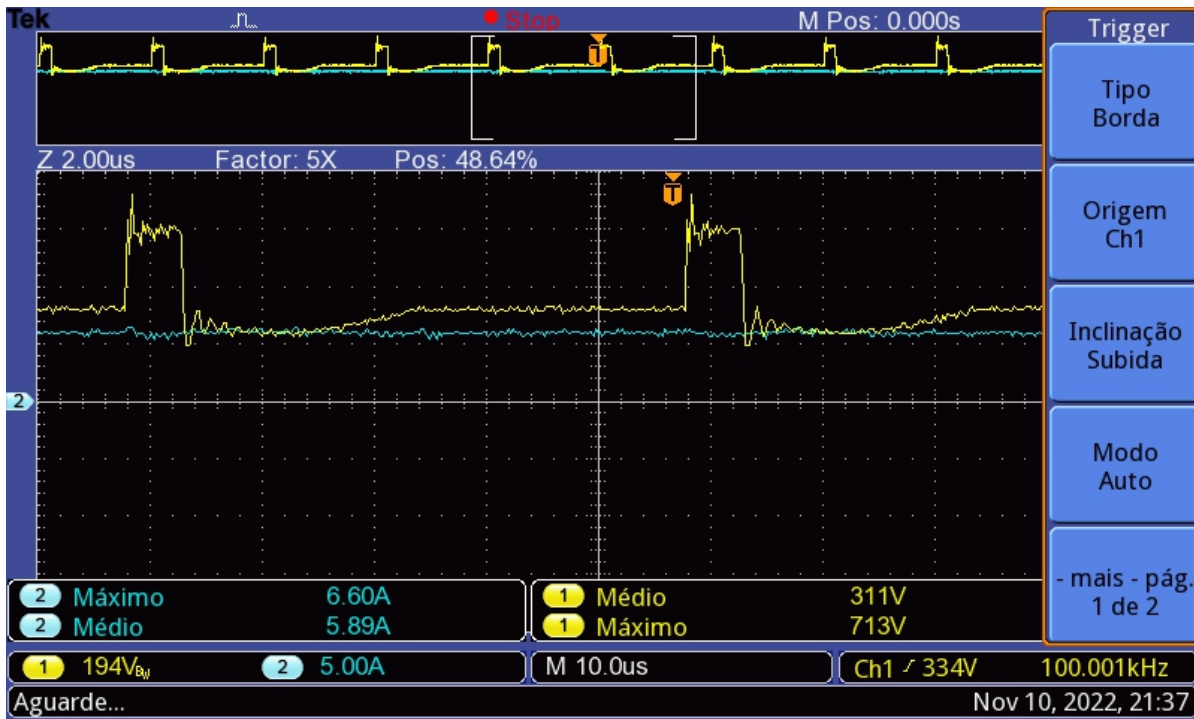


Fig. 46. Resultados práticos - queda de tensão no diodo de desmagnetização  $D_5$  (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de  $1\ \Omega$ . Fonte: [18].



Fig. 47. Resultados práticos - queda de tensão no diodo de retificação do secundário  $D_6$  (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de  $1\ \Omega$ . Fonte: [18].

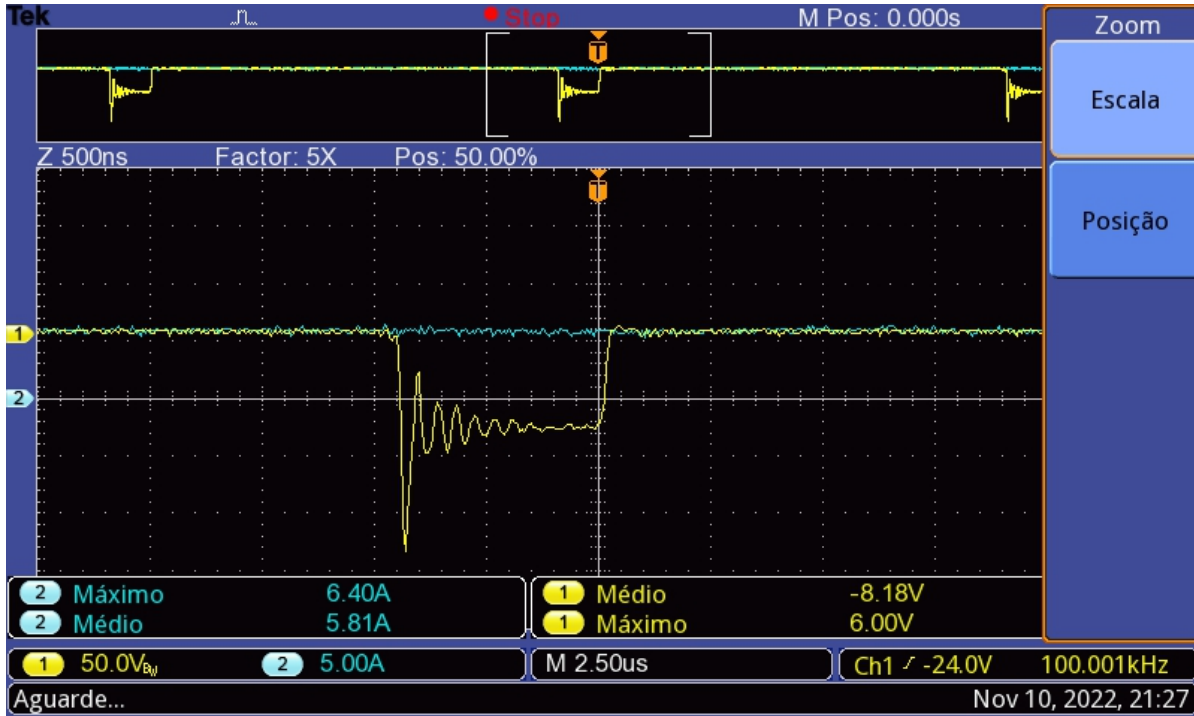
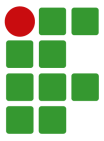


Fig. 48. Resultados práticos - queda de tensão no diodo de roda livre do secundário *D7* (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de 1  $\Omega$ .  
Fonte: [18].



Fig. 49. Resultados práticos - corrente na saída (*Rshunt*) (Figura 18) com *duty cycle* de 9,8% e carga de 1  $\Omega$ . Fonte: [18].

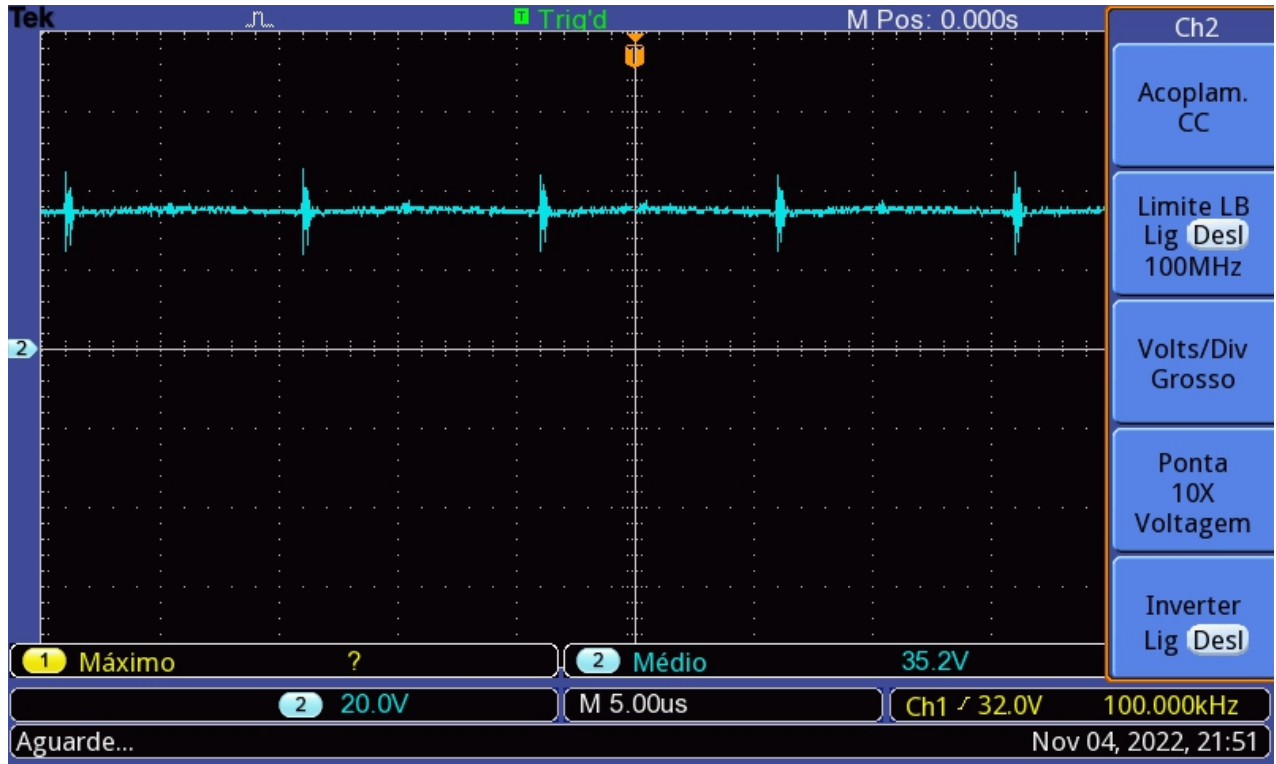
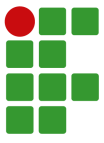


Fig. 50. Resultados práticos - queda de tensão no na saída J3 – 1/0V (Figura 18) com *duty cycle* de 45% e carga de 30  $\Omega$ . Fonte: [18].

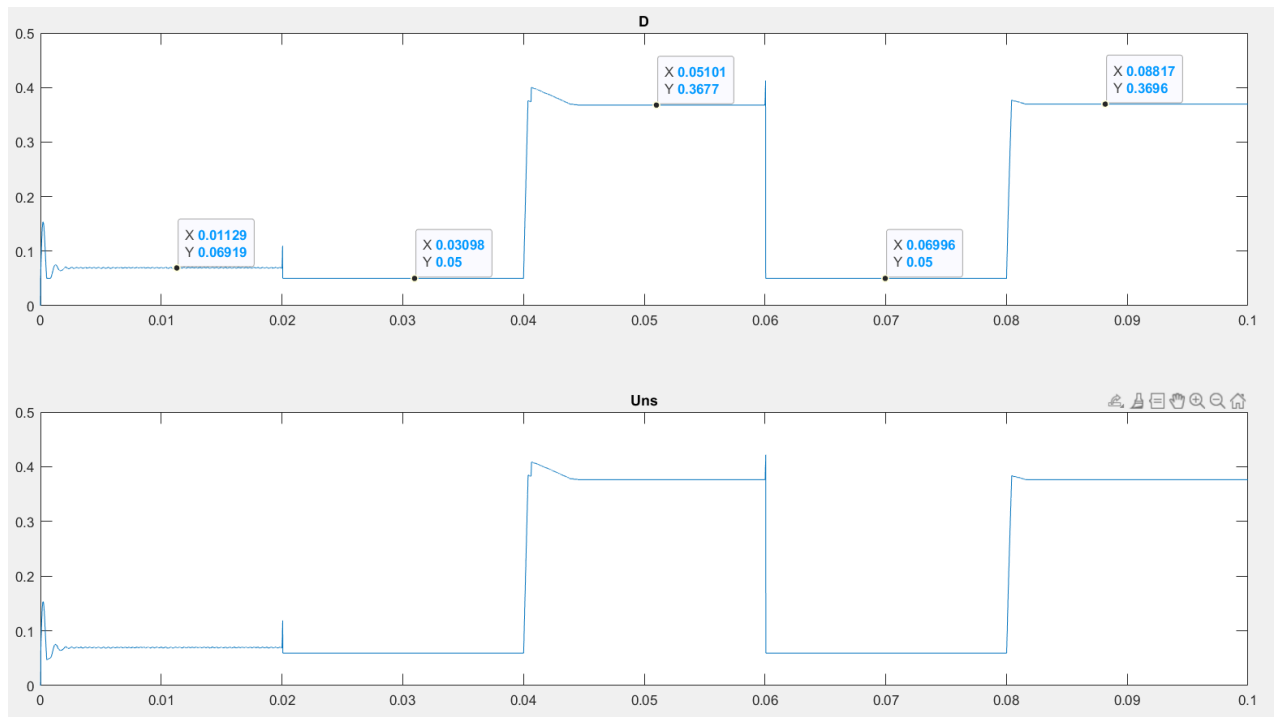


Fig. 51. Valores de razão cíclica ( $D$ ) e ação de controle ( $Uns$ ) para respectivos valores da Tabela VI. Fonte: Autoria própria.

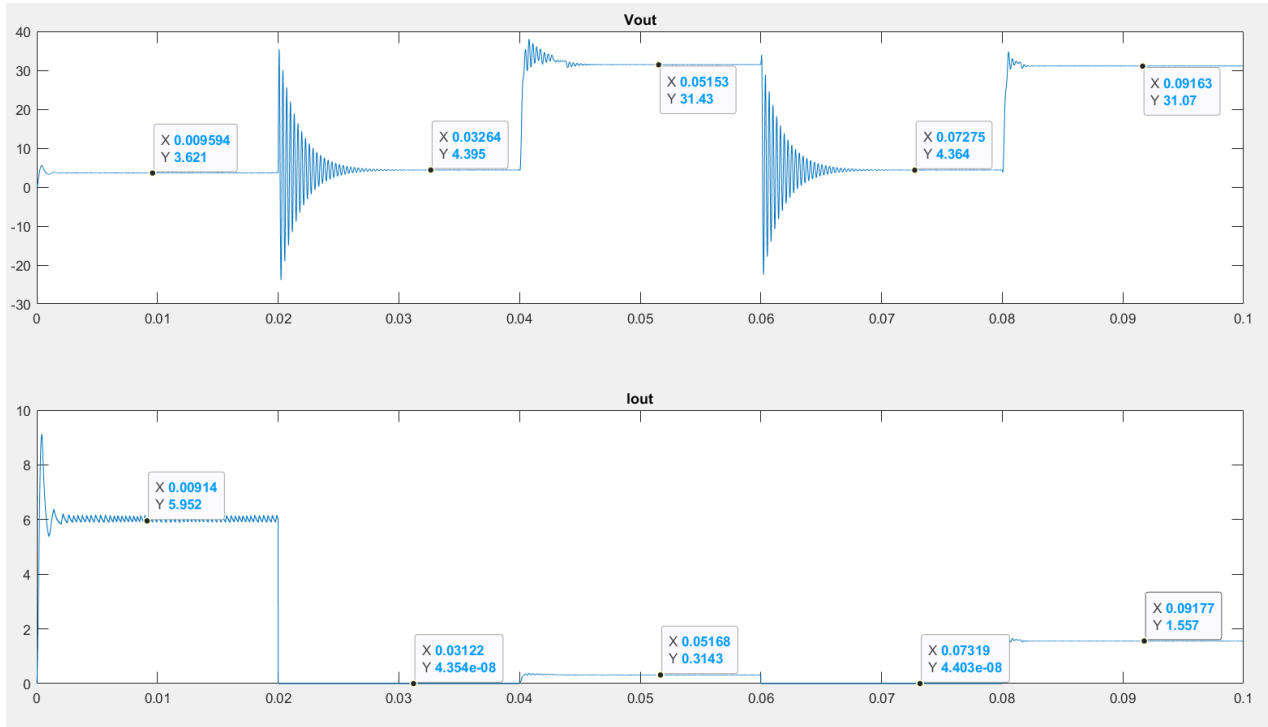
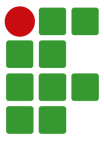


Fig. 52. Valores de tensão de saída ( $V_{out}$ ) e corrente de saída ( $I_{out}$ ) para respectivos valores da Tabela VI. Fonte: Autoria própria.

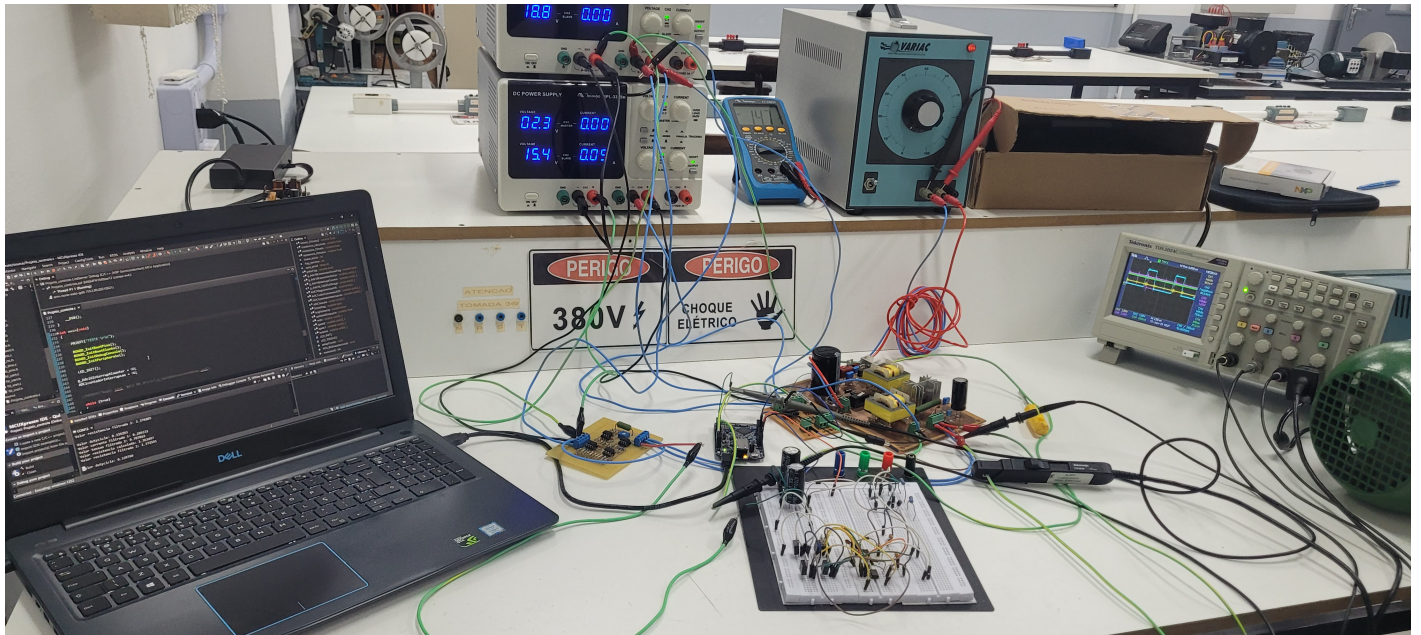


Fig. 53. Teste do conversor *forward* em malha fechada. Fonte: Autoria própria.

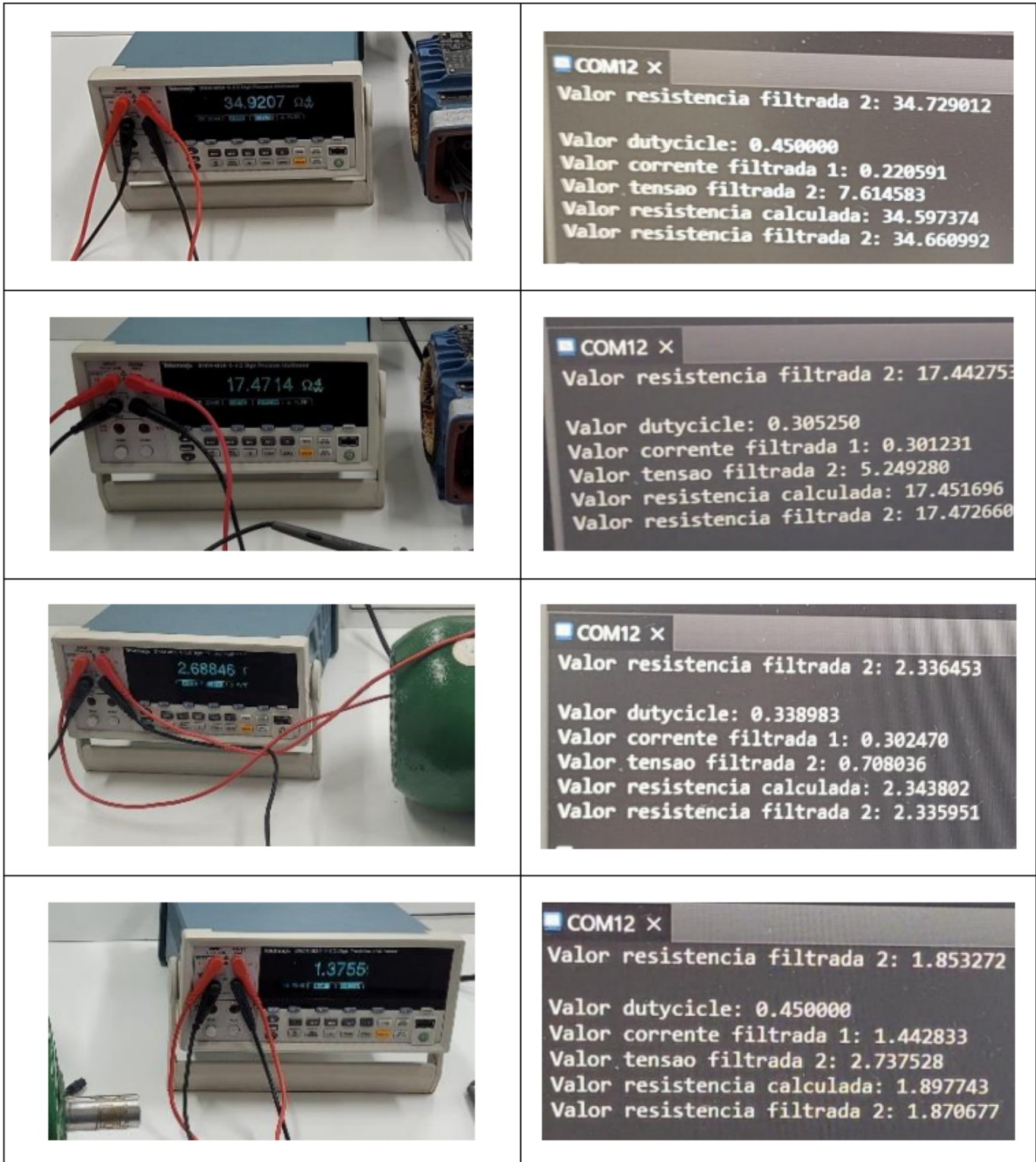
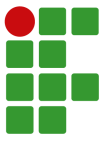
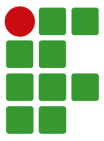


Fig. 54. Comparação dos valores de resistência mensurados com o multímetro e o protótipo desenvolvido. Fonte: Autoria própria.

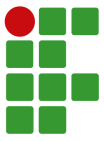


APÊNDICE C – PROGRAMA FEITO NO MATLAB®

```
1 clc
2 clear all
3 close all
4
5 %parametros de simulacao
6 dt = 1e-7;
7 tmax = 100e-3-dt;
8 npontos = 100000; %total de pontos a serem exibidos
9 tpontos = round(tmax/dt); %total de pontos simulados
10 rel_pontos = round(tpontos/npontos);
11 cont_pontos = 0;
12 i = 0;
13
14 %parametros de chaveamento
15 tsw = 1e-5;
16 cont_tsw = 0.0;
17 d = 0.05;
18 sw = 0;
19
20 %parametros do controle digital
21 ts = 1e-5;
22 cont_ts = 0;
23 u = 0;
24 uns = 0;
25 u1 = 0; %a o de controle anterior
26 e0 = 0; %erro atual
27 e1 = 0; %erro anterior
28 iout_ref = 6;
29 vmax = 30;
30 dmax = 0.43;
31 dmin = 0.05;
32 T_cont_iout_max = 100;
33 T_cont_iout_lim = 5;
34 t_cont_iout = 0;
35
36 %parametros do controlador
37 r0 = 1;
38 s0 = 0.0008/r0;
39 s1 = s0*0.89/r0;
40 r1 = 1/r0;
41
42 %variaveis e par metros da planta
43 vm = 0;
44 im = 0;
45 vs = 0;
46 vout = 0;
47 vc = 0;
48 ic = 0;
49 iout = 0;
50 vl = 0;
51 il = 0;
52 vin = 311;
53
54 R = 6;
55 Rsh = 0.01;
56 Rse = 0.01;
57 Rl = 0.3;
58 Lp = 6202e-6;
59 Lm = 5330e-6;
60 L = 246.9e-6;
61 C = 10e-6;
62 Ns = 11;
63 Np = 39;
64
65 %vetores para armazenamento das informacoes na memoria
```

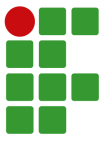


```
66 T = zeros(npontos,1);
67 D = zeros(npontos,1);
68 Uns = zeros(npontos,1);
69 Vm = zeros(npontos,1);
70 Im = zeros(npontos,1);
71 Vs = zeros(npontos,1);
72 Vout = zeros(npontos,1);
73 Vin = zeros(npontos,1);
74 Vc = zeros(npontos,1);
75 Ic = zeros(npontos,1);
76 Iout = zeros(npontos,1);
77 Vl = zeros(npontos,1);
78 Il = zeros(npontos,1);
79
80 %loop principal de simulacao
81
82 for t = 0:dt:tmax
83
84     %teste condi es de corrente
85     t_correcao = round (t/200e-9);
86
87     %variacao de carga
88     if (t<0.2*tmax)
89         R = 0.6;
90     elseif (t<0.4*tmax)
91         R = 1e8;
92     elseif (t<0.6*tmax)
93         R = 100;
94     elseif (t<0.8*tmax)
95         R = 1e8;
96     elseif (t<0.99*tmax)
97         R = 20;
98     end
99
100    %rotina para emular a interrupcao de tempo do MCU
101    cont_ts = cont_ts+dt;
102    if cont_ts >= ts
103        cont_ts = 0;
104        u1 = u;
105        e1 = e0;
106        e0 = iout_ref-iout;
107        uns = s0*e0+s1*e1+r1*u1;
108        u = uns;
109        if (u<dmin)
110            u = dmin;
111        end
112
113        if (u>dmax)
114            u = dmax;
115        end
116
117        if (iout < 0.01)
118            t_cont_iout = t_cont_iout+1;
119
120            if (t_cont_iout>T_cont_iout_lim)
121                u = dmin;
122
123            end
124            if (t_cont_iout > T_cont_iout_max)
125                t_cont_iout = T_cont_iout_max;
126            end
127        end
128        if (iout >= 0.01)
129            t_cont_iout = 0;
130
131        end
132
133        if vout >= vmax
```



```
134         if (iout >= 0.01)
135             if (vout <1.06*vmax)
136                 u = u1;
137             elseif (vout > 1.06*vmax)
138                 u = u1-0.0001;
139
140             end
141         end
142     end
143 end
144
145 d = u;
146 %rotina de chaveamento
147 cont_tsw = cont_tsw + dt;
148
149 if cont_tsw < d*tsw
150     sw = 1;
151 else
152     sw = 0;
153 end
154
155 if cont_tsw >= tsw
156     cont_tsw = 0;
157 end
158
159 %simulacao da primeira etapa
160 if (sw == 1)
161     vm = vin;
162     vs = Ns/Np*vin;
163     dim = dt/Lp*vm;
164 end
165
166 %simulacao da segunda etapa
167 if (sw == 0)
168     vm = -vin;
169     vs = Ns/Np*0;
170
171     dim = dt/Lm*vm;
172 end
173
174 %simulacao do conversor
175 vout = vc+Rse*ic;
176 iout = vout/(R+Rsh);
177 vrl = Rl*il;
178 vl = vs-(vout+vrl);
179 ic = il-iout;
180
181 dil = dt/L*vl;
182 dvc = dt/C*ic;
183
184 il = il+dil;
185 vc = vc+dvc;
186 im = im+dim;
187 if (im <= 0)
188     im = 0;
189 end
190
191 %atualiza o das variaveis na memoria
192 cont_pontos = cont_pontos+1;
193 if cont_pontos >= rel_pontos
194     cont_pontos = 0;
195     i = i+1;
196     T(i) = t;
197     D(i) = d;
198     Uns(i) = uns;
199     Vm(i) = vm;
200     Im(i) = im;
201     Vs(i) = vs;
```

```
202     Vout(i) = vout;
203     Vin(i) = vin;
204     Vc(i) = vc;
205     Ic(i) = ic;
206     Iout(i) = iout;
207     Vl(i) = vl;
208     Il(i) = il;
209     end
210
211 end
212
213 figure;
214 subplot(211)
215 plot(T,Vout)
216 title('Vout')
217 subplot(212)
218 plot(T,Iout)
219 title('Iout')
220
221 figure;
222 subplot(211)
223 plot(T,Vl)
224 title('Vl')
225 subplot(212)
226 plot(T,Il)
227 title('Il')
228
229 figure;
230 subplot(211)
231 plot(T,D)
232 title('D')
233 subplot(212)
234 plot(T,Uns)
235 title('Uns')
```

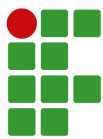


APÊNDICE D – PROGRAMA FEITO NO MCUXPRESSO®

```
1 #include <stdio.h>
2 #include "board.h"
3 #include "peripherals.h"
4 #include "pin_mux.h"
5 #include "clock_config.h"
6 #include "MK64F12.h"
7 #include "fsl_debug_console.h"
8 #include "fsl_pit.h"
9 #include "fsl_adc16.h"
10
11 float const dmin = 0.05;
12 float const dmax = 0.45;
13
14 float ts = 0.00005;
15 float volatile u = 0;
16 float volatile uns = 0;
17 float volatile u1 = 0;
18 float volatile e0 = 0;
19 float volatile e1 = 0;
20 float volatile iout_ref = 2.3;
21
22 //float const r0 = 1;
23 //float const s1 = (s0*0.89)/r0;
24 //float const r1 = 1/r0;
25 //float const s0 = 0.0008/r0;
26
27 float const r0 = 1;
28 float s0 = 0.005;
29 float s1 = 0.004;
30 float r1 = 1 / r0;
31
32 float iout = 0.0;
33 float vout = 0.0;
34
35 const float alpha_mm = 0.9995;
36 const float beta_mm = (1.0 - alpha_mm);
37 volatile float corrente_filtrada = 0.0;
38 volatile float tensao_filtrada = 0.0;
39 volatile float tensao_filtrada2 = 0.0;
40
41 volatile float resistencia_calculada = 0.0;
42 volatile float resistencia_filtrada = 0.0;
43 volatile float resistencia_filtrada2 = 0.0;
44
45 long int cont_printf = 0;
46
47 volatile bool pitIsrFlag = false;
48
49 volatile bool g_Adc16ConversionDoneFlag = false;
50 volatile uint32_t g_Adc16ConversionValue;
51 volatile uint32_t g_Adc16InterruptCounter;
52 const uint32_t g_Adc16_12bitFullRange = 65536U;
53
54 volatile bool ADC1flagconversaoOK = false;
55 volatile uint32_t ADC1valorConversaoADC;
56 volatile uint32_t ADC1contadorInterrupcao;
57 const uint32_t ADC1escala = 65536U;
58
59 volatile float updatedDutycycle = 0.0;
60
61 void delayF(void) {
62     volatile uint32_t i = 0U;
63     for (i = 0U; i < 40U; ++i) {
64         __asm("NOP");
65     }
66 }
```



```
66 }
67
68 void PITO_IRQHandler(void) {
69     cont_printf++;
70     GPIO_PinWrite(GPIOA_GPIO, 1U, 1U);
71
72     PIT_ClearStatusFlags(PIT_PERIPHERAL, PIT_CHANNEL_0, kPIT_TimerFlag);
73     pitIsrFlag = true;
74
75     delayF();
76
77     ADC16_SetChannelConfig(ADCO_PERIPHERAL, ADCO_CHO_CONTROL_GROUP,
78         &ADCO_channelsConfig[0]);
79     while (!ADC16_GetChannelStatusFlags(ADCO_PERIPHERAL, ADCO_CHO_CONTROL_GROUP)) {
80
81     }
82     g_Adc16ConversionValue = ADC16_GetChannelConversionValue(ADCO_PERIPHERAL,
83         ADCO_CHO_CONTROL_GROUP);
84
85     iout = 1.8751 - (((float) g_Adc16ConversionValue) / 65536.0) * 2.31;
86     corrente_filtrada = alpha_mm * corrente_filtrada + iout * beta_mm;
87
88     delayF();
89
90     ADC16_SetChannelConfig(ADCO_PERIPHERAL, ADCO_CH1_CONTROL_GROUP,
91         &ADCO_channelsConfig[1]);
92     while (!ADC16_GetChannelStatusFlags(ADCO_PERIPHERAL, ADCO_CH1_CONTROL_GROUP)) {
93
94     }
95     ADC1valorConversaoADC = ADC16_GetChannelConversionValue(ADCO_PERIPHERAL,
96         ADCO_CH1_CONTROL_GROUP);
97
98     vout = ((ADC1valorConversaoADC) * 40.0 / 65536) * 1.056;
99     tensao_filtrada = alpha_mm * tensao_filtrada + beta_mm * vout;
100    tensao_filtrada2 = alpha_mm * tensao_filtrada2 + beta_mm * tensao_filtrada;
101
102    if (corrente_filtrada >= 0.01)
103        resistencia_calculada = tensao_filtrada2 / corrente_filtrada;
104    else
105        resistencia_calculada = 0.0;
106
107    resistencia_filtrada = alpha_mm * resistencia_filtrada + beta_mm * resistencia_calculada;
108    resistencia_filtrada2 = alpha_mm * resistencia_filtrada2 + beta_mm * resistencia_filtrada;
109
110    ts = 0.0007;
111    s0 = 0.25;
112    s1 = 0.1;
113    e0 = iout_ref - corrente_filtrada;
114    e1 = e1 + e0 * ts;
115    u = e1 * s1 + s0 * e0;
116
117    if (u > dmax) {
118        u = dmax;
119        e1 = e1 - e0 * ts;
120    }
121    if (u < dmin) {
122        u = dmin;
123        e1 = e1 - e0 * ts;
124    }
125    updatedDutycycle = 100.0f * (1.0f - u);
126    GPIO_PinWrite(GPIOA_GPIO, 1U, 0U);
127
128    __DSB();
129 }
130
131 int main(void) {
132
133     PRINTF("TESTE \r\n");
```



```
134
135 BOARD_InitBootPins();
136 BOARD_InitBootClocks();
137 BOARD_InitDebugConsole();
138 BOARD_InitPeripherals();
139
140 g_Adc16InterruptCounter = 0U;
141 ADC1contadorInterrupcao = 0U;
142
143 while (true) {
144     if (pitIsrFlag == true) {
145         FTM_UpdatePwmDutycycle(FTMO_PERIPHERAL, FTMO_PWM_CHANNEL, kFTM_EdgeAlignedPwm, updatedDutycycle);
146         FTM_SetSoftwareTrigger(FTMO_PERIPHERAL, true);
147         pitIsrFlag = false;
148     }
149
150     if (cont_printf >= 10000) {
151         PRINTF("Valor dutycycle: %f\r\n ", u);
152         PRINTF("Valor corrente filtrada 1: %f\r\n ", corrente_filtrada);
153         PRINTF("Valor tensao filtrada 2: %f\r\n ", tensao_filtrada2);
154         PRINTF("Valor resistencia calculada: %f\r\n ", resistencia_calculada);
155         PRINTF("Valor resistencia filtrada 2: %f\r\n\n ", resistencia_filtrada2);
156
157         cont_printf = 0;
158     }
159 }
160 }
```