

MEDIDOR DE INDUTÂNCIA COM FREQUÊNCIA AJUSTÁVEL

Samuel Filipe Carstens¹
José Flavio Dums²
Janderson Duarte³

Resumo: O presente artigo contém o projeto e o desenvolvimento prático de um dispositivo capaz de efetuar a medição da indutância, em indutores com núcleo ferromagnético utilizados na montagem de conversores estáticos de potência, e apresentar o resultado ao usuário por meio de um *display*. Apresenta-se aqui uma breve revisão teórica sobre as características dos indutores reais e quais fatores influenciam em seu comportamento. A medição da indutância, neste trabalho, é realizada pela leitura da inclinação da corrente, quando se submete o indutor a uma tensão CC constante. Isso é implementado por um circuito inversor, que aplica uma tensão periódica e quadrada no indutor, na frequência desejada, e através da leitura da amplitude da corrente, em instantes distintos, calcula-se o valor da indutância média. Como são capturados mais de dois pontos em um período, é possível também avaliar a linearidade da forma de onda da corrente, para verificar se o indutor está em saturação ou não. Ao final é apresentada a comparação dos valores obtidos pela metodologia proposta, em amostras de indutores conhecidos, com outros dois métodos de medição, onde se discute validade dos resultados obtidos e são apresentadas sugestões de melhoria para o trabalho desenvolvido.

Palavras-Chave: Indutância. Chaveamento de indutor. Instrumentação de sinais analógicos.

ADJUSTABLE FREQUENCY INDUCTANCE METER

Abstract: This paper presents the design and development of a device to measure inductance in inductors with ferromagnetic core, used in static power converters, which results are presented to the user in a display. A brief review of real inductors characteristics and the factors that influence their behavior is presented. The Inductance measurement, in this work, is carried out by reading the slope of the current, when the inductor is subjected to a constant DC voltage. This is implemented by an inverter circuit, which applies a periodic and square voltage to the inductor, at the desired frequency. Reading the current amplitude, at different times, the value of the average inductance is calculated. As more than two points are captured in a period, it is also possible to evaluate the linearity of the current waveform and checking if the inductor is in saturation or not. At the end, a comparison of the values obtained by the proposed methodology, in samples of known inductors, with other two measurement methods are presented to validate of the results. Some improvements suggestions to futures works are presented.

Keywords: Inductance, Inductor Switching, Analog signal instrumentation.

¹ Acadêmico do curso Bacharel em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Santa Catarina. E-mail: samuelfcarstens@hotmail.com

² Orientador, professor do curso Bacharel em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Santa Catarina. E-mail: joseflavio@ifsc.edu.br

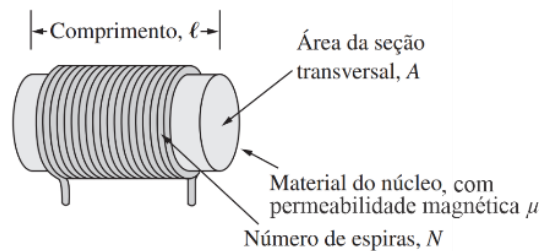
³ Co-orientador, professor do curso Bacharel em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Santa Catarina. E-mail: janderson.duarte@ifsc.edu.br

1. INTRODUÇÃO

O indutor é um elemento passivo capaz de armazenar energia por meio de um campo magnético. Condutores percorridos por corrente elétrica apresentam propriedades indutivas, entretanto, para potencializar o efeito indutivo, um indutor utilizado na prática geralmente é produzido em formato de uma bobina cilíndrica, contendo múltiplas espiras de fio condutor elétrico, dispostas em um núcleo ferromagnético, que tende a concentrar as linhas de campo, reduzindo assim as perdas por dispersão e, dessa forma, aumentando a indutância para um determinado número de espiras.

A indutância é dependente das características físicas da composição e construção do indutor, sendo que, para uma bobina cilíndrica (solenóide), a indutância é determinada através da equação 1, cujos parâmetros estão detalhados no modelo apresentado na Figura 1.

Figura 1 - Forma teórica de um indutor tipo bobina cilíndrica (solenóide).



Fonte: Adaptação de Alexander e Sadiku (2013).

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu \cdot A}{l} [H] \quad (1)$$

A unidade de medida da indutância é o henry (H), no sistema internacional, cujo nome foi dado em homenagem ao inventor norte-americano Joseph Henry (1797-1878).

Já no exemplo apresentado na Figura 2, tem-se um indutor montado em um núcleo de ferrite em formato “E”, o qual apresenta um caminho fechado para a concentração das linhas de campo magnético.

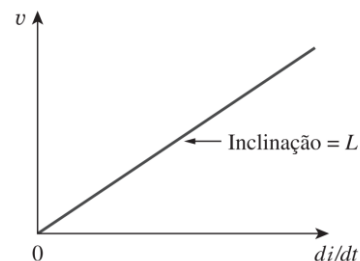
Figura 2 - Indutor real, condutor de cobre e núcleo de ferrite.



Fonte:

<https://www.krah.com.br/produtos/indutores-bobinas/>

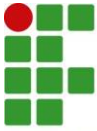
Figura 3 - Gráfico taxa de variação da corrente no indutor (di/dt) x tensão no indutor (v).



Fonte:

Alexander e Sadiku (2013).

Existe uma vasta aplicabilidade para os indutores, desde a implementação de memórias para sistemas digitais, passando pela conversão da energia elétrica em movimento, como nos motores, pela limitação da corrente elétrica em elementos de descarga elétrica, como lâmpadas de descarga e tubos de lasers, até o



armazenamento de energia em conversores estáticos de energia. Outros exemplos de aplicação são as fontes de alimentação, transformadores, entre outros. (ALEXANDER; SADIKU, 2013).

Por tratar-se de um condutor enrolado é possível imaginar que o indutor se assemelha a um curto-circuito. E ele realmente apresenta esta característica quando percorrido por corrente constante, impondo que a tensão elétrica em seus terminais seja nula nesta condição. Porém o indutor é normalmente projetado para ser utilizado em sistemas de corrente alternada, circuitos chaveados ou algum outro tipo de estímulo que cause a variação na corrente elétrica que por ele circula. Nessa condição a indutância do indutor tem ação e apresenta uma característica de oposição à variação instantânea da corrente elétrica, surgindo uma tensão elétrica em seus terminais, que segundo Alexander e Sadiku (2013) pode ser calculada conforme equação 2.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} [V] \quad (2)$$

Sendo v_L a tensão no indutor, di/dt a taxa de variação da corrente e L a indutância do indutor. Observa-se que a tensão no indutor é diretamente proporcional à sua indutância e a derivada da corrente em relação ao tempo, e caso a variação da corrente seja nula, implicará que a tensão no indutor também seja nula, que é exatamente o comportamento de um curto circuito.

A indutância L é definida como a constante de proporcionalidade, ao avaliarmos o gráfico da taxa de variação da corrente pela variação da tensão no indutor, que resulta na inclinação da reta apresentada na Figura 3. Cabe ressaltar que para esta relação resultar em uma reta, sem distorções, o indutor precisa apresentar características lineares, ou seja, a indutância se mantém constante ao longo de toda a variação da corrente. Para isto, se faz necessário que a amplitude da corrente não atinja o limite da corrente de saturação do núcleo do indutor. (ALEXANDER; SADIKU, 2013).

Indutores com núcleo ferromagnético apresentam um limite na corrente de operação, que ocorre quando se atinge a máxima magnetização do núcleo. A amplitude da corrente que leva à esta condição é denominada de corrente de saturação, pois qualquer valor acima deste ponto causará a saturação no núcleo, e abaixo deste limite a indutância apresentará um comportamento linear, sendo o foco de estudo. Um indutor saturado, perde suas características indutivas e passa a se comportar como um curto-circuito, sendo a corrente limitada somente através da resistência série do enrolamento. Segundo Barbi, Font e Alves (2002), a adição de um espaço de entreferro no núcleo eleva a corrente de saturação, pois uma relutância é adicionada ao circuito magnético do núcleo.

Considerando que o indutor não esteja operando com seu núcleo saturado, o valor de sua corrente instantânea $i_L(t)$ pode ser determinada conforme a equação 3, que é obtida através da integração da equação 2, em um intervalo de tempo limitado entre t_0 e t .

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v_L \cdot dt + i_L(t_0) [A] \quad (3)$$

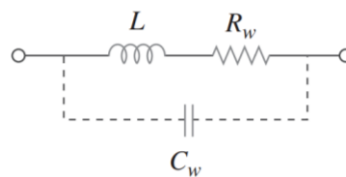
Onde $i_L(t_0)$ é a corrente inicial no indutor, podendo ser igual ou diferente de zero, e v_L é a tensão sobre o indutor. Se v_L for constante durante todo intervalo de integração, altera-se a sua nomenclatura para V_L e o valor da indutância pode ser

calculado de forma simplificada, através da equação 4. A corrente no indutor apresentará um comportamento linear neste intervalo.

$$L = V_L \cdot \frac{t - t_0}{i_L(t) - i_L(t_0)} \rightarrow \boxed{L = V_L \cdot \frac{\Delta t}{\Delta i} [H]} \quad (4)$$

Segundo Alexander e Sadiku (2013), o modelo do indutor real é igual ao apresentado na Figura 4, que considera os elementos parasitas característicos de sua composição e construção mecânica, que podem se manifestar de formas diferentes em relação à frequência de operação.

Figura 4 - Modelo do circuito equivalente para um indutor real.



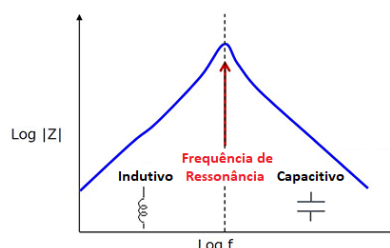
Fonte: Alexander e Sadiku (2013).

Sendo que L é a própria indutância, R_w é a resistência série do condutor, que depende de seu comprimento, da sua seção transversal e do material utilizado, e C_w é a capacitância parasita que surge do acoplamento capacitivo entre as espiras do indutor (Alexander e Sadiku, 2013). Essa capacitância tende a ter um valor baixo e não representa interferência significativa no funcionamento do indutor, exceto ao operar em frequências muito altas, em geral na ordem de centenas de mega-hertz (MHz).

Os elementos parasitas fazem com que indutor dissipe certa potência sobre R_w , bem como possa ter sua impedância alterada ao longo do espectro da frequência por causa de C_w , e dependendo da faixa de frequência, o indutor pode começar a apresentar comportamento capacitivo. Essa frequência limite é chamada de frequência de ressonância e pode ser determinada pela equação 5. Já a modificação no comportamento da impedância do indutor é apresentada no gráfico da Figura 5. Acima da frequência de ressonância F_R a capacitância parasita C_w se sobressai à indutância, alterando o comportamento da impedância.

$$F_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_w}} \quad (5)$$

Figura 5 - Gráfico frequência x módulo da impedância de um indutor real.



Fonte: Adaptado de <https://techweb.rohm.com/know-how/nowisee/8136/>

Em aplicações de baixa frequência, a capacitância C_w não tem influência e foi desconsiderada neste trabalho, por isso sua ligação na representação da Figura 4 é

tracejada. Na análise que se seguirá na seção 1.1, será considerado o modelo do indutor composto por L e R_W , já na análise da seção 1.2, será considerada apenas a indutância L , visto que a resistência R_W tem valores irrelevantes frente a proposta.

O objetivo deste trabalho é projetar e confeccionar um equipamento que seja capaz de mensurar a indutância de indutores com núcleo de ferrite (Figura 2), especificamente utilizados em conversores de energia chaveados CC-CC e CC-CA, comutados em baixa frequência, tipicamente inferiores a 50 kHz, baixa tensão de entrada, normalmente abaixo de 48V, e faixa de indutância delimitada entre 200 μ h e 2000 μ h. Desta forma a limitação da capacidade operacional do circuito, que é o ajuste das frequências entre 1 kHz e 30 kHz, não representa problemas de medição. Todavia, busca-se a independência de equipamentos de instrumentação como osciloscópio e gerador de função, resultando em um funcionamento simplificado.

Existem equipamentos comerciais capazes de mensurar a indutância e até mesmo os elementos parasitas de um indutor, como os apresentados nas Figura 6 e 7. O equipamento da Figura 6 é um analisador de impedância, capaz de apresentar o gráfico da impedância ao longo de toda faixa de frequência de operação do equipamento, sendo possível determinar os valores da indutância L da resistência série R_W , e da capacitância C_W . Já na Figura 7 é apresentado um tradicional medidor LCR portátil, modelo MC-155 da Minipa, capaz de efetuar leituras de indutância em uma frequência fixa, geralmente de 1kHz, conforme descrito em seu manual.

Figura 6 - Analisador de Impedâncias



Fonte: <https://www.microtest.com.tw/>

Figura 7 - Multímetro LCR MC-155



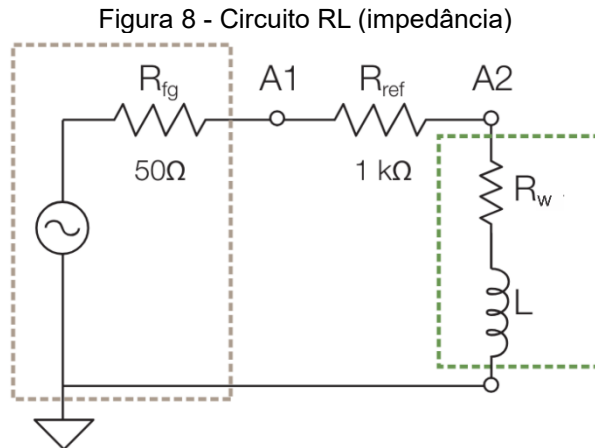
Fonte: <https://www.minipa.com.br>

Dada a indisponibilidade de um analisador de impedância, e a falta de opção para a seleção de frequência em medidores LCR, buscaram-se opções de topologias de circuitos para mensurar a indutância. Topologias baseadas em oscilador de Clapp, apresentado por Lüdke (2010), oscilador LC com *Schmitt Trigger*, explanado por Quintão (2011), ou outras técnicas de medição por frequência de ressonância LC, não são abordadas porque elas não possibilitam a seleção da frequência em que a medição é efetuada. Diante disso, optou-se por outros dois métodos que, em sua operação, permitem que a medição seja feita em uma frequência previamente estipulada, sendo que o método abordado na seção 1.1 é utilizado para verificação, e o método apresentado na seção 1.2 foi adotado para a construção do medidor de indutância.

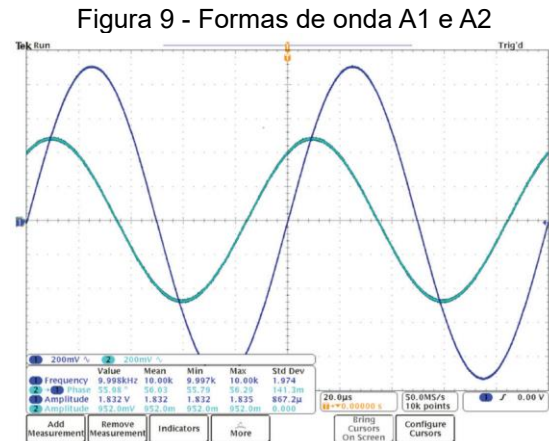
1.1. MÉTODO DE MEDIÇÃO POR IMPEDÂNCIA

Metodologia apresentada pela fabricante de equipamentos de instrumentação Tektronix® em um documento de aplicação, onde é proposto a utilização de um gerador de sinais e um osciloscópio para determinar a impedância de um indutor em determinada frequência, ajustável através de um sinal senoidal configurado no

gerador de sinais. O circuito implementado é simples, conforme apresentado na Figura 8, com apenas um resistor R_{ref} ligado em série com o indutor a ser mensurado. Nota-se que nesta abordagem é considerado a resistência série parasita R_w e a indutância L do modelo do indutor real.



Fonte: Adaptado de [Tektronix](#).



Fonte: [Tektronix](#).

Através das medidas de defasagem entre as ondas A1 e A2, bem como dos valores de pico delas, obtidas na captura das formas de onda da Figura 9, e com base na análise de circuitos alternados, de onde se obtém as equações 6, 7, 8 e 9, é possível calcular a impedância total Z do indutor, definido como a associação série de L e R_w no circuito da Figura 8. Notar que θ é o ângulo de fase de A2 para A1.

$$Z = \frac{V_{A2} \cdot R_{ref}}{\sqrt{V_{A1}^2 - 2 \cdot V_{A1} \cdot V_{A2} \cdot \cos \theta + V_{A2}^2}} \quad [\Omega] \quad (6)$$

$$\alpha = \theta - \tan^{-1} \left(\frac{-V_{A2} \cdot \sin \theta}{V_{A1} - V_{A2} \cdot \cos \theta} \right) \quad [^\circ] \quad (7)$$

$$L = \frac{Z \cdot \sin \alpha}{2\pi f} \quad [H] \quad (8)$$

$$R_w = Z \cdot \cos \alpha \quad [\Omega] \quad (9)$$

Neste método se obtém a impedância Z em notação complexa, que pode ser decomposta entre a indutância L , que é a parte imaginária da impedância, e a resistência série R_w , que é a parte real da impedância do indutor. É uma opção de medição interessante e com possibilidade de ajuste da frequência em que a medição é efetuada, porém é dependente de equipamentos caros e as vezes complexos de operar, além de não permitir o funcionamento do sistema de forma automática, pois é necessário fazer a leitura das grandezas na tela do osciloscópio. Este método foi utilizado como uma forma de verificação das medições realizadas através do equipamento desenvolvido.

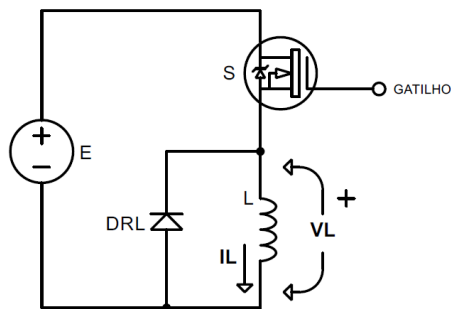
1.2. MÉTODO DE MEDIÇÃO POR INCLINAÇÃO DA CORRENTE

Conforme já apresentado, o efeito da indutância no comportamento da corrente em um indutor pode ser representado pela equação 3, onde, ao aplicar uma tensão positiva e constante ao indutor, é esperado que a corrente tenha um crescimento linear

seguinto a inclinação caracterizada pela indutância. Para evitar a operação na região de saturação do núcleo e possibilitar o ajuste da frequência em que a medição é efetuada, a tensão constante é chaveada sobre o indutor através de um sinal PWM e a amplitude da corrente pode ser controlada através da razão cíclica, limitando o tempo de carga da corrente do indutor. Neste caso deve-se garantir que o indutor opere em condução descontínua, ou seja, a corrente deve se extinguir antes do novo ciclo do sinal PWM. Desta forma, apresentam-se duas possibilidades de implementação.

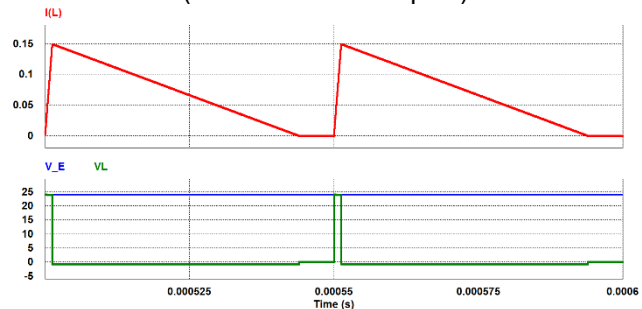
Chaveamento simples: No circuito da Figura 10, é utilizada uma chave semicondutora Mosfet S , para aplicar a fonte de tensão constante E ao indutor L . Quando a chave é aberta, a descarga da corrente no indutor ocorre através do diodo de roda livre DRL em paralelo ao indutor. Este circuito é conhecido como *Chopper step-down (buck)*, proposto por Ahmed (2000), mas com carga puramente indutiva.

Figura 10 - Esquemático para Chaveamento Simples



Fonte: O autor.

Figura 11 - Formas de onda simuladas (Chaveamento Simples)

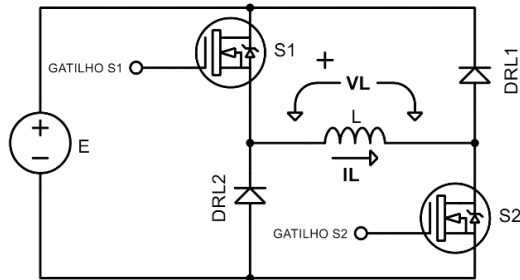


Fonte: O autor.

A Figura 11 apresenta as formas de onda de tensão e de corrente no indutor, obtidas através do simulador PSIM, em frequência de chaveamento de 20kHz, com razão cíclica de D igual a 0,025, amplitude da fonte E em 24V e indutor de 200uH. Nota-se que a corrente de descarga é muito mais lenta que a da carga pois neste intervalo de tempo o diodo de roda livre DRL , em condução, impõe a sua tensão no indutor. Apesar de viável, essa técnica foi descartada porque seria necessário muito tempo para que o indutor se descarregasse antes de um novo chaveamento.

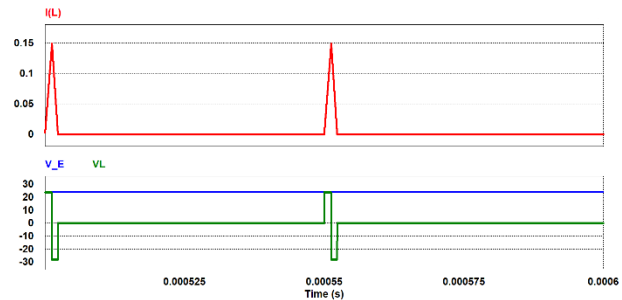
Chaveamento em ponte: A partir da topologia de um inversor de tensão monofásico, em ponte completa, como o apresentado por Ahmed (2000), foi feita uma adaptação para que o circuito trabalhe com apenas duas chaves semicondutoras controladas. Essas chaves são representadas no circuito da Figura 12 como $S1$ e $S2$, que são comandadas com sinais PWM idênticos, porém isolados entre si, garantindo a operação simultânea das chaves, apesar de não estarem na mesma referência. Também são utilizados dois diodos de roda livre, representados na Figura 12 como $DRL1$ e $DRL2$. Esta topologia permite que o indutor seja alimentado por tensão positiva ($V_L = +E$) durante a etapa de carga, e na etapa de descarga do indutor, os diodos $DRL1$ e $DRL2$ possibilitam a circulação da corrente do indutor para a fonte E , neste caso os diodos de roda livre polarizam o indutor negativamente em relação a fonte E implicando que $V_L = -E - V_{DRL1} - V_{DRL2}$, resultando assim na descarga da corrente do indutor em tempo muito próximo ao tempo de carga, possibilitando trabalhar com maior tempo de carga frente ao período de comutação, ou seja, permite a operação em maior frequência e com razão cíclica $D \approx 0,5$.

Figura 12 - Inversor em Ponte modificado.



Fonte: O autor.

Figura 13 - Formas de onda simuladas para o inversor modificado.



Fonte: O autor.

A caráter de exemplo, o circuito da Figura 12 foi simulado em condições idênticas ao caso do chaveamento simples, porém os resultados, que estão apresentados nas formas de onda da Figura 13, mostram que a corrente no indutor se descarrega rapidamente após a abertura das chaves S1 e S2.

Nos dois casos propostos é possível implementar o método de medição por inclinação da corrente, que consiste em mensurar a amplitude da corrente em dois instantes distintos cujo intervalo entre elas é conhecido, enquanto uma tensão constante E é aplicada ao indutor. De posse destas informações é possível calcular a indutância através da equação 4 se, e somente se, for garantido que a corrente possua um crescimento linear, conforme já explanado. Pelo fato de as chaves semicondutoras apresentarem uma resistência interna, quando em condução ($R_{DS_{on}}$), a tensão no indutor V_L não será perfeitamente constante durante a carga do indutor e apresentará um declínio em relação ao crescimento da corrente. Neste caso se faz necessário um ajuste na equação 4, substituindo V_L por V_{Lmed} , como mostrado na equação 10, que poderá ser determinado se, simultaneamente a aquisição da corrente, também a amplitude da tensão no indutor, nos instantes t_0 e t , for mensurada. Este ajuste é uma aproximação válida para operações com corrente no indutor inferior a 3 A, e $R_{DS_{on}}$ menor que 1 Ω , condições que não acrescentam erro significativo no resultado.

$$L = V_L \cdot \frac{\Delta t}{\Delta i} \rightarrow L = \frac{V_L(t) + V_L(t_0)}{2} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta i} \rightarrow L = V_{Lmed} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta i} [H] \quad (10)$$

A operação do indutor, neste método de medição, se assemelhará muito à implementação em um conversor chaveado CC-CC ou CC-CA. Essa é mais uma razão para a escolha do método da medição da indutância pela inclinação da corrente, com o circuito de chaveamento em ponte modificado.

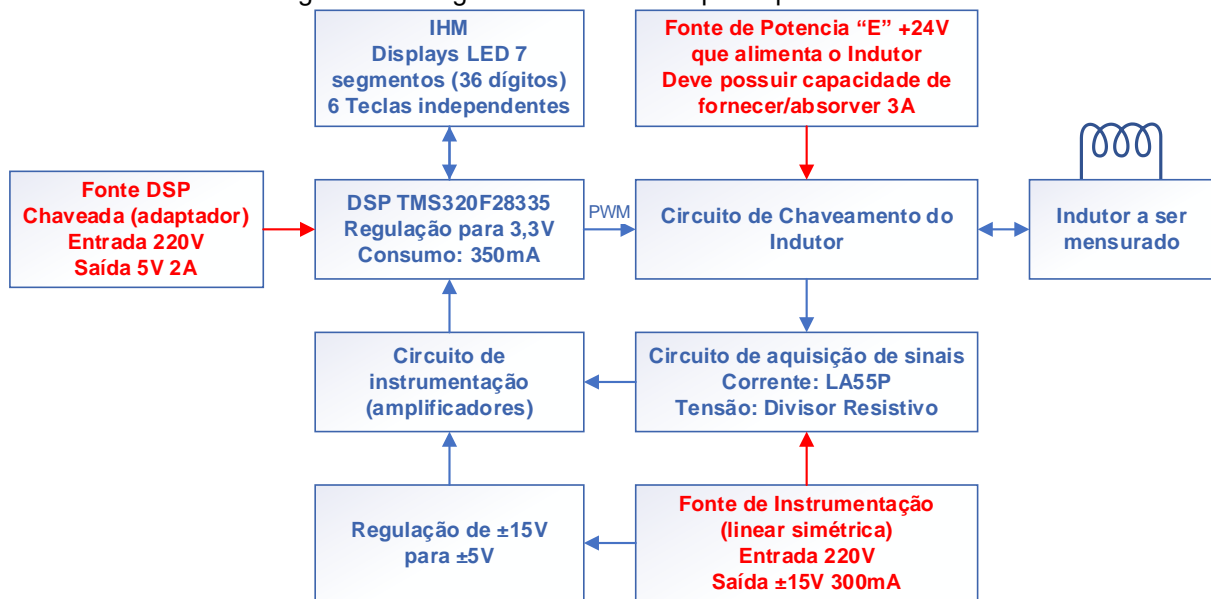
2. DESENVOLVIMENTO

Com base no método adotado para medição da indutância através da inclinação da corrente linear, com chaveamento em ponte modificado, inicialmente foram efetuadas simulações no *software* PSIM® (Figura 11 e 13) para verificar viabilidade da topologia. Posteriormente, o projeto do *hardware* do protótipo foi desenvolvido no *software* Proteus® (esquemático e desenho do layout) e as placas de circuito impresso foram confeccionadas através do processo de usinagem, em fresadora CNC específica para esta finalidade.

2.1. COMPOSIÇÃO DO PROTÓTIPO CONSTRUIDO

O protótipo construído segue a lógica representada no diagrama em blocos, apresentado na Figura 14. O aspecto físico final do protótipo é apresentado no apêndice A.

Figura 14 - Diagrama em blocos do protótipo construído.



Fonte: O autor.

As fontes de alimentação, que estão destacadas em vermelho no diagrama da Figura 14, são três fontes distintas. A indicada a esquerda é do tipo chaveada, sendo um adaptador comum de mercado, com saída de 5 V e capacidade de corrente de 2 A, utilizada aqui exclusivamente para alimentar o DSP. A inferior direita, denominada de fonte de instrumentação, foi construída em topologia linear simétrica e isolada, com retificação em ponte completa, saída em ± 15 V e capacidade de corrente em 300 mA para alimentar o circuito de aquisição de sinais, sua saída também passar por uma regulação para ± 5 V, que é necessária para alimentar os amplificadores operacionais do circuito de instrumentação. Por fim, a fonte superior, nomeada de fonte de potência “E”, é utilizada para aplicar a tensão no indutor por meio do circuito de chaveamento. Nessa proposta ela deve disponibilizar uma amplitude constante de 24 V e capacidade de fornecer, ou absorver, correntes de até 3 A. Para essa função utilizou-se uma fonte de bancada, disponível na instituição. As fontes do DSP e de instrumentação possuem referência comum, porém isoladas da referência da fonte de potência E.

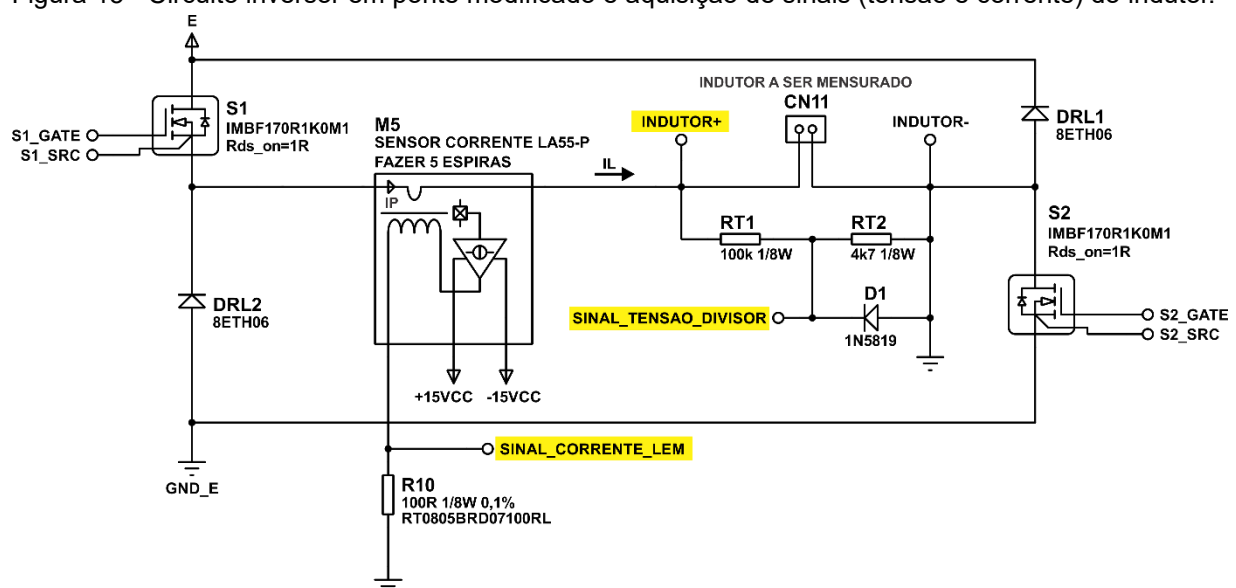
A Interface Homem Máquina (IHM) é formada por um visor, implementado com 36 displays de led de 7 segmentos, e 6 teclas de entrada de comandos, controlados pelo DSP.

Para todo o controle e processamento dos dados foi adotado o DSP de modelo **TMS320F28335** do fabricante *Texas Instruments*. Este DSP foi selecionado por ter custo acessível e possuir os recursos necessários para a aplicação. Tem capacidade de executar instruções na frequência de 150 MHz, é dotado de dois circuitos *sample-and-hold* independentes, permitindo assim realizar as leituras dos sinais da corrente e da tensão no indutor simultaneamente, além de a conversão analógico/digital ser

extremamente rápida, atingindo taxas de até 8,33 milhões de amostras por segundo na condição de simultaneidade de leituras em dois canais, e tudo isto em sincronia com o sinal PWM aplicado ao indutor. O DSP também é responsável por gerar o sinal PWM aplicado ao circuito de chaveamento, e interagir com o usuário através da IHM. Devido ao encapsulamento do DSP ser do tipo LQFP (SMD) com alta densidade de terminais (176 no total), utilizou-se um kit de desenvolvimento genérico de mercado, onde o DSP já vem soldado em uma pequena placa com todos os terminais interligados por barras de pinos, facilitando as conexões externas. Este kit também já possui todas as ligações de cristais osciladores, capacitores de filtragem, e regulação da fonte de entrada de 5 V para 3,3 V, essenciais para o funcionamento básico do DSP.

O **circuito de chaveamento do indutor**, que é apresentado na Figura 15, é responsável por aplicar a tensão da fonte E ao indutor, conectado no conector CN11 da imagem, através do chaveamento dos interruptores controlados da estrutura inversora proposta.

Figura 15 - Circuito inversor em ponte modificado e aquisição de sinais (tensão e corrente) do indutor.



Fonte: O autor.

Para a função de interruptores comandados foram utilizados transistores do tipo Mosfets com estrutura de carbeto de silício (SiC), modelo **IMBF170R1K0M1**, do fabricante *Infineon*, que possuem capacidade de condução de corrente de 5,2 A e resistência *Dreno-Source*, em condução, de 1 Ω . Como diodos de roda livre foram utilizados os diodos ultrarrápidos **8ETH06**. Para acionar os gatilhos dos Mosfets utilizou-se o circuito integrado **2EDF7275F**, também do fabricante *Infineon*. Este é um *gate driver* duplo, com comando isolado, o que permite acionar os dois Mosfets, S1 e S2, que não estão na mesma referência, mas devem comutar simultaneamente.

O **circuito de aquisição de sinais** é a estrutura onde são adquiridos os sinais da corrente e tensão no indutor. Para aquisição da corrente utilizou-se o transformador de corrente **LA55-P** do fabricante LEM (componente M5 no circuito da Figura 15). Este sensor é muito versátil e preciso, com sinal de saída em corrente, o que proporciona grande imunidade à ruídos. Possui largura de banda de 200 kHz, superior à frequência máxima de operação do projeto. Como o sensor possui uma relação da corrente de

entrada para a saída, de 1:1000, foram inseridas 5 espiras no enrolamento primário, visando melhorar a resolução do sensor. Ao terminal do sinal de saída foi conectado um resistor de 100 Ω, R10 no circuito da Figura 15, resultando em um sinal de tensão proporcional à corrente no indutor, cuja relação é apresentada na equação 11, onde N representa o número de espiras no enrolamento primário:

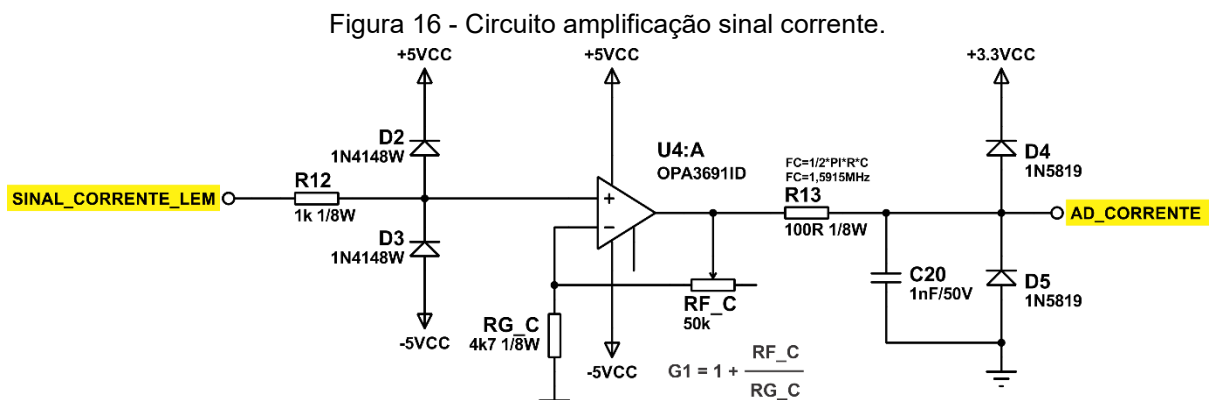
$$SINAL_CORRENTE_LEM = I_L \cdot \frac{1 \cdot N}{1000} \cdot R10 = \frac{I_L}{2} [V] \quad (11)$$

Para a aquisição da tensão no indutor, utilizou-se o divisor resistivo composto por RT1 de 100 kΩ e RT2 de 4,7 kΩ, conforme circuito da Figura 15, resultando na relação apresentada pela equação 12:

$$SINAL_TENSAO_DIVISOR = V_L \cdot \frac{RT2}{RT1 + RT2} \approx \frac{V_L}{22,3} [V] \quad (12)$$

Nesse caso foram utilizados resistores com tolerância de 5% porque o sinal ainda passará por uma amplificação com ajuste fino, que será calibrada para compensar as imprecisões do circuito e tolerância dos resistores. O Diodo D1 tem função de bloquear a parte negativa do sinal de tensão, que acontece na etapa de descarga da corrente no indutor. Nessa etapa o diodo estará polarizado diretamente e grampeará a tensão em -0,3 V.

Para o **circuito de instrumentação** é utilizado o amplificador operacional **OPA3691ID** do fabricante *Texas Instruments*, que possui elevada taxa de *slew rate* e ampla largura de banda, configurado na topologia de amplificador não inversor, conforme apresentado por Sedra e Smith (2007). O circuito da Figura 16 é destinado a leitura do sinal da corrente. Cabe destacar que na entrada do amplificador foram acrescentados dois diodos de proteção, nomeados como D2 e D3, e um resistor, R12 de 1 kΩ, para limitar a corrente de entrada e assim evitar que a amplitude do sinal ultrapasse o limite da alimentação do amplificador. Na saída do amplificador foi adicionado um filtro RC passa baixa, composto por R13 e C20, com frequência de corte $F_c = 1,59 \text{ MHz}$, apenas para atenuar ruídos fora da faixa de operação. Após o filtro foram adicionados outros dois diodos, D4 e D5, com baixa queda de tensão direta e alta velocidade de comutação, para garantir que o sinal de saída do amplificador não ultrapasse os limites positivo e negativo do DSP, principalmente nos instantes de abertura das chaves (*Mosfets*).



Fonte: O autor.

O ganho G1 do amplificador é ajustado em 2, para obter a relação 1:1 entre a corrente do indutor e o sinal de tensão que é aplicado no DSP, conforme apresentado

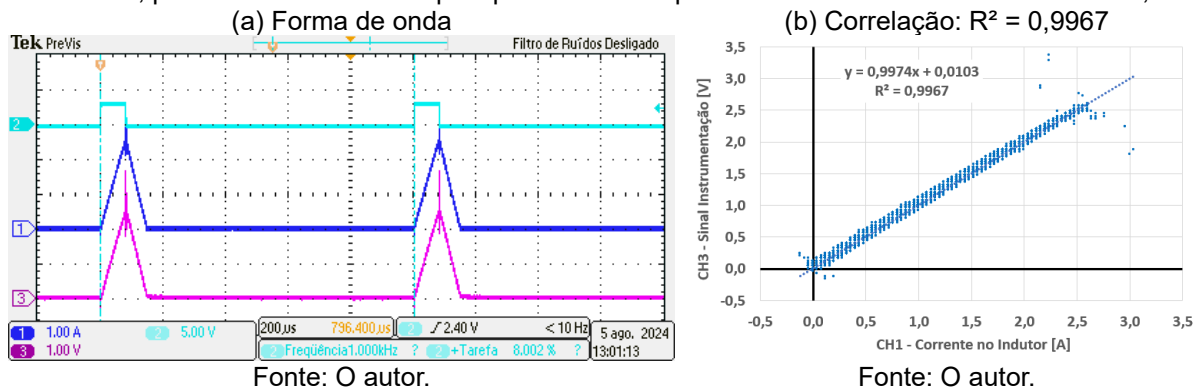
na equação 13, compatibilizando a faixa de variação da corrente no indutor, limitado entre 0 e 3 A, em relação faixa de medição do DSP entre 0 e 3 V.

$$AD_CORRENTE = I_L [V] \quad (13)$$

Na forma de onda da Figura 17 (a), o sinal em azul escuro é a corrente no indutor, em roxo é o sinal de instrumentação da corrente (AD_CORRENTE) e em ciano é o sinal PWM de comando dos *Mosfets*. Na Figura 17 (b) se apresenta a correlação entre o sinal da corrente no indutor e o sinal de instrumentação da corrente.

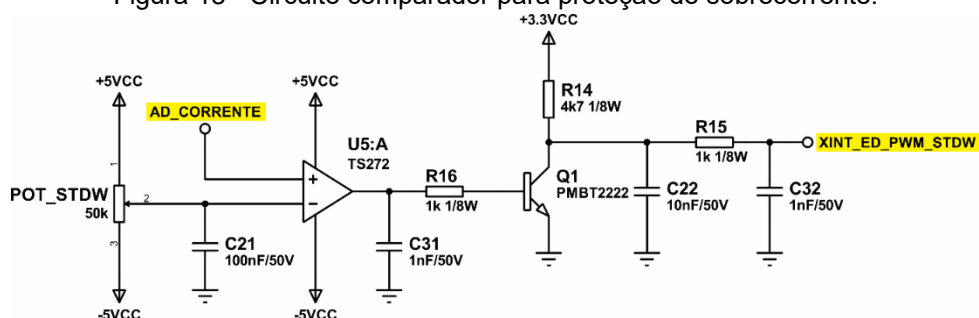
Notou-se elevada correlação pois o fator R^2 é igual à 0,9967 nesta condição, revelando que o circuito de instrumentação do sinal da corrente é confiável. Percebe-se também que nos instantes de comutação do Mosfet, há distúrbios na correlação, devido aos picos da corrente, que surgem nestes instantes. Para outras frequências de operação, a correlação também foi avaliada e é apresentada no apêndice B.

Figura 17 - Avaliação da correlação no sinal da corrente no indutor x sinal de instrumentação da corrente, para um indutor de 700 μ H operando na frequência de 1 kHz com razão cíclica $D=0,08$.



O sinal AD_CORRENTE também é aplicado em um circuito comparador, implementado com o CI amplificador **TS272** da *STMicroelectronics*. Este circuito compara a amplitude da corrente com um valor de referência, ajustado em 3,0 V através do potenciômetro POT_STDW. Caso o sinal AD_CORRENTE se eleve em relação à referência ajustada, irá gerar um evento no DSP, através do sinal XINT_ED_PWM_STDW, destacado na Figura 18, restringindo a operação da corrente no indutor entre 0 e 3 A. O transistor Q1 tem função de ajustar o nível da tensão deste sinal para o mesmo que a alimentação do DSP, porém a lógica do sinal fica invertida, ou seja, o evento é detectado na borda de descida. Sendo assim, é possível detectar casos de sobrecorrente e curto-circuito, possibilitando inclusive a proteção do equipamento.

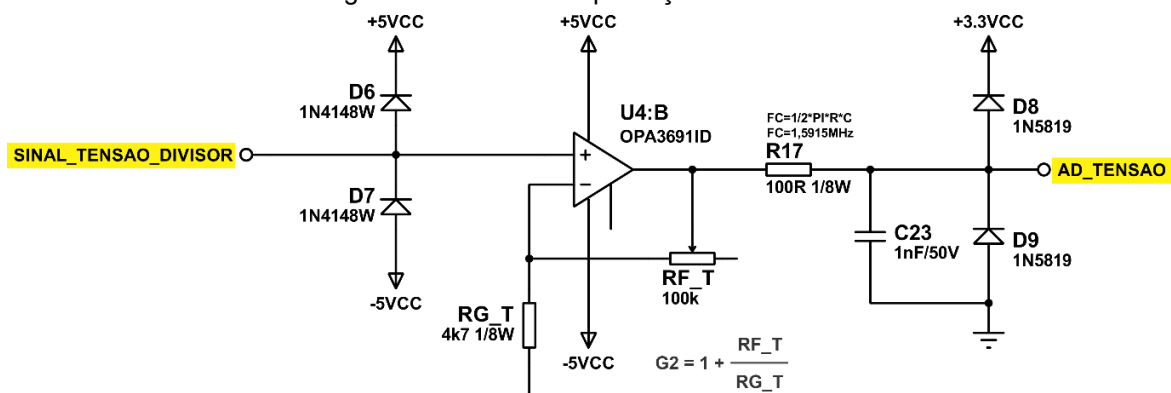
Figura 18 - Circuito comparador para proteção de sobrecorrente.



O circuito de amplificação do sinal da tensão no indutor, apresentado na Figura 19, é similar ao amplificador do sinal da corrente, visto na Figura 16, tendo como entrada o SINAL_TENSAO_DIVISOR, proveniente da saída do divisor resistivo no indutor, apresentado na Figura 15. Para que o sinal AD_TENSAO, a ser enviado ao DSP, se adapte mais convenientemente a faixa de tensão de entrada do DSP, é desejável que ele possua a relação apresentada na equação 14. Para isso é necessário ajustar o ganho G2 do amplificador em aproximadamente 2,23. Isso foi feito em bancada com a ajuda de instrumentos.

$$AD_TENSAO = \frac{V_L}{10} [V] \quad (14)$$

Figura 19 - Circuito amplificação sinal tensão.



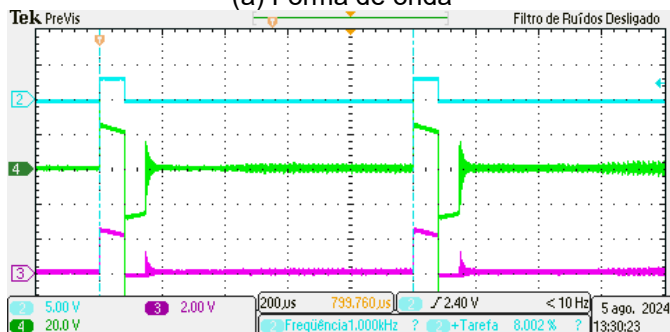
Fonte: O autor.

De forma análoga ao caso da corrente, para a tensão também se avaliou a correlação, sendo que na Figura 20 (a) se apresentam as formas de ondas utilizadas neste estudo. O sinal da tensão no indutor está representado na cor verde, o sinal de instrumentação da tensão (AD_TENSAO) está em roxo e o sinal na cor ciano é o comando dos *Mosfets*. Nesta avaliação, considerou-se somente o intervalo de condução dos *Mosfets* no primeiro ciclo, que é o intervalo de interesse quando ocorrem as leituras pelo DSP e onde os sinais tem correlação, conforme apresentado no gráfico da Figura 20 (b), obteve-se o fator R^2 igual à 0,9746 para operação em 1 kHz, para outras frequências de operação os resultados das correlações estão apresentados no Apêndice C.

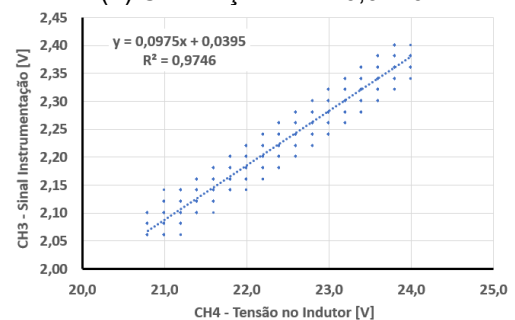
Figura 20 - Avaliação da correlação no sinal da tensão no indutor x sinal de instrumentação da tensão, para um indutor de 700 μ H operando na frequência de 1 kHz com razão cíclica D=0,08

(a) Forma de onda

(b) Correlação: $R^2 = 0,9746$



Fonte: O autor.



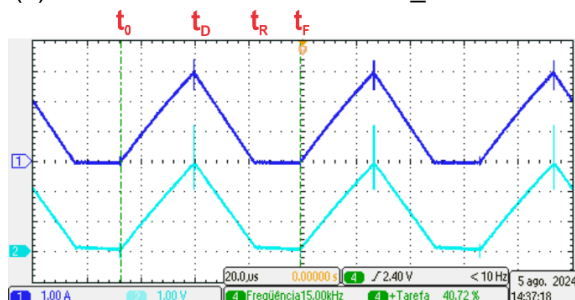
Fonte: O autor.

2.2. CHAVEAMENTO DO INDUTOR

Quando ocorrer o chaveamento do indutor, ter-se-ão formas de onda como as apresentadas na Figura 21 (a) e (b). Em (a) são apresentadas as correntes e em (b) as tensões. Na Figura 21 (a) o sinal em azul é a corrente no indutor e em ciano é a amostra da corrente na entrada do DSP. Na Figura 21 (b) o sinal em roxo é a tensão no indutor e em verde é a amostra de tensão na entrada do DSP.

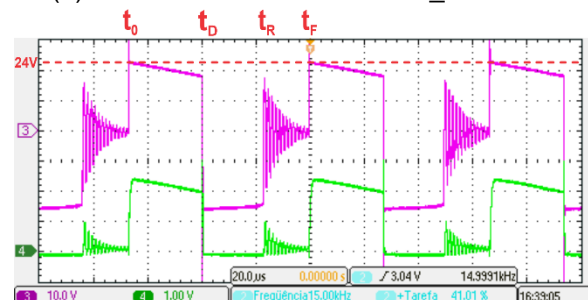
Figura 21 - Formas de onda do chaveamento em um indutor, de 200 μH , em uma frequência de 15 kHz com razão cíclica $D = 0,41$.

(a) Corrente no indutor e sinal AD_CORRENTE



Fonte: O autor.

(b) Tensão no indutor e sinal AD_TENSAO



Fonte: O autor.

Conforme as formas de onda da Figura 21 (a) e (b) é possível observar que, durante a condução dos *Mosfets*, no intervalo de carga entre os instantes t_0 e t_D , a corrente no indutor cresce linearmente e a tensão no indutor é positiva. Percebe-se também que, no início da condução dos *Mosfets*, indicado como instante t_0 , a corrente no indutor é nula e a amplitude da tensão aplicada ao indutor é igual ao valor da fonte E de 24 V. Durante a condução dos *Mosfets* a corrente cresce linearmente e a tensão aplicada no indutor tem um declínio conforme explicado na seção 1.2. Este efeito é considerado no cálculo da indutância pelo DSP, através da equação 10. Ao interromper a condução dos *Mosfets* a tensão no indutor se inverte e a corrente no indutor decresce linearmente até extinguir-se, durante o intervalo de descarga entre os instantes t_D e t_R .

Ressalta-se que durante a etapa de descarga da corrente no indutor existe diferença entre o sinal da tensão no indutor e o sinal de AD_TENSAO. Isso acontece devido a ação do diodo D1 no circuito da Figura 15, que tem a função de evitar que a amplitude ultrapasse o limite aceito pelo DSP e o danifique.

Após a extinção da corrente no indutor, no intervalo de repouso entre os instantes t_R e t_F , nota-se que a tensão no indutor apresenta uma oscilação que está relacionada com a ressonância entre as capacitâncias parasitas dos *Mosfets* e as indutâncias do circuito. Contudo, como isso ocorre fora da região de medição e não traz danos ao circuito, este efeito foi desprezado.

2.3. CAPACIDADES OPERACIONAIS E FUNCIONAMENTO DO PROTÓTIPO

A faixa de frequência de medição adotada está entre 1 kHz e 30 kHz. O valor inferior foi convencionado e o superior foi escolhido para evitar que as ondulações dos sinais, nas comutações, interfiram nas medições. Já a faixa de valores de indutância que o sistema é capaz de trabalhar foi estabelecido entre 200 μH e 2000 μH , pois

indutâncias inferiores extrapolam a capacidade de corrente e valores superiores começam a apresentar erro na medição devido à baixa amplitude da corrente.

Após energizar o medidor e conectar o indutor que se deseja mensurar, deve-se ajustar a frequência em que a medição será efetuada através das teclas “F+” e “F-”, com resolução de 1 kHz, em seguida pressionar a tecla vermelha “Start” para iniciar a medição, conforme indicações na Figura 22. Demais botões foram utilizados somente durante o desenvolvimento do equipamento.

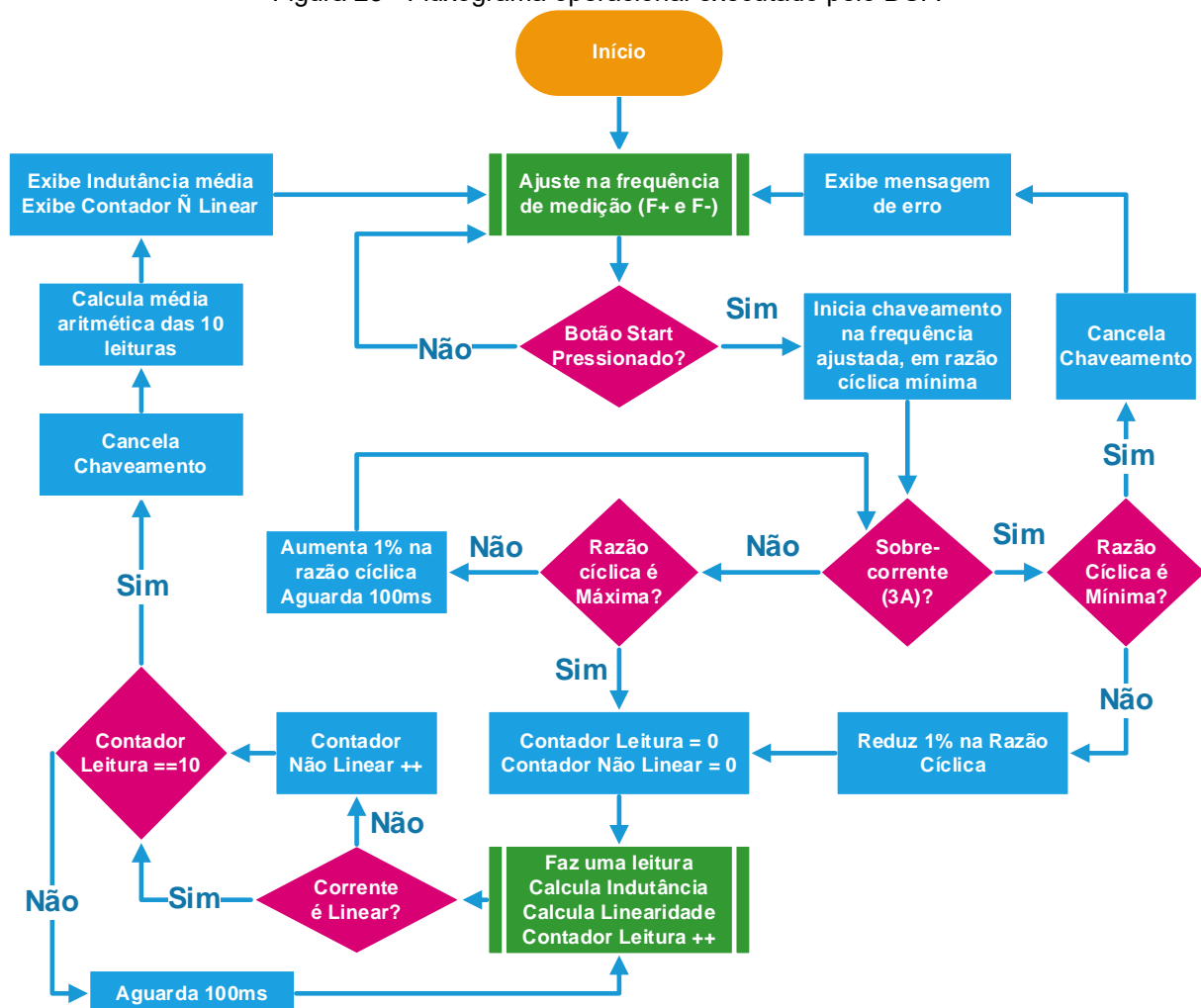
Figura 22 - Indicação das funções das teclas do protótipo.



Fonte: O autor.

Ao iniciar uma medição o sistema fará uma varredura de razão cíclica, buscando determinar o maior valor possível de se operar, dentro da capacidade de corrente adotada, que é de 3 A. Com isso é possível otimizar o desempenho do medidor. Uma medição é formada pela média de 10 leituras sucessivas da indutância, com intervalos de 100ms entre elas. A lógica de operação é apresentada no fluxograma da Figura 23.

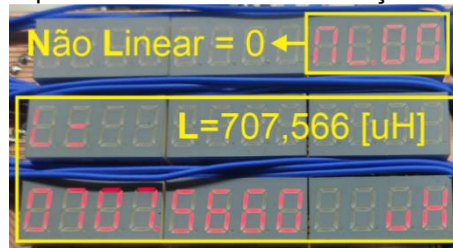
Figura 23 - Fluxograma operacional executado pelo DSP.



Fonte: O autor.

A cada leitura também é avaliada a linearidade da corrente no indutor e caso a corrente não seja linear, o contador “Não Linear” é incrementado para ser exibido junto ao resultado da média da indutância, como mostra o exemplo apresentado na Figura 24, onde o parâmetro NL.00 indica que todas as leituras da medição foram lineares.

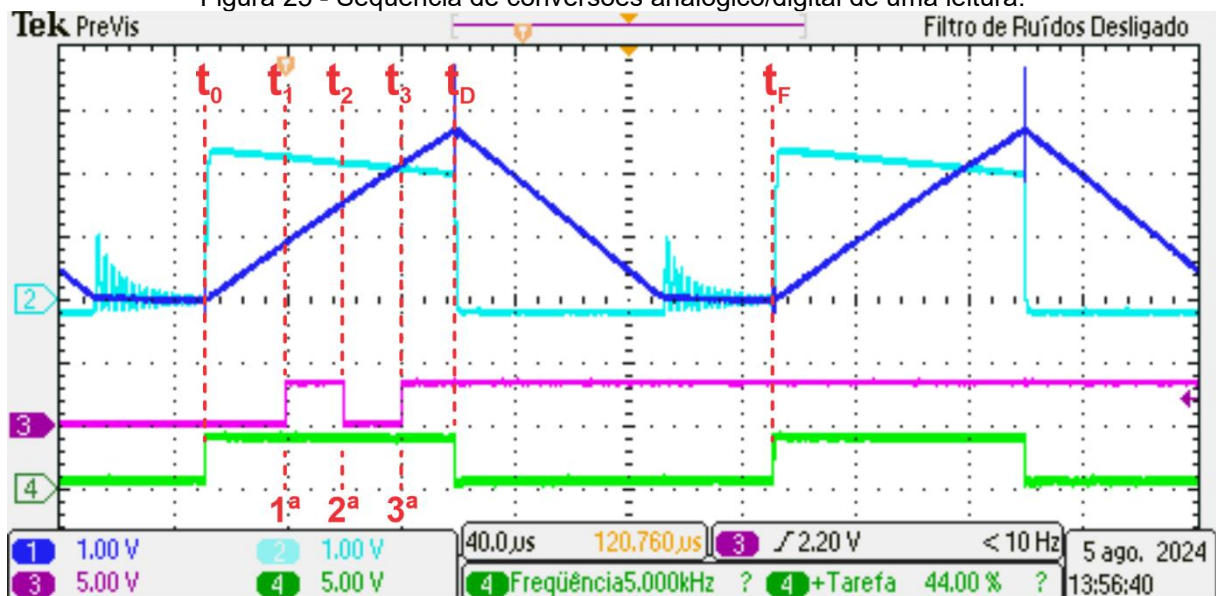
Figura 24 - Apresentação do resultado final da medição de indutância em um indutor. NL.00 indica que todas as leituras da medição foram lineares.



Fonte: O autor.

Cada uma das 10 leituras é subdividida em 3 aquisições simultâneas da corrente e da tensão no indutor, através dos sinais “AD_CORRENTE” e “AD_TENSAO”, apresentados na Figura 25, onde respectivamente o sinal em azul é a leitura da corrente e o sinal em ciano é a leitura da tensão. As transições de estado do sinal em roxo indicam os instantes t_1 , t_2 e t_3 em que as leituras são realizadas enquanto que o sinal em verde é a saída que aciona o *Mosfet*, e delimita o intervalo de condução entre t_0 e t_D .

Figura 25 - Sequência de conversões analógico/digital de uma leitura.



Fonte: O autor.

Um ciclo do sinal PWM está compreendido entre t_0 e t_F , assim como a razão cíclica está entre t_0 e t_D . Os instantes de tempo das três conversões são precisos e determinados pelo DSP, que dependerá da frequência e razão cíclica de operação, e seguem a proporcionalidade apresentada na Tabela 1. Cabe ainda notar que o intervalo entre a 1^a e a 2^a conversão é o mesmo que entre a 2^a e a 3^a conversão, e que cada um deles equivale a 23% de t_D .

Tabela 1 - Sequência de conversões analógico/digital de uma leitura.

Aquisição	Instante	Leitura efetuada
1ª	t ₁ (31% de t _D)	Corrente e Tensão simultaneamente
2ª	t ₂ (54% de t _D)	Corrente e Tensão simultaneamente
3ª	t ₃ (77% de t _D)	Corrente e Tensão simultaneamente

Fonte: O autor.

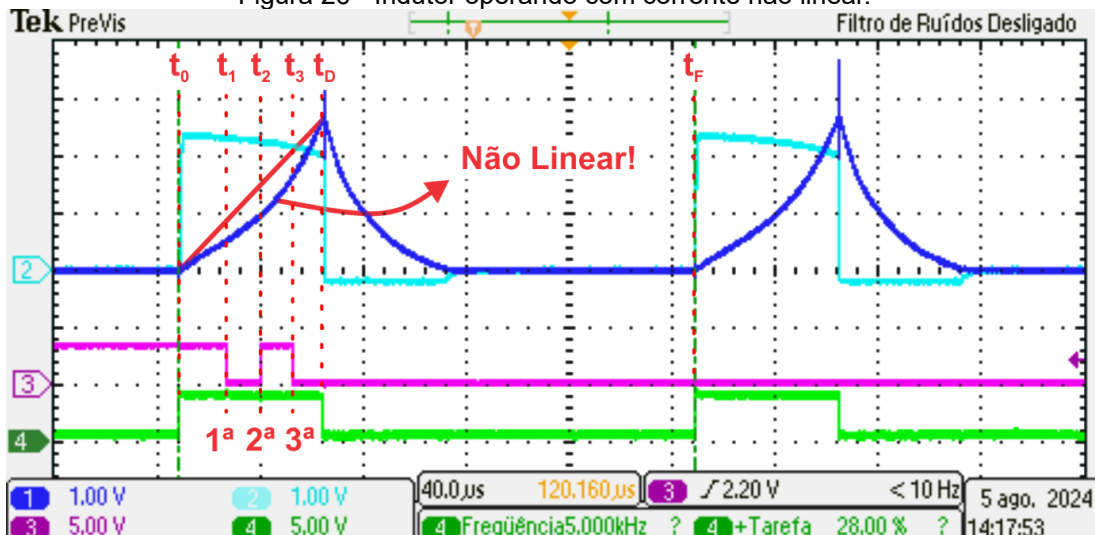
A resolução do conversor analógico/digital (ADC) do DSP é de 12 bits com referência positiva em 3 V e referência negativa em 0 V, ou seja, um sinal de amplitude 0V terá 0 como resultado da conversão e um sinal de 3 V terá 4095 como resultado da conversão. Desta forma, utilizam-se as equações 15 e 16 para se determinar, respectivamente, a corrente e tensão no indutor, com base nas leituras efetuadas pelo DSP, sendo que no caso da tensão V_L no indutor, o fator 10 é a compensação do divisor de tensão.

$$I_L = AD_{RES} \cdot \frac{3}{4095} [A] \quad (15)$$

$$V_L = AD_{RES} \cdot \frac{3}{4095} \cdot 10 [V] \quad (16)$$

Com base nos valores obtidos e convertidos, a indutância em cada leitura é determinada através da equação 10. Optou-se por não utilizar o instante t_0 nos cálculos, onde $i_L(t_0) = 0$ devido a operação da corrente em condução descontínua ser garantida, porque o sinal da tensão tem pequena perturbação em t_0 . Desta forma a indutância é calculada pelas amostras dos instantes t_1 e t_3 e a linearidade é avaliada com a aquisição da amplitude da corrente no instante t_2 . Para isso é feito a comparação do valor da corrente no instante t_2 com a amplitude esperada, oriunda da equação da reta obtida com a captura da corrente nos instantes t_1 e t_3 , dentro de uma margem de tolerância adotada em $\pm 5\%$. A Figura 26 apresenta as formas de onda dos sinais de instrumentação da corrente no indutor, em azul escuro, e da tensão no indutor, em ciano, obtidas com um indutor operando com corrente não linear. O comportamento não linear no sinal da corrente é evidente em comparação com a reta traçada em vermelho prevista para ocorrer entre t_0 e t_D .

Figura 26 - Indutor operando com corrente não linear.



Fonte: O autor.

Esta verificação é efetuada em todas as 10 leituras que comporão a média final da indutância. A medição apresentada na Figura 27 foi feita com o indutor mostrado na Figura 28 e exemplifica um caso de medição não linear.

Figura 27 - Resultados para um indutor não linear. NL.10 indica que todas as leituras foram não lineares.



Fonte: O autor.

Figura 28 - Indutor utilizado no ensaio, operando com corrente não linear



Fonte: O autor.

3. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Para verificação da precisão e da repetibilidade dos resultados obtidos pelo medidor construído, efetuaram-se leituras em quatro modelos de indutores comerciais importados, com indutâncias previamente conhecidas, de 200 μH , 700 μH , 1000 μH e 2000 μH , que possuem capacidade de operar na faixa da corrente aplicada na medição de 0 a 3 A, sem que ocorra a saturação do núcleo. Os resultados estão apresentados na Tabela 2, sendo posteriormente detalhados.

Tabela 2 - Resultados das medições de indutâncias por três métodos.

Indutor/Frequência	Indutância média de 15 leituras no protótipo			Indutância Método da Impedância [μH]	Indutância Multímetro LCR MC-155 [μH]
	Média [μH]	Desvio Padrão [μH]	[%]		
200 μH em 1 kHz	211,2	0,48	0,23	223,85	201
200 μH em 10 kHz	207,79	0,29	0,14	213,74	Indisponível
200 μH em 20 kHz	209,78	0,72	0,34	205,46	Indisponível
200 μH em 30 kHz	218,45	0,66	0,3	202,01	Indisponível
700 μH em 1 kHz	718,84	0,96	0,13	749,53	700
700 μH em 10 kHz	725,66	2,3	0,32	716,8	Indisponível
700 μH em 20 kHz	731,7	7,83	1,07	713,17	Indisponível
700 μH em 30 kHz	726,11	5,56	0,77	695,99	Indisponível
1000 μH em 1 kHz	1079,03	1,45	0,13	1116,77	1051
1000 μH em 10 kHz	1091,26	5,05	0,46	1075,6	Indisponível
1000 μH em 20 kHz	1103,34	18,17	1,65	1059,84	Indisponível
1000 μH em 30 kHz	1081	14,5	1,34	1042,59	Indisponível
2000 μH em 1 kHz	2170	4,01	0,19	2197,78	2110
2000 μH em 10 kHz	2178,83	14,39	0,66	2103,11	Indisponível
2000 μH em 20 kHz	2189,17	45,22	2,07	2099,48	Indisponível
2000 μH em 30 kHz	1838,58	46,57	2,53	2048,36	Indisponível

Fonte: O autor.

Foram realizadas 15 leituras em cada indutor, com o protótipo do medidor construído, nas faixas de frequência de 1 kHz, 10 kHz, 20 kHz e 30 kHz, cujos resultados foram utilizados para cálculo da média aritmética e do desvio padrão populacional nas leituras de indutância. Buscando um parâmetro de comparação e considerando a disponibilidade de recursos, foi utilizado o método de medição por impedância, detalhado na seção 1.1, nas mesmas faixas de frequências, e também o Multímetro LCR MC-155, apresentado na Figura 7, neste caso somente em 1kHz devido a limitação do equipamento.

Segundo dados da Tabela 2 não é perceptível a influência de R_W e C_W na faixa de frequência ensaiada. Para o indutor de 2000 μH é notório que a leitura em 30 kHz é afetada e isso se deve à baixa amplitude da corrente nesta condição. Já para os indutores de menor indutância, mesmo operando em 30 kHz, as medidas tem maior precisão e boa repetibilidade, como indica o baixo desvio padrão, justamente por operarem com maior corrente.

4. CONCLUSÃO

Foram utilizadas duas formas práticas de se efetuar a medição da indutância com frequência ajustável, sendo que uma delas, proposta pela *Tektronix*, requer uso de osciloscópio e gerador de função, enquanto a outra, proposta nesse trabalho e que se dá através da leitura da inclinação da corrente, possibilitou a implementação prática de um sistema automatizado da medição da indutância.

A análise de correlação nos sinais de instrumentação da tensão e da corrente no indutor mostram que os circuitos propostos apresentam comportamento linear e não interferem significativamente no erro das leituras.

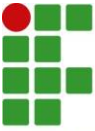
Os valores de desvio padrão mostram que o sistema tem repetibilidade e precisão quando operado dentro das limitações do equipamento.

Para ampliar as capacidades, sugerem-se três possibilidade de implementações em futuros trabalhos:

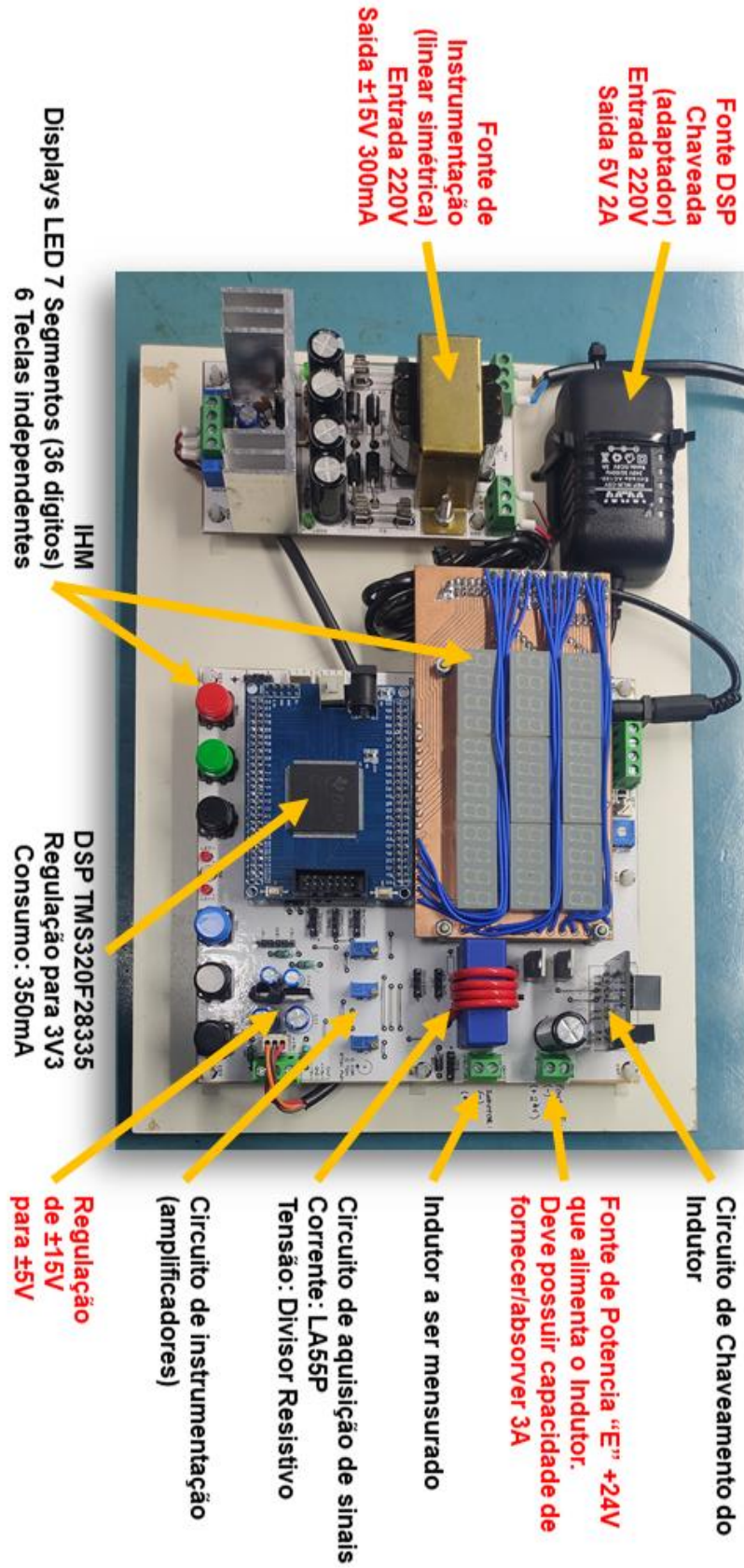
- 1) Criação de ajuste de escala, que pode ser feito pela alteração automática dos resistores dos circuitos de leitura e também pelo ajuste do ganho nos amplificadores. Isso resultaria na elevação da máxima indutância e máxima frequência de operação.
- 2) Implementação de um sistema de variação da amplitude da fonte E para otimizar o controle da corrente máxima.
- 3) Determinação do valor da corrente de saturação, podendo ser implementado em baixa frequência. Nesse teste se busca o instante em que o crescimento da corrente deixa de ser linear, propiciando assim outra informação importante do indutor.

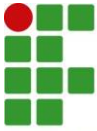
REFERÊNCIAS

- ALEXANDER, Charles K.; SADIKU, Matthew N. O. **FUNDAMENTOS DE CIRCUITOS ELÉTRICOS**. 5. ed. New York: The McGraw-Hill Companies, 2013. 894 p.
- SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth C.. **Microeletrônica**. 5. ed. Pearson, 2007. 864 p.
- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de Potência**. Pearson Prentice Hall, 2000. 484 p.
- BARBI, Ivo; FONT, Carlos Henrique Illa; ALVES, Ricardo Luiz. **PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES**. Florianópolis: Inep/Ufsc, 2002. 10 p.
- LÜDKE, Everton. Um indutímetro para laboratório didático de eletromagnetismo. **Revista Brasileira de Ensino de Física**, São Paulo, v. 32, n. 1, p. 1504-1505, mar. 2010. Disponível em: <https://www.scielo.br/j/rbef/a/tp5LyGdn7PvGNkB3cpR86Yv/?lang=pt>. Acesso em: 06 jul. 2024.
- QUINTÃO, Leandro Silveira. **Indutímetro Digital**. 2011. 67 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2011.
- TEKTRONIX. **Capacitance and Inductance Measurements Using an Oscilloscope and a Function Generator**. Application Note - Mar/2023. Disponível em: <https://www.tek.com/en/documents/application-note/capacitance-and-inductance-measurements-using-oscilloscope-and-function-g>. Acesso em: 06 jul. 2024.
- TMS320F2833x, TMS320F2823x Real-Time Microcontrollers Datasheet - Literature Number SPRS439Q, Texas Instruments. Ago/2022. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/gpn/tms320f28335>. Acesso em: 06 jul. 2024.
- TMS320x2833x, TMS320x2823x Technical Reference Manual - Literature Number SPRUI07, Texas Instruments. Mar/2020. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/pdf/sprui07>. Acesso em: 06 jul. 2024.
- MINIPA. MANUAL DE INSTRUÇÕES MEDIDOR LCR MC-155. Disponível em: <https://www.minipa.com.br/images/Manual/MC-155-1101-BR.pdf>. Acesso em: 06 jul. 2024.
- LEM. Current Transducer LA 55-P Datasheet. Disponível em: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_55-p_v19.pdf. Acesso em: 06 jul.



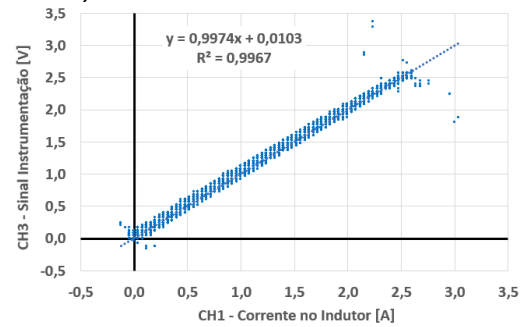
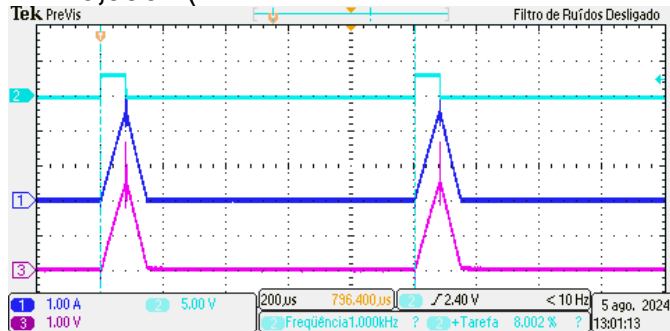
APÊNDICE A - Aspecto físico completo do medidor construído



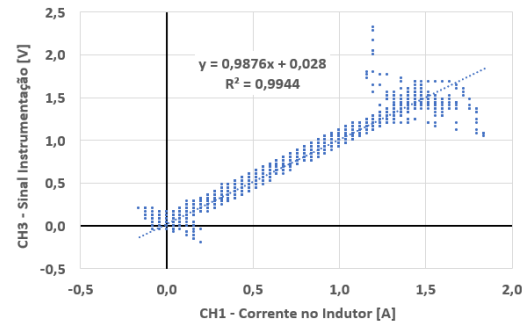
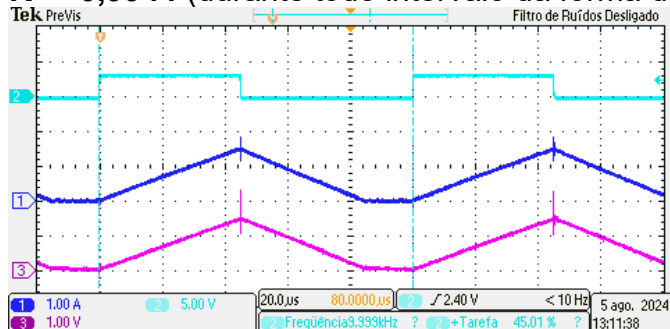


APÊNDICE B - Correlações da corrente no indutor x sinal instrumentação

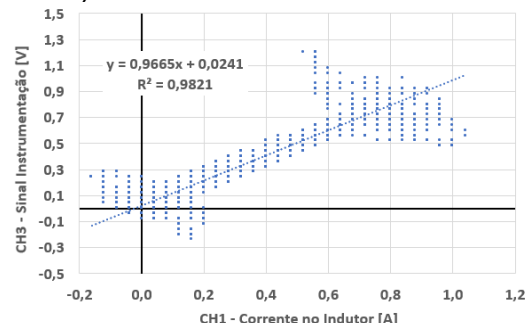
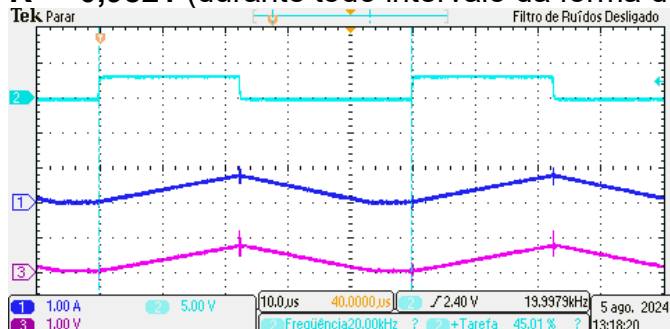
Corrente no indutor [A] x Sinal de instrumentação [V]: $L=700\mu\text{H}$, $F=1\text{kHz}$ e $D=0,08$.
 $R^2 = 0,9967$ (durante todo intervalo da forma de onda).



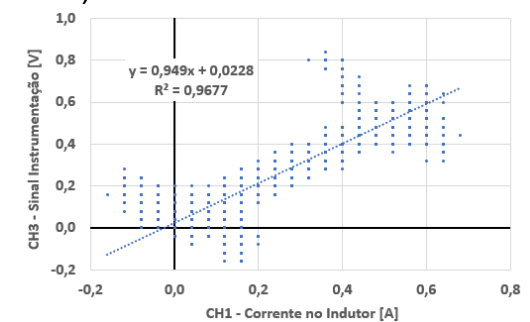
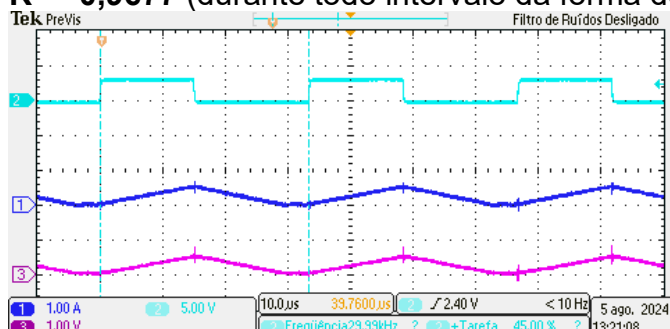
Corrente no indutor [A] x Sinal de instrumentação [V]: $L=700\mu\text{H}$, $F=10\text{kHz}$ e $D=0,45$.
 $R^2 = 0,9944$ (durante todo intervalo da forma de onda).

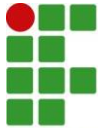


Corrente no indutor [A] x Sinal de instrumentação [V]: $L=700\mu\text{H}$, $F=20\text{kHz}$ e $D=0,45$.
 $R^2 = 0,9821$ (durante todo intervalo da forma de onda).



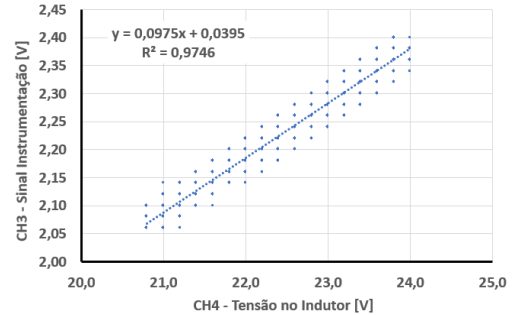
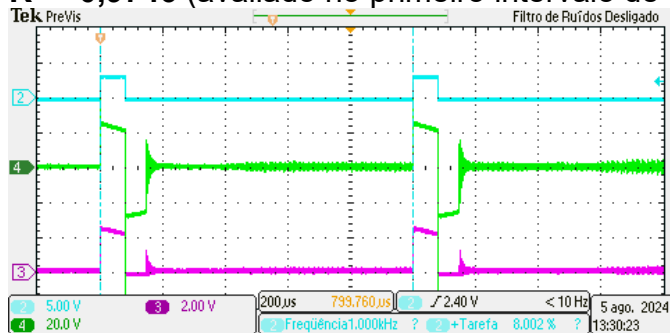
Corrente no indutor [A] x Sinal de instrumentação [V]: $L=700\mu\text{H}$, $F=30\text{kHz}$ e $D=0,45$.
 $R^2 = 0,9677$ (durante todo intervalo da forma de onda).



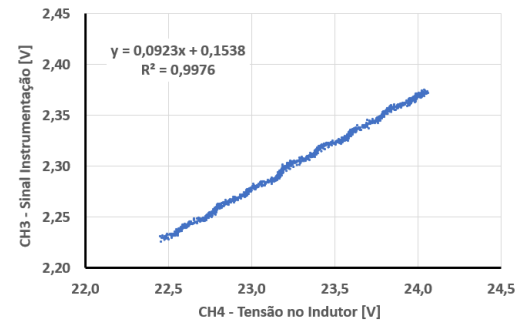
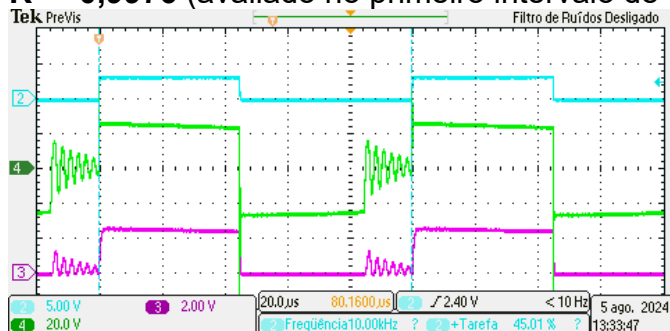


APÊNDICE C - Correlações da tensão no indutor x sinal de instrumentação

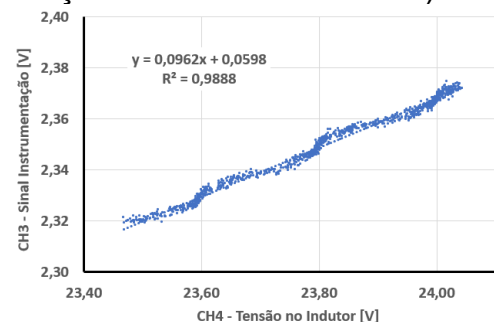
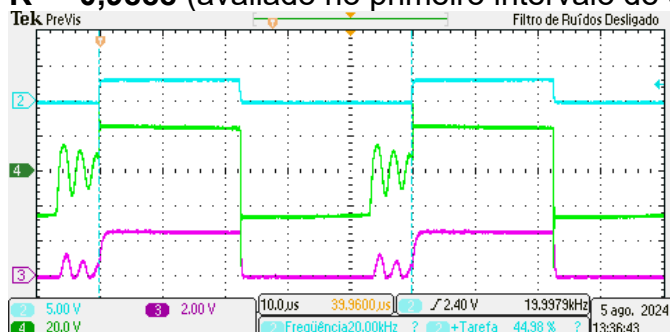
Tensão no indutor [V] x Sinal de instrumentação [V]: L=700 μ H, F=1kHz e D=0,08.
R² = 0,9746 (avaliado no primeiro intervalo de condução dos *Mosfets* somente).



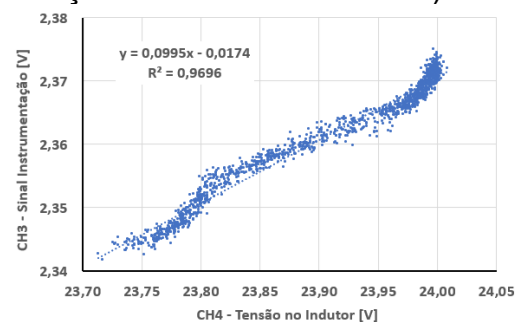
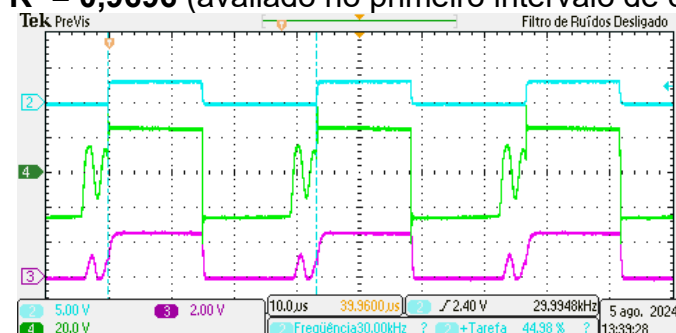
Tensão no indutor [V] x Sinal de instrumentação [V]: L=700 μ H, F=10kHz e D=0,45.
R² = 0,9976 (avaliado no primeiro intervalo de condução dos *Mosfets* somente).

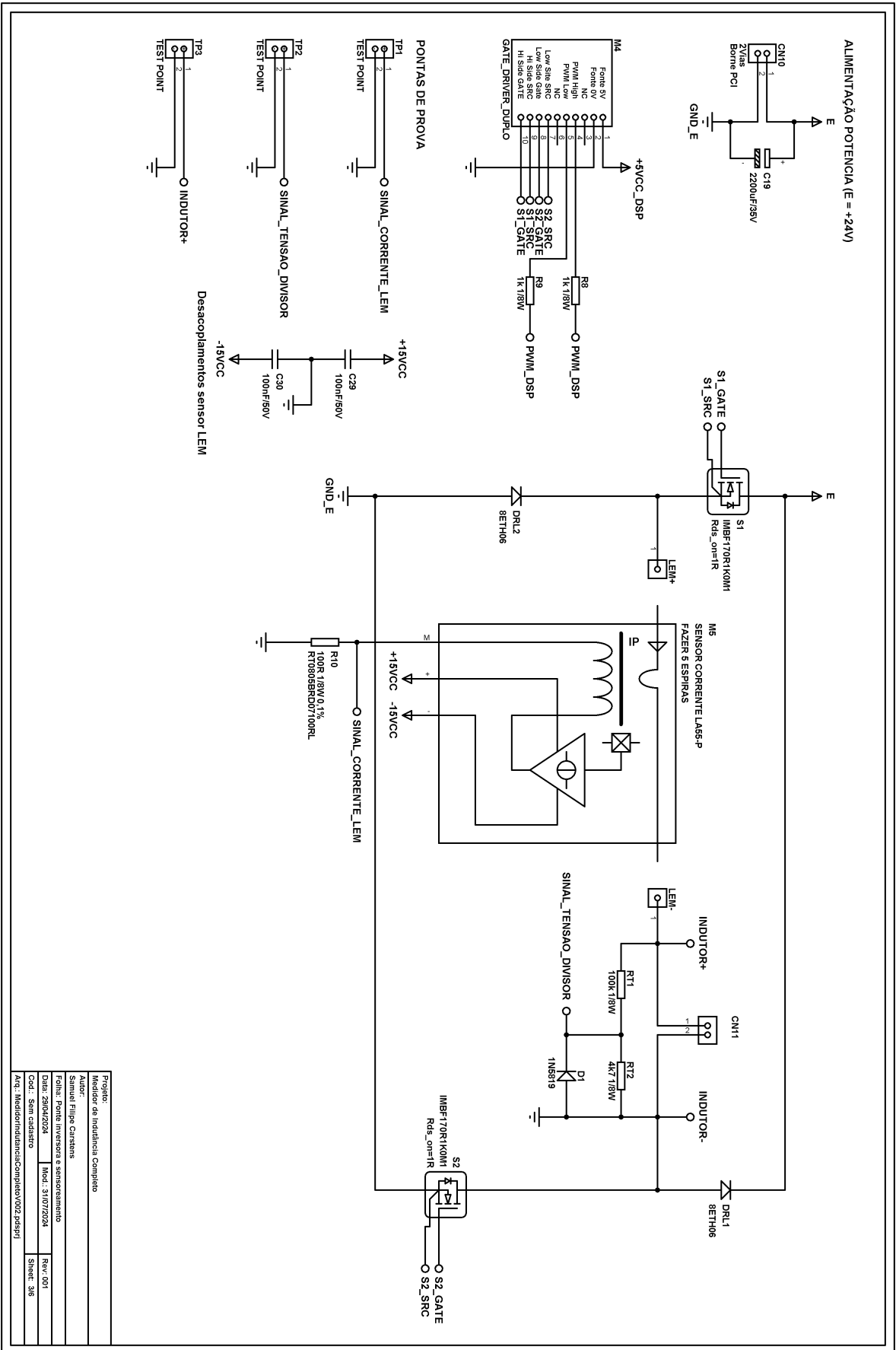
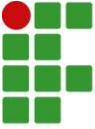


Tensão no indutor [V] x Sinal de instrumentação [V]: L=700 μ H, F=20kHz e D=0,45.
R² = 0,9888 (avaliado no primeiro intervalo de condução dos *Mosfets* somente).

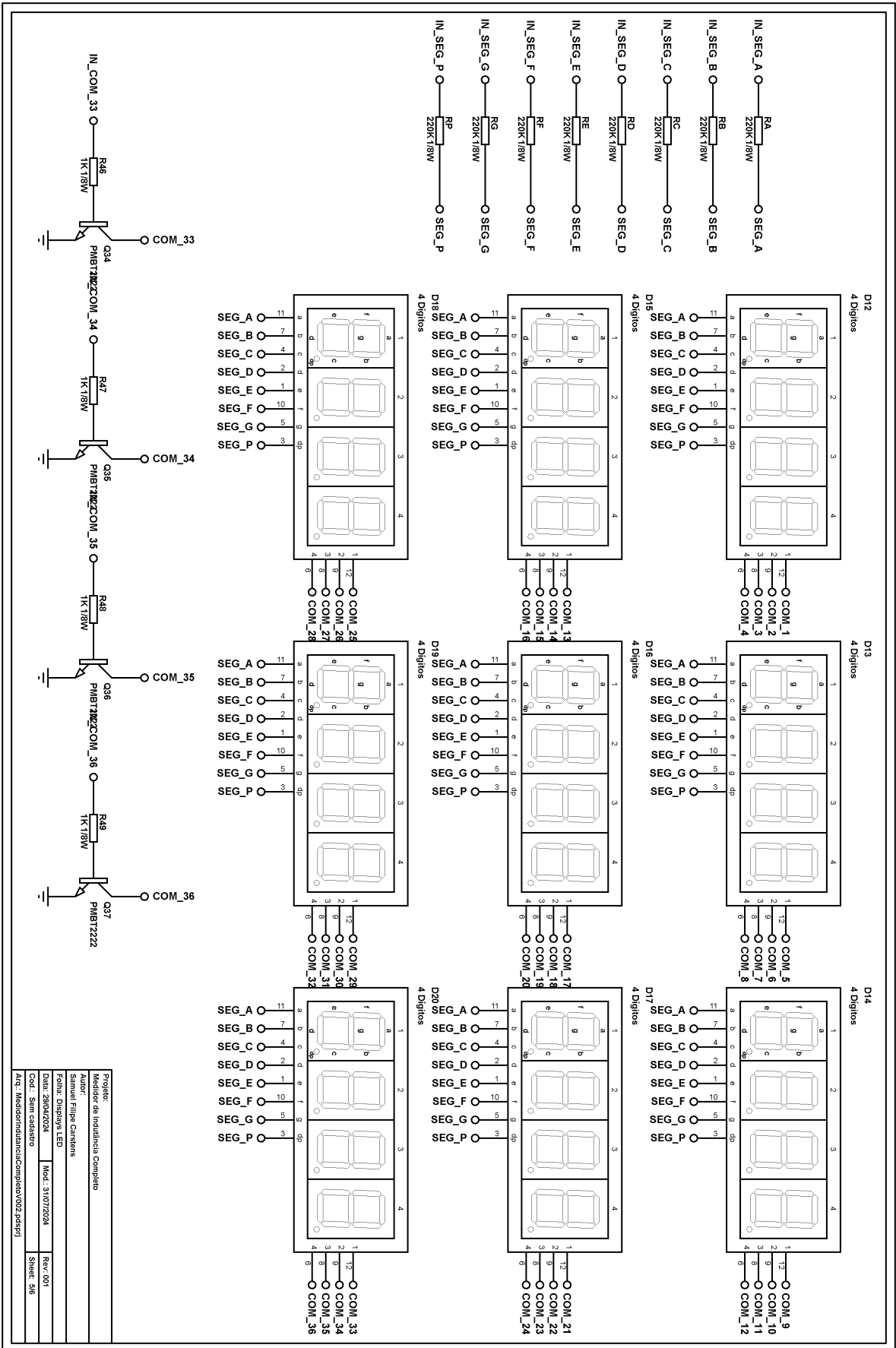
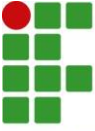


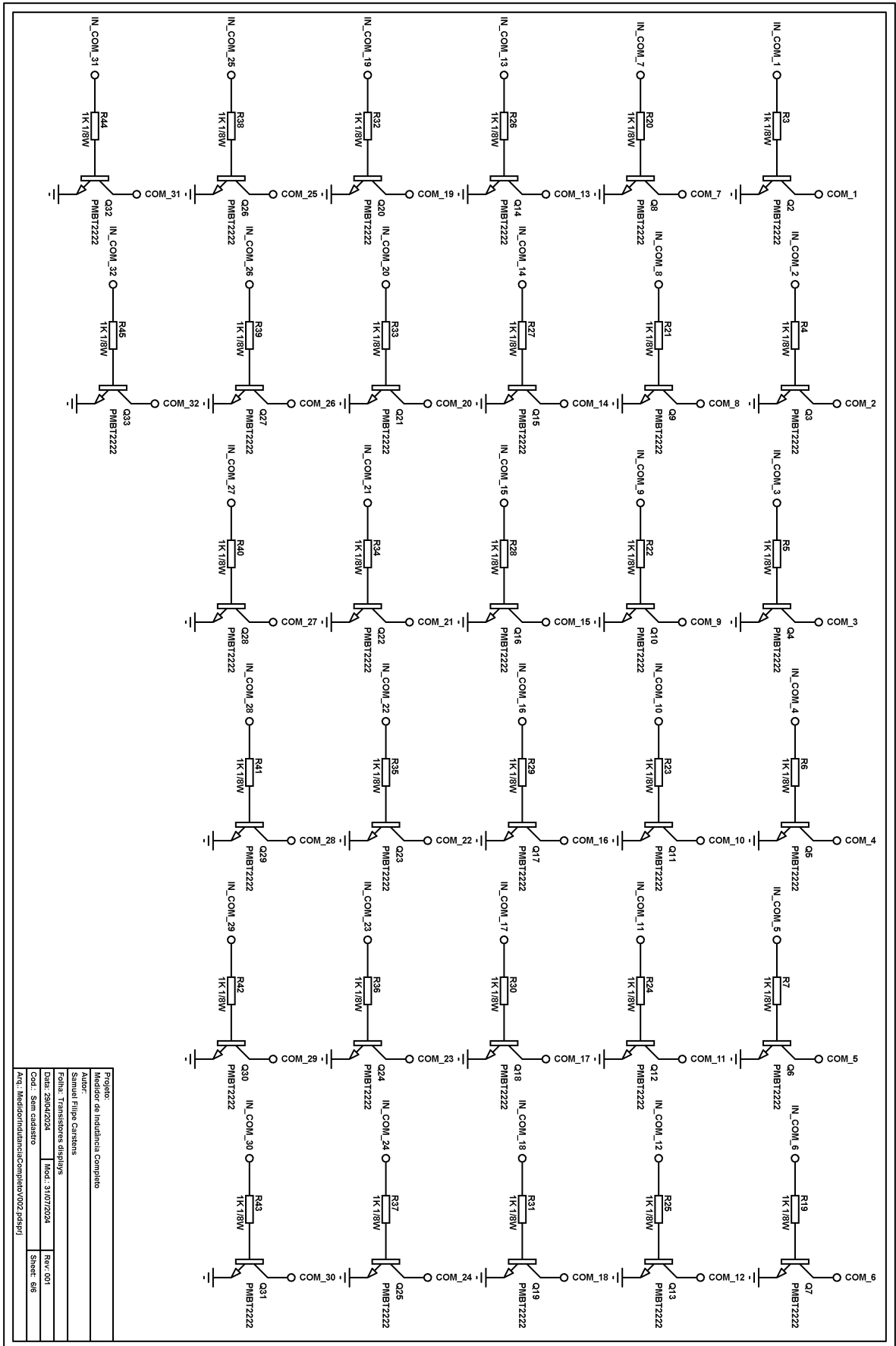
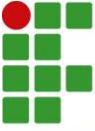
Tensão no indutor [V] x Sinal de instrumentação [V]: L=700 μ H, F=30kHz e D=0,45.
R² = 0,9696 (avaliado no primeiro intervalo de condução dos *Mosfets* somente).

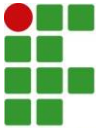




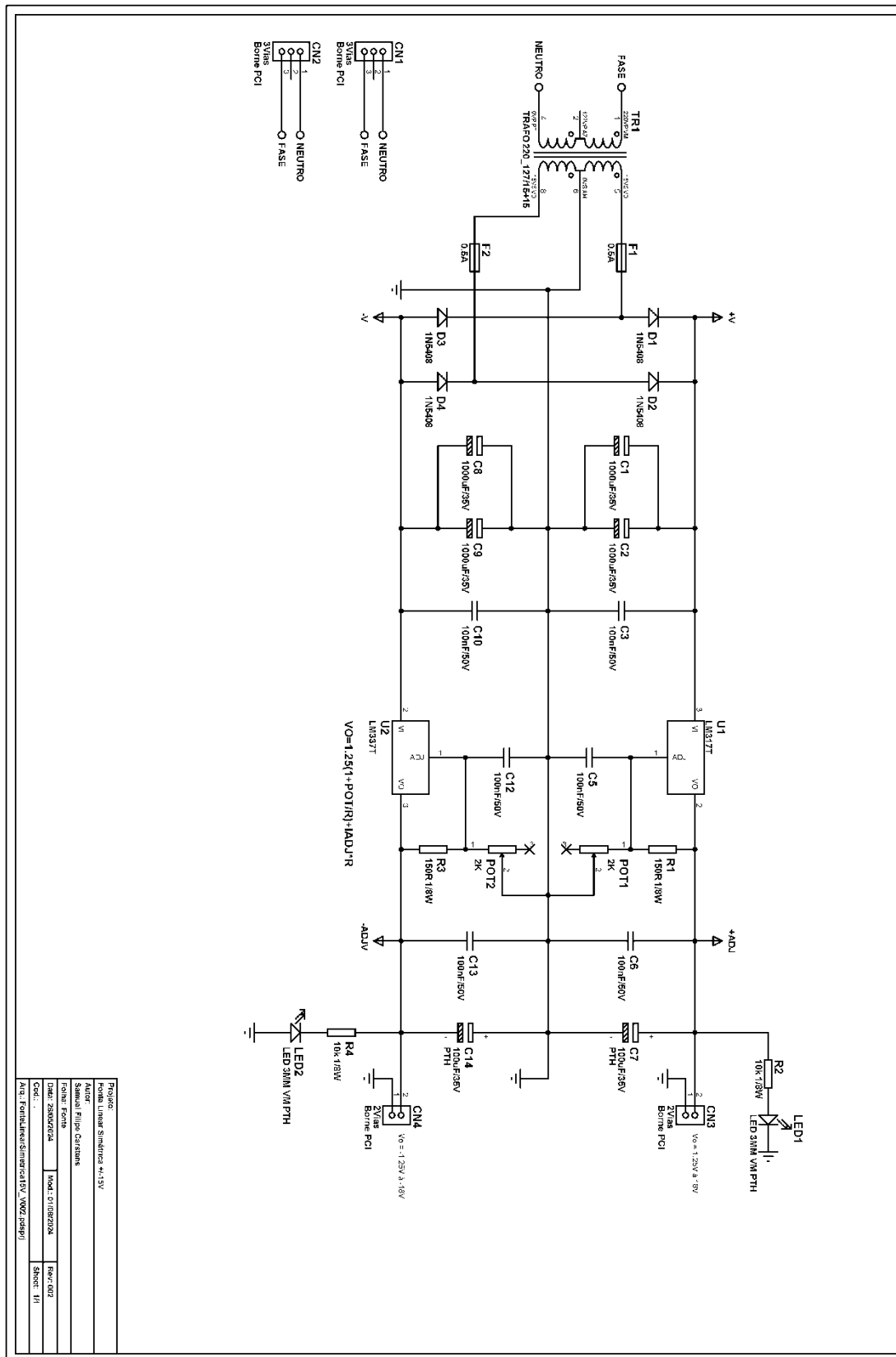
Projeto:	Medidor de Indutância Completa
Autor:	Samuel Felipe Carstens
Editor:	Ponte Inversora e sensoramento
Cont.: 28042024	Mod.: 31/07/2024
Coord.: Sem Catarata	Rev.: 001
Arq.: MedidorIndutanciaCompleta_V002.pdsprj	Sheet: 3/8

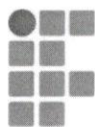






APÊNDICE E - Esquemático da fonte linear simétrica para o circuito de instrumentação



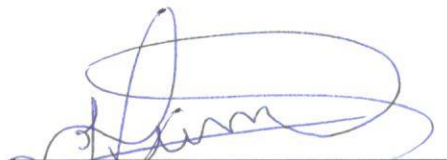


SAMUEL FILIPE CARSTENS

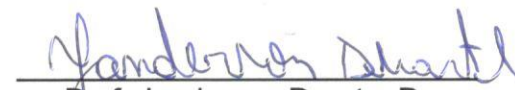
MEDIDOR DE INDUTÂNCIA COM FREQUÊNCIA AJUSTÁVEL

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título em Bacharel em Engenharia Elétrica, pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, e aprovado na sua forma final pela comissão avaliadora abaixo indicada.

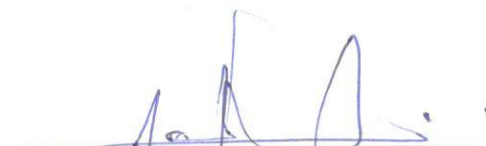
Joinville, 19 de agosto de 2024.



Prof. José Flavio Dums, Dr
Orientador
Instituto Federal de Santa Catarina



Prof. Janderson Duarte, Dr
Coorientador
Instituto Federal de Santa Catarina



Prof. Carlos Toshiyuki Matsumi, Dr
Avaliador
Instituto Federal de Santa Catarina



Prof. Michael Klug, Dr
Avaliador
Instituto Federal de Santa Catarina