

**Universidade de Brasília  
Faculdade de Tecnologia  
Departamento de Engenharia Mecânica**

**ARFACTA – PROJETO DE DESENVOLVIMENTO  
E IMPLEMENTAÇÃO DE UM EQUIPAMENTO DE  
ABLAÇÃO TUMORAL BASEADO EM  
SIMULAÇÃO COM ENSAIOS *EX VIVO***

Klériston Silva Santos

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS MECATRÔNICOS**

Brasília  
2023

**Universidade de Brasília  
Faculdade de Tecnologia  
Departamento de Engenharia Mecânica**

**ARFACTA – PROJETO DE DESENVOLVIMENTO  
E IMPLEMENTAÇÃO DE UM EQUIPAMENTO DE  
ABLAÇÃO TUMORAL BASEADO EM  
SIMULAÇÃO COM ENSAIOS *EX VIVO***

Klérison Silva Santos

Dissertação de Mestrado submetida ao Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade Brasília como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre

Orientadora: Prof. Dra. Suélia de Siqueira R. Fleury Rosa

Brasília  
2023

**Universidade de Brasília  
Faculdade de Tecnologia  
Departamento de Engenharia Mecânica**

**ARFACTA – PROJETO DE DESENVOLVIMENTO E  
IMPLEMENTAÇÃO DE UM EQUIPAMENTO DE ABLAÇÃO  
TUMORAL BASEADO EM SIMULAÇÃO COM ENSAIOS  
*EX VIVO***

Klériston Silva Santos

Dissertação de Mestrado submetida ao Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade Brasília como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre

Trabalho aprovado. Brasília, 01 de Agosto de 2023:

---

**Prof. Dra. Suélia de Siqueira Rodrigues  
Fleury Rosa, UnB/FGA**  
Orientador

---

**Prof. Dr. Daniel Mauricio Muñoz  
Arboleda, UnB/FGA**  
Examinador interno

---

**Prof. Dr. Ícaro dos Santo, Milwaukee  
School of Engineering/Associate  
Professor**  
Examinador externo

---

**Prof. Dr. Paulo Roberto dos Santos,  
IFRO/Engenharia Elétrica**  
Examinador externo

Brasília  
2023

*Este trabalho é dedicado aos meus pais, Higinio e Denice.*

# Agradecimentos

Primeiramente, expresso meus sinceros agradecimentos a Deus por me conceder saúde e bênçãos ao longo do percurso que me permitiu concretizar este projeto de vida. Agradeço aos meus pais, Higino de Souza Santos e Denice Silva Santos, por serem os pilares que sempre me apoiaram, fornecendo amor, amparo e carinho nos momentos em que precisei de orientação. Aos meus irmãos, Diniker Silva Santos e Iara Silva Santos, agradeço por serem meus apoios constantes e por me ajudarem a honrar o nome de nossa família. Estendo meus agradecimentos aos parceiros e amigos de minha jornada acadêmica e pessoal, Rafael Mendes Faria e Allisson Lopes de Oliveira, pelo encorajamento e parceria ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Ao meu colega de pesquisa, Rafael Pissinati, e aos demais colaboradores, João Pedro Castro de Souza, Tiago Martins de Brito e Ana Karoline Almeida da Silva, sou profundamente grato por todos os esforços e conhecimentos que compartilhamos em conjunto. Não poderia esquecer de mencionar minha orientadora, a Professora Suélia de Siqueira Rodrigues Fleury Rosa, cujas orientações, disciplina, paciência e ensinamentos foram fundamentais para o sucesso deste projeto. Mesmo nos momentos mais desafiadores, suas palavras serviam como inspiração, alimentando minha determinação para prosseguir com a cabeça erguida em busca das melhores soluções. Por fim, agradeço ao Professor Paulo Roberto dos Santos por fornecer suporte técnico e orientações cruciais para a realização dos experimentos, com base em sua vasta experiência em projetos anteriores, permitindo o pleno desenvolvimento do novo modelo de ablador, denominado ARFACTA. .

# Resumo

A Ablação por Radiofrequência (ARF) é um procedimento minimamente invasivo e eficaz para tratar Carcinomas Hepatocelulares (CHC). Durante o procedimento, um eletrodo é inserido na área afetada do fígado e a radiofrequência gera calor intenso na ponta do eletrodo. Esse calor é capaz de destruir completamente o tumor, levando à necrose da região afetada. A ARF tem sido amplamente utilizada como uma tecnologia consolidada na área médica para o tratamento eficiente do CHC, oferecendo vantagens como redução do tempo de internação e complicações pós-cirúrgicas. O procedimento de ARF possui algumas limitações, incluindo a resposta inadequada em tumores maiores que 3 cm, a falta de personalização dos protocolos de aplicação de energia para cada paciente, baixa padronização inerente aos equipamentos geradores utilizado nos procedimentos, e a falta de padronização na descrição do comportamento dinâmico do tecido durante a ARF. Nesse sentido o seguinte trabalho consiste em determinar parâmetros que subsidiem a abordagem de um novo *hardware* capaz de sanar estas lacunas. Um novo *hardware* foi desenvolvido com base nos padrões atuais de mercado, capaz de ser amplamente ajustável e dinâmico, proporcionando as condições de controle de forma satisfatória com confiabilidade na parte do circuito de potência. Durante o desenvolvimento do trabalho, foram considerados diversos aspectos, incluindo a compreensão do comportamento do da demanda de sinal de saída, controle do circuito inversor Push-Pull através do *duty cycle*, fornecimento de energia através dos reguladores CC-CC, dentre outros. Também foram estudados os efeitos físicos da radiofrequência no fígado. Foram realizadas simulações de circuitos elétricos para analisar a influência da demanda energética de cada bloco do circuito de ARF, com o propósito de garantir a confiabilidade dos sinais demandados pelos componentes eletrônicos no novo equipamento. Essas simulações permitiram uma melhor compreensão do comportamento do circuito e, poupando tempo e recursos materiais, os quais auxiliaram na proposição de um projeto mais eficiente e preciso para a ARF. Para comprovação dos dados simulados, um protótipo foi sugerido e montado, possibilitando seu uso em testes e coleta de dados com fígado bovino *ex vivo*.

**Palavras-chave:** Controle de tensão. Inversor Push-Pull. Gate Driver. Medição de sinal de ablação.

# Abstract

Radiofrequency Ablation (RFA) is a minimally invasive and effective procedure to treat Hepatocellular Carcinomas (HCC). During the procedure, an electrode is inserted into the affected area of the liver and radiofrequency generates intense heat at the tip of the electrode. This heat can destroy the tumor, leading to necrosis of the affected region. A RFA has been widely used as an established technology in the medical field for the efficient treatment of HCC, offering advantages such as reduced hospital stays and post-surgical complications. The RFA procedure has some limitations, including inadequate response for tumors larger than 3 cm, lack of customization of energy application protocols for each patient, low standardization inherent to the generating equipment used in the procedures, and lack of standardization in the description of the dynamic behavior of the tissue during RFA. Thus, the following paper consists in determining parameters that subsidize the approach of a new *hardware* capable of solving these gaps. A new *hardware* was developed based on current market standards, capable of being widely adjustable and dynamic, providing satisfactory control conditions with reliability in the power circuit part. During the development of the work, several aspects were considered, including understanding the behavior of the output signal demand, control of the Push-Pull circuit through the *duty cycle*, power supply through the DC-DC regulators, among others. The physical effects of radiofrequency on the liver were also studied. Electrical circuit simulations were performed to analyze the influence of the energy demand of each block of the RFA circuit, with the purpose of ensuring the reliability of the signals demanded by the electronic components in the new equipment. These simulations allowed a better understanding of the circuit behavior and, saving time and material resources, which helped in the proposition of a more efficient and precise design for the RFA. To prove the simulated data, a prototype was suggested and assembled, enabling its use in tests and data collection with porcine liver *ex vivo*.

**Keywords:** Voltage control. Push-Pull Inverter. Gate Driver. Measurement of ablation signal.

# Lista de ilustrações

Figura 1	– Procedimento de ablação com visão da introdução do cateter de ablação no tumor do fígado. O procedimento resulta no aumento da temperatura do entorno do tumor, atingindo até 50° C. . . . .	24
Figura 2	– Quadro de organização do trabalho, apresentando as etapas do projeto, suas respectivas tarefas e o nível de complexidade de cada uma delas, fornecendo uma visão geral da estrutura e planejamento da execução. . . . .	26
Figura 3	– Panorama de mortalidade entre sexos no Brasil. O gráfico mostra que a população mais atingida é a de homens com idades entre 60 e 85 anos, apresentando uma taxa de mortalidade mais elevada em comparação com as mulheres. Os dados são referentes ao período de 2016 a 2020. . . . .	28
Figura 4	– Panorama de mortalidade por região no Brasil. O gráfico revela que as populações mais atingidas são as do Norte e Sudeste do país, com taxas de mortalidade mais elevadas em comparação com as demais regiões. Os dados são referentes ao período de 2016 a 2022. . . . .	29
Figura 5	– Modelo molecular ilustrando a hepatocarcinogênese, com as múltiplas etapas de formação tumoral a partir dos fatores etiológicos externos desencadeantes até o processo de metástase. Os eventos moleculares estão representados pelos estágios do CHC, incluindo a presença do vírus da hepatite C (HCV), Fator de Crescimento Transformador (TGF) e Fator de Crescimento Endotelial Vascular (VEGF). . . . .	32
Figura 6	– Diagrama para identificação do estágio e tratamento do CHC conforme as recomendações do <i>BCLC</i> . O diagrama apresenta as diferentes etapas da avaliação clínica, incluindo características do tumor, tamanho, escore Child-Pugh e escore ECOG-PS, e fornece diretrizes para o tratamento apropriado em cada estágio. Essa abordagem auxilia na tomada de decisão clínica, permitindo a seleção do tratamento mais adequado para cada paciente com CHC . . . . .	34
Figura 7	– Diagrama representativo de um procedimento de ablação, mostrando a posição do equipamento de ultrassonografia em relação ao paciente. O eletrodo de ablação é guiado pelo ultrassom para alcançar o tumor hepático. O ultrassom permite uma visualização em tempo real da localização do tumor e do eletrodo, garantindo a precisão e eficácia do procedimento de ablação. . . . .	35
Figura 8	– O tratamento é normalmente recomendado para tratar CHCs com menos de 3cm em uma localização não perivascular. . . . .	36



Figura 9 – Fotografias dos quatro geradores utilizados. Cool-Tip da Radionics/Valleylab/Covidien (a), 1500X RF da AngioDynamics (b), RF 3000 da Boston Scientific (c) e CelonPower LAB da Celon (d) . . . . .	37
Figura 10 – Exemplos de eletrodos comerciais com um design básico A= Radionics® Cool-tip RF® single 3-cm tip; B= Radionics® Cool-tip RF® luster; C= Convatec® MIRAS IOC® e Convatec® MIRAS LC® (de cima para baixo); D= Berchtold® HiTT® 1-cm tip/1.2 mm diâmetro e 1.5-cm tip/2 mm diâmetro; E= RITA® model 30; F = RITA® model 70; G= RITA® model 90/StarBurst XL® ; H= RITA® StarBurst SD . . . . .	38
Figura 11 – Características básicas de <i>MOSFETs</i> de depleção e enriquecimento. O circuito apresenta representação esquemática e circuito equivalente, onde $V_{GS}$ a tensão porta-fonte, $V_{DS}$ a tensão porta-fonte, $R_D$ a resistência do dreno, $I_D$ corrente do dreno. . . . .	43
Figura 12 – Curvas características de saída do <i>MOSFET</i> do tipo enriquecimento . .	43
Figura 13 – Formas de onda e tempos de chaveamento do <i>MOSFET</i> , apresentando os tempos de subida ( $t_{d(on)}$ ) e descida ( $t_{d(off)}$ ). Observa-se um pequeno intervalo conhecido como tempo de carga do <i>gate</i> (porta) durante o processo de chaveamento. . . . .	44
Figura 14 – <i>Chopper</i> abaixador com carga resistiva. Coma chave CH fechada, surge a diferença de potencial na carga R durante o tempo de condução $t_1$ . Ao abrir a chave em $t_2$ a carga é desenergizada. . . . .	45
Figura 15 – Esquema elétrico do <i>chopper</i> com onda quadrada, apresentando o amplificador de referência de entrada e saída. O circuito ilustra a utilização do <i>chopper</i> para gerar uma onda quadrada e a amplificação das tensões de entrada e saída para fins de referência. . . . .	47
Figura 16 – Circuito equivalente de um conversor do tipo <i>BUCK</i> . O circuito pode operar em dois estágios de operação. No estágio 1, o transistor Q1 é ligado no instante $t = 0$ , permitindo que a corrente de entrada flua pelo indutor $L$ e pelo transistor Q1. Durante esse período, a corrente aumenta gradualmente. No estágio 2, o transistor Q1 é desligado no instante $t = t_1$ . Nesse momento, a corrente que antes passava pelo transistor passa a circular pelo indutor $L$ , capacitor $C$ , carga e diodo $D_m$ . A corrente do indutor começa a diminuir até que o transistor Q1 seja ligado novamente no próximo ciclo. Durante esse processo, a energia armazenada no indutor $L$ é transferida para a carga . . . . .	49
Figura 17 – Gráfico ilustrando a observação fenomenológica do circuito <i>BUCK</i> . O gráfico demonstra o comportamento do circuito em relação à variação de tensão e corrente ao longo do tempo. A curva representa a atuação do circuito <i>BUCK</i> em uma aplicação genérica. . . . .	50

Figura 18 – Estrutura do conversor <i>BUCK</i> de modo de corrente com o esquema de partida suave. O conversor <i>BUCK</i> opera em modo de corrente e apresenta um esquema de partida suave para reduzir as oscilações de corrente e tensão durante o início do funcionamento. . . . .	53
Figura 19 – Conversor CC-CA <i>Push-Pull</i> , onde dois <i>MOSFETs</i> ( $Q_1$ e $Q_2$ ) para fazer a conversão CC-CA, aplicandoa tensão $V_s$ ao primário do tansformador ( $N_p$ ). O secundário ( $N_s$ ) é responsável por fornecer o sinal CA para a retificação através dos diodos $D_1$ e $D_2$ , completando o ciclo de conversão CA-CC na saída do $V_o$ do circuito. . . . .	54
Figura 20 – Topologia básica do filtro CLC ou filtro Pi ( $\pi$ ), o qual é utilizado para filtragem de sinal, composto por dois capacitores (C) e um indutor (L). Este tipo de filtro é utilizado para atenuar determinadas frequências e melhorar o desempenho do circuito. . . . .	55
Figura 21 – Ambiente de desenvolvimento e testes do <i>NI Multisim</i> <sup>®</sup> , demonstrando o código <i>SPICE</i> <sup>®</sup> juntamente com medições em tempo real . . . . .	58
Figura 22 – Ciclo metodológico utilizado para o estudo e desenvolvimento do equipamento ARFACTA, contemplando etapas do processo de construção, simulação, teste e análise de validação. . . . .	59
Figura 23 – O sistema inicia com a alimentação alternada e retificada para 48 VCC por fonte externa, em seguida regulando em 12 e 5 VCC para outros elementos, controle pelo microcontrolador ATMEGA328, tela de interface homem-máquina (IHM) para visualização e parametrização. Os 48 VCC também são empregados no circuito <i>busk</i> e circuito <i>Push-Pull</i> , o qual é controlado pelo oscilador para gerar o gerador sinal de RF. A conexão do eletrodo está interligada ao circuito de medição. . . . .	60
Figura 24 – Versão projetada do circuito <i>BUCK</i> através da aplicação do LM2576HV-ADJ-TT, de 12 VCC otimizado. Nessa versão, o <i>software</i> de simulação utiliza a nomenclatura de ADJ para versões customizada de saída e testes. . . . .	62
Figura 25 – Diagrama básico do regulador LM2596. Ele fornece até 3A de corrente de carga com excelente regulação. Disponível em várias tensões de saída fixas e ajustáveis. O arranjo em questão foi utilizado para simulação, sendo proporcional à demanda do projeto, 5 VCC. . . . .	63
Figura 26 – o arranjo consiste na aplicação da porta inversora 4093 em um arranjo oscilador. Na saída desse arranjo, um divisor de tensão é criado com o resistor R3 para que a tensão seja ajustada em menos -3,3 VCC. . . . .	63
Figura 27 – Circuito <i>BUCK</i> controlado pelo microcontrolador por meio do controlador ESP. A IHM permite ao usuário ler e ajustar os parâmetros de tensão e frequência durante o procedimento de ARF. . . . .	64

Figura 28 – Representação da tela de IHM onde na figura (A) é apresentado o modelo real da IHM <i>NEXTION</i> <sup>®</sup> NX8048K070 e em (B) é demonstrado o diagrama elétrico de conexão da IHM na placa do do <i>hardware</i> do projeto ARFACTA. . . . .	65
Figura 29 – Diagrama de conexão do CI do ATMEGA328P. (A) Atribuição de cada terminal conforme o fabricante. (B) Diagrama básico do cristal oscilador de 16 Mhz e o botão de reset, além do endereçamento das conexões utilizadas no microcontrolador do projeto do ARFACTA. . . . .	66
Figura 30 – ESP-01 implementado no ARFACTA. (A) circuito implementado na placa do projeto, um divisor de tensão entre o terminal RX2 e o terminal 1 do conector do ESP-01, utilizando dois resistores em série para reduzir a tensão de entrada no RX. No terminal 3, dois diodos foram utilizados em série para diminuir a tensão de 5 VCC para 3.3 VCC na entrada do ESP-01. A saída do ESP-01 gera um sinal PWM, que é controlado através do circuito inversor do CI7414. (B) Arranjo elétrico real do ESP-01. . . . .	67
Figura 31 – (A) Diagrama padrão fornecido pelo fabricante do CI IR2110, utilizado como <i>gate driver</i> . (B) Circuito do <i>BUCK</i> de potência implementado no <i>hardware</i> do ARFACTA, composto pelos <i>MOSFETs</i> IRPF250, que são controlados através do sinal de PWM fornecido pelo microcontrolador ao ESP-01 e eviado ao <i>gate driver</i> IR2110. . . . .	69
Figura 32 – Para o teste do circuito <i>BUCK</i> de potência (48 VCC), utilizou-se o arranjo do circuito simulador de PWM (A) juntamente com uma porta inversora do tipo <i>Schmitt-Trigger</i> através do CI4903, que envia o sinal para o <i>gate driver</i> IR2110 (B), o qual é responsável por controlar a tensão de saída no circuito de chaveamento dos <i>MOSFETs</i> Q4 e Q5 (C). Na saída é mostrado o sistema é adicionado um circuito <i>butterworth</i> para suavizar distorções. . . . .	70
Figura 33 – Aplicação do circuito oscilador ao ARFACTA. (A) Diagrama esquemático padrão indicado pelo fabricante para aplicação do CI LTC6903, conectado a um microcontrolador genérico. (B) Conexão do circuito oscilador aos componentes da placa ARFACTA. Nesta parte do circuito encontra-se também um conector par implementação de cartão externo e o conector utilizado para comunicação serial com o microcontrolador através do gravador SPI. . . . .	71
Figura 34 – O circuito (A) recebe os sinais de <i>clock</i> (CLK-1 e CLK-2), proveniente do gerador de função que simula o ATMEGA 328p. Este sinal é aplicado ao <i>gate driver</i> IR2110 responsável por controlar os <i>MOSFETs</i> Q1 e Q2 que estão conectados aos <i>MOSFETs</i> Q3 e Q4 em (B). Em (C) o chaveamento dos <i>MOSFETs</i> é responsável pela geração do sinal alternado no secundário do transformador de RF T1, através da aplicação do sinal proveniente do <i>BUCK</i> de potência ao <i>tap</i> central. . . . .	72

Figura 35 – Fluxograma de operação do circuito inversor <i>Push-Pull</i> , integrando os circuitos lógicos, as características de sinal utilizado e a cadeia de processamento de informações entre os componentes. . . . .	73
Figura 36 – O circuito de medição é responsável por receber o sinal proveniente do conjunto inversor/eletrodo de ablação e disponibilizá-los ao microcontrolador durante o procedimento de ablação. O microcontrolador por estão fornece os dados à IHM que exibe os dados em tempo real. . . . .	74
Figura 37 – Os sinais elétricos advindos do filtro pós inversor, já em 500 kHz, são aplicados aos transformadores de corrente (T2) e tensão (T4), que possuem uma relação de transformação de 10:1. O eletrodo é acoplado em série com o transformador de corrente e em paralelo ao transformador de tensão. O sinal proveniente dos secundários desses transformadores será tratado para medições posteriores. . . . .	75
Figura 38 – (A) O circuito integrado LT1014 é disponibilizado em encapsulamento que permite sua utilização nos dois momentos necessários dentro do circuito, tanto na medição de corrente quanto na medição de tensão, fazendo uso de apenas um componente. Em ambas as medições, o LT1014 está conectado a um sinal retificado em meia onda mediante um filtro RC, pós transformador acoplado a uma estrutura de ganho. (B) LM358 trabalha apenas como <i>buffer</i> para o sinal de saída que será aplicado ao circuito posterior. . . . .	76
Figura 39 – A relação de transformação utilizada neste transformador é 1:10, que conta com um potenciômetro R1 na saída que para a regulação do nível de tensão, está conectado ao diodo D3, o qual juntamente com o capacitor C9, é responsável por retificar o sinal aplicado do LT1014. Este amplificador operacional está configurado para que o sinal de saída seja proporcional de 0 a 5 VCC, contando com um capacitor de filtro C25 em sua saída. Este sinal será enviado para o microcontrolador que por sua vez será disponibilizado na IHM. . . . .	77

Figura 40 – Bancada utilizada na realização dos ensaios experimentais. (A) Fonte de alimentação CA-CC Simétrica <i>Icel</i> <sup>®</sup> PS-6000. (B) Osciloscópio digital <i>Tektronix</i> <sup>®</sup> MSO2022B utilizado para medição da frequência real. (C) Equipamento ARFACTA. (D) Suporte com ajuste de altura com garra para fixação em paralelo dos eletrodos de ablação modelo da <i>Boston Scientific</i> <sup>®</sup> modelo <i>LeVeen SuperSlim Needle 2.0</i> e termômetro modelo <i>Hikarie</i> <sup>®</sup> Hm-2082, posicionados perpendicularmente ao fundo do recipiente da amostra, permitindo penetração de 17 mm na amostra. (E) Recipiente composto por base em aço cirúrgico que atuou como eletrodo neutro e cano de Policloreto de Vinila (PVC) com 80 mm de altura e 50 mm de diâmetro. . . . .	78
Figura 41 – Montagem experimental da placa do circuito ARFACTA, contemplando o arranjo de testes da placa principal, fonte de alimentação e chassi. A placa é controlada através da IHM que é acoplada ao projeto através do fechamento da tampa do chassi. Para os testes, a IHM foi utilizada em bancada, paralela à placa, permitindo assim o monitoramento de temperatura dos elementos envolvidos. . . . .	79
Figura 42 – O eletrodo de ARF utilizado possuía tamanho compatível com as amostras disponíveis. O modelo é p <i>LeVeen SuperSlim Needle 2.0</i> , produzido pela <i>Boston Scientific</i> <sup>®</sup> e é do tipo guarda-chuvas. . . . .	79
Figura 43 – Padronização de amostras para teste <i>ex-vivo</i> de ablação com fígado bovino e o equipamento ARFACTA. . . . .	80
Figura 44 – A fonte de energia recomendada para o projeto, a RSP-500-48, é um dispositivo de alimentação de 504 W potência capaz de fornecer uma tensão de saída de 48 VCC. Ela é amplamente utilizada em aplicações industriais e comerciais e médicas, que requerem uma fonte robusta de alta confiabilidade. . . . .	82
Figura 45 – O gráfico apresenta regime permanente do sinal de saída simulado do LM2576 no tempo igual à 1,165 ms, através dos componentes sugeridos, demonstrando que o circuito será capaz de fornecer 11,988 VCC ao ser alimentado com os 49,5 VCC de entrada, além de garantir entrega de 3 A na saída. . . . .	82
Figura 46 – Dimensões do circuito <i>BUCK step down</i> modular comercializado, capaz de ser agregado a circuitos diversos. Seu controle de tensão de saída pode ser ajustado pelo resistor variável R1. Para os testes do projeto fizemos o ajuste em 12 VCC. . . . .	84

Figura 47 – O gráfico apresenta regime permanente do sinal de saída simulado do regulador abaixador ao utilizar o LM2596 no tempo igual a 1,2 ms, através dos componentes sugeridos, demonstrando que o circuito será capaz de fornecer 5,038 VCC ao ser alimentado com os 12 VCC na entrada, fornecidos pelo regulador de 12 VCC anterior. . . . .	84
Figura 48 – As oscilações de tensão presentes nas saídas dos circuitos abaixadores podem ser observados através da simulação. Tais sinais são naturais desta topologia de circuitos e está enquadrado dentro dos limites estabelecidos pelos fabricantes. . . . .	85
Figura 49 – Sinais de resposta do circuito <i>BUCK</i> de potência em relação à variação do sinal PWM. O gráfico (A) representa o valor de tensão VPR1 e corrente IPR3 para um PWM com <i>duty cycle</i> em 30%, alcançando estabilidade em 1.87 ms, com saída em 12 VCC e 240,09 mA. Em (B), o PWM foi ajustado em 50%, com estabilidade em 2,26 ms, saída em 22,88 VCC e 457,68 mA. Em (C), 80%, notou-se uma perturbação a qual fez com que o circuito se estabilizasse em 16,17 ms com 41,02 VCC e 829,40 mA. . . . .	86
Figura 50 – Representação do circuito de entrada do transformador do inversor composto por um gerador de função XFG1, equivalente ao <i>BUCK</i> de potência conectado ao filtro <i>Butterworth</i> e aplicado a uma carga de 50 ohms. Os pontos de medição são representados por PR1, PR2 e PR3. . . . .	86
Figura 51 – Representação do sinal simulado de saída transiente do circuito <i>BUCK</i> de potência, na figura 50, que será aplicado ao <i>tap</i> central do primário do transformador (T1) do inversor. O ponto de medição do sinal do <i>BUCK</i> é PR1, o filtro é PR2 e a corrente aplicada à carga em PR3. . . . .	87
Figura 52 – Vistas dos sinais do <i>gate driver</i> IR2110 do inversor <i>Push-Pull</i> . Os sinais <i>clk_1</i> e <i>clk_2</i> são provenientes do sinal de <i>clock</i> gerados pelo microcontrolador, aqui representados por um gerador de funções. Os sinais <i>q1</i> e <i>q2</i> são os sinais de saída do <i>driver gate</i> IR2110 para o controle de chaveamento dos <i>MOSFETs</i> IRPF250. Os sinais estão com um <i>OFFSET</i> automático para separação e para demonstração gráfica. . . . .	88
Figura 53 – O chaveamento dos <i>MOSFETs</i> resulta na condução dos canais Q1_RF e Q2_RF, proporcionando um referencial de GND para o transformador de RF T1, onde a tensão do <i>BUCK</i> aplicada ao TAP central flui entre os terminais, como visto na variação do sinal V(T1). . . . .	88

Figura 54 – Comparação entre o sinal de entrada de 48 VCC proveniente do <i>BUCK</i> e o sinal de saída do secundário do transformador T1, após o filtro <i>Butterworth</i> , evidenciando o princípio de funcionamento do inversor <i>Push-Pull</i> . O sinal agora está pronto para ser aplicado ao eletrodo de ablação. Importante observar que, mesmo oscilando em amplitude, o sinal do <i>BUCK</i> ainda é caracterizado como corrente contínua, pois não há inversão de fase. . . .	89
Figura 55 – Teste para o circuito de medição de corrente em condições de 100% (A) e 50% (B) relativo ao sinal disponibilizado pelo transformador de RF. Os sinais de entrada TRF1 e saída Amicro apresentaram resposta satisfatória em 5 VCC. O sinal de do BFF1 apresentou aproximadamente 250 mV de amplitude, condizente com a demanda do U2A, o que resultara em um sinal semelhante de terminal SM1. Todos os valores encontrados estão dentro da proposta. . . . .	90
Figura 56 – Teste para o circuito de medição de tensão em condições de 100% (A) e 50% (B) relativo ao sinal disponibilizado pelo transformador de RF. Os sinais de entrada TRF1 e saída Vmicro apresentaram resposta satisfatória em 5 VCC. O sinal de do BFF3 apresentou aproximadamente 250 mV de amplitude, condizente com a demanda do U2B, o que resultara em um sinal semelhante de terminal SM2. Todos os valores encontrados estão dentro da proposta. . . . .	90
Figura 57 – Gráficos de <i>box plot</i> e, logo mais abaixo, gráfico respectivo Q-Q. Potência e área demonstram que os dados tendem a obedecer a uma distribuição normal, não apresentando <i>outliers</i> consideráveis. Para os demais, por estarem próximos ao primeiro quartil, podem sugerir novos testes. . . .	92
Figura 58 – Gráficos para comparação entre os valores de potências aplicadas em relação tempo de procedimento. Utilizando a análise <i>TOPSIS</i> , concluímos que a amostra 3, correspondente à aplicação de 6 W, apresentou maior estabilidade e eficiência no procedimento de ablação. A Amostra 10 apresentou menor área de aplicação, tempo inadequado para o procedimento e <i>Roll off</i> mais nocivo ao <i>hardware</i> em detrimento dos outros ensaios. . .	93
Figura 59 – O processo de comparação entre áreas de ablação em amostras de fígado bovino <i>ex vivo</i> foi realizado com o <i>software ImageJ</i> <sup>®</sup> . A amostra 3 apresentou a área ablacionada maior e mais homogênea em relação à amostra 10, conforme análise visual e medições das áreas. . . . .	94
Figura 60 – Circuito projetado da placa unificada para o projeto ARFACTA, com destaque para a disposição dos elementos dos <i>s</i> , o circuito AD8302 e a conexão de eletrodo. O circuito é apresentado em uma visão em 2D. . .	95
Figura 61 – Simulação da placa do equipamento ARFACTA em perspectiva. . . . .	95

# Lista de tabelas

Tabela 1	– Classificação da <i>BCLC</i> para o estágio de um tumor, baseada em suas características, tamanho, escore Child-Pugh e escore ECOG-PS. A classificação da <i>BCLC</i> é uma ferramenta amplamente utilizada na avaliação do CHC e ajuda a determinar o estágio do tumor, sua extensão e o prognóstico do paciente. O escore <i>Child-Pugh</i> avalia a função hepática em pacientes com carcinoma hepatocelular, enquanto o escore ECOG-PS avalia o estado funcional geral do paciente com câncer, onde 0 é saudável e 5 é completamente comprometido. Esses parâmetros são utilizados para auxiliar na determinação do estágio e prognóstico do tumor, bem como para guiar o plano de tratamento adequado. . . . .	33
Tabela 2	– Comparação dos principais fabricantes de equipamentos, abordando informações cruciais como potência e frequência. Esses parâmetros são essenciais para orientar a seleção do equipamento mais adequado às necessidades específicas de cada aplicação, proporcionando uma visão abrangente das opções disponíveis no mercado. . . . .	35
Tabela 3	– Condutividade elétrica do tecido em uma frequência de 500 kHz, utilizado na equação 2.3 (frequência de ARF) [29] . . . . .	40
Tabela 4	– Comparativo entre equipamentos de ablação comerciais e desenvolvidos junto à UnB. Adaptado de [72] . . . . .	41
Tabela 5	– Especificação técnica da fonte Meanwell RSP-500-48, com as principais informações de que caracterizam a escolha da fonte para o projeto, sendo as principais delas a tensão de saída em 48 VCC, corrente de 10.5 A, o que resulta em 504 W de potência. . . . .	83
Tabela 6	– Resultados obtidos do procedimento de ablação de 10 amostras de tecido hepático bovino com potências distintas. A tabela apresenta informações em ordem de amostragem, contendo o número da amostra, potência aplicada, área ablacionada e massa perdida durante o procedimento. . .	89
Tabela 7	– Tabela contendo análise estatística realizada com os dados extraídos do experimento com o fígado <i>ex vivo</i> . Os valores aqui encontrados são utilizados na definição de validação do experimento. O teste de <i>Shapiro-Wilk</i> foi detalhado logo abaixo. . . . .	91



Tabela 8 – Para os níveis de ponderação, os itens de potência e área foram considerados mais importantes. A classificação final se dá da análise dessa matriz, definindo que o desempenho do equipamento na amostra 3 foi o mais proporcional com a resposta esperada do equipamento. As condições da amostra 10 foram as que menos atenderam ao conjunto de critérios aplicados. . . . .

# Lista de abreviaturas e siglas

$I_D$	Corrente do dreno . . . . .	42
$R_D$	Resistência do dreno . . . . .	42
$V_{DS}$	Tensão dreno-fonte . . . . .	42
$V_{GS}$	Tensão porta-fonte . . . . .	42
AASLD	Associação Americana para o Estudo das Doenças do Fígado . . . . .	32
ADC	Conversor analógico-digital . . . . .	65
ARF	Ablação por Radiofrequência . . . . .	23
ARFACTA	Ablação por Radiofrequência com Controles Embarcados e Correção com Uso de Algoritmo Particle Swarm Optimization para uma Ablação Abrangente e Eficiente . . . . .	23
BCLC	Clínica de Câncer de Fígado de Barcelona . . . . .	32
BJT	Transistores bipolares de junção . . . . .	42
CA	Corrente alternada . . . . .	44
CC	Corrente contínua . . . . .	42
CHC	Carcinoma Hepatocelular . . . . .	23
CI	Circuito integrado . . . . .	62
CLIP	Programa Italiano de Câncer de Fígado . . . . .	31
CMOS	Semicondutor complementar de óxido metálico . . . . .	68
CRA	Crioablação . . . . .	25
DHGNA	Doença hepática gordurosa não alcoólica . . . . .	31
DNA	Ácido desoxirribonucleico . . . . .	31
DVS	Escalonamento dinâmico de tensão . . . . .	52
E2PRO	Memória programável somente para leitura eletricamente apagável . . . . .	65
EASL	Associação Europeia para o Estudo do Fígado . . . . .	32
EORTC	Associação Europeia para o estudo e tratamento do câncer . . . . .	32
GHz	Gigahertz . . . . .	65
GND	Referencial de aterramento . . . . .	85
HBV	Hepatite B . . . . .	23

HCV	Hepatite C .....	23
HO	Saída alta .....	68
IES	Instituições de ensino superior .....	56
IHM	Interface homem-máquina .....	60
IoT	Internet das Coisa .....	67
IRE	Eletroporação irreversível .....	25
I <sup>2</sup> C	Circuito inter-integrado .....	65
kB	Kilobyte .....	65
kHz	Quilo-hertz .....	40
MHz	Megahertz .....	65
MISO	Entrada mestre saída escrava .....	70
MOSFET	Transistor de efeito de campo de semicondutor de óxido metálico .....	42
MOSI	Saída mestre entrada escrava .....	70
MS	Ministério da Saúde .....	23
MWA	Ablação por micro-ondas .....	25
NASH	Esteato-Hepatite não alcoólica .....	23
PFM	Modulação em frequência de pulsos .....	46
PVC	Policloreto de Vinila .....	75
PWM	Modulação em largura de pulsos .....	46
RE	Retículo endoplasmático .....	31
ROS	Espécies reativas de oxigênio .....	31
RTC	<i>Relógio em tempo real</i> .....	70
SAR	Taxa de absorção específica .....	39
SCK	<i>Clock Serial</i> do LTC6903 .....	70
SCL	<i>Clock Serial</i> do I <sup>2</sup> C .....	70
SDA	<i>Dado serial</i> .....	70
SOFIA <sup>®</sup>	<i>Software</i> de Ablação Intensiva .....	23
SPI	Interface periférica serial .....	65
SRAM	Memória estática de acesso aleatório .....	65
SUS	Sistema Único de Saúde .....	23

TGF	Fator de Crescimento Transformador .....	32
TOPSIS	Técnica para ordem de preferência por similaridade com a solução ideal ..	80
TTL	Lógica transistor-transistor .....	64
UART	Receptor-transmissor assíncrono universal.....	64
UnB	Universidade de Brasília .....	23
VC	Visualização científica .....	56
VDGR	Tensão entre dreno e porta .....	71
VDSS	Tensão entre dreno e fonte .....	71
VRMS	Tensão eficaz .....	71
Vs	Tensão da fonte.....	53
Wi-Fi	Fidelidade sem fio sem fio .....	67
kB	Corrente na carga.....	81
kB	Tensão de entrada .....	81
kB	Tensão de saída.....	81

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>22</b>
<b>1.1</b>	<b>Contextualização</b>	<b>22</b>
<b>1.2</b>	<b>Definição do problema</b>	<b>23</b>
<b>1.3</b>	<b>Tratamento</b>	<b>24</b>
<b>1.4</b>	<b>Motivação</b>	<b>25</b>
<b>1.5</b>	<b>Objetivos</b>	<b>25</b>
1.5.1	Geral	25
1.5.2	Específicos	25
<b>1.6</b>	<b>Organização do trabalho</b>	<b>26</b>
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>27</b>
<b>2.1</b>	<b>O hepatocarcinoma: manifestações e suas características</b>	<b>27</b>
2.1.1	Manifestação celular do CHC	28
2.1.2	Mutações genéticas indutoras de câncer no CHC	29
2.1.3	Alterações moleculares associadas à infecção viral	30
2.1.4	Classes moleculares do CHC	30
2.1.5	CHC associado a esteato-hepatite não alcoólica	30
2.1.6	Inflamação crônica	31
<b>2.2</b>	<b>Diagnóstico do CHC</b>	<b>31</b>
<b>2.3</b>	<b>Tratamento do CHC</b>	<b>32</b>
2.3.1	Ablação guiada por imagem	33
2.3.2	Ablação por radiofrequência	33
2.3.3	Eletrodo de ARF	35
<b>2.4</b>	<b>Modelagem matemática do processo de ablação</b>	<b>37</b>
<b>2.5</b>	<b>Condutividade elétrica do tecido</b>	<b>39</b>
<b>2.6</b>	<b>Equipamento SOFIA® atual</b>	<b>40</b>
<b>2.7</b>	<b>Conversores de energia</b>	<b>41</b>
2.7.1	Transistores de potência	41
2.7.1.1	<i>MOSFET</i>	42
2.7.2	Circuito <i>chopper</i>	44
2.7.2.1	Balanço volt-segundo	47
2.7.2.2	Balanço ampere-segundo	48
2.7.3	Conversor <i>BUCK</i>	48
2.7.4	Conversor <i>CC-CA - Push-Pull</i>	53
2.7.5	Filtro <i>CLC</i>	54

2.8	<b>Simulação de circuitos eletrônicos</b>	<b>56</b>
2.8.1	<i>NI Multisim</i> <sup>®</sup>	57
<b>3</b>	<b>MATERIAIS E MÉTODOS</b>	<b>59</b>
3.1	<b>Fluxograma do circuito experimental</b>	<b>60</b>
3.2	<b>Equipamentos complementares</b>	<b>61</b>
3.3	<b>Conversores CC-CC</b>	<b>61</b>
3.4	<b>Circuito de controle de tensão</b>	<b>63</b>
3.4.1	Tela de interface com o usuário	64
3.4.2	Microcontrolador	65
3.4.3	Controlador ESP-01	66
3.4.4	Circuito <i>BUCK</i> de potência	67
3.4.5	Circuito <i>Push-Pull</i>	69
3.5	<b>Circuitos de medição</b>	<b>73</b>
3.6	<b>Bancada de testes</b>	<b>75</b>
3.7	<b>Experimento <i>ex vivo</i></b>	<b>76</b>
3.8	<b>Testes estatísticos</b>	<b>80</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÃO</b>	<b>81</b>
4.1	<b>Seleção da fonte de alimentação</b>	<b>81</b>
4.2	<b>Circuitos de reguladores abaixadores</b>	<b>81</b>
4.3	<b>Circuito de <i>BUCK</i> de potência</b>	<b>83</b>
4.4	<b>Circuito de medição</b>	<b>87</b>
4.5	<b>Experimento de ablação em fígado bovino <i>ex vivo</i></b>	<b>87</b>
4.5.1	Análise dos dados do experimento	88
4.5.2	Resultado da análise das amostras	91
4.6	<b>Nova placa para o circuito ARFACTA</b>	<b>91</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>96</b>
<b>6</b>	<b>TRABALHOS FUTUROS</b>	<b>98</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>99</b>

# 1 Introdução

## 1.1 Contextualização

A consolidação do projeto de *Software* de Ablação Intensiva (SOFIA<sup>®</sup>) em 2013, por meio de um convênio entre a Universidade de Brasília (UnB) e o Ministério da Saúde (MS), desencadeou uma série de estudos e projetos de inovação na área biomédica. Essa iniciativa estreitou os laços entre a comunidade acadêmica e a indústria, visando o desenvolvimento de tecnologia nacional em apoio ao Sistema Único de Saúde (SUS) e impulsionando a produção em escala nacional no complexo econômico industrial brasileiro.

A partir desse marco, foram alcançados avanços significativos na nacionalização de projetos e na produção de equipamentos especializados em ablação por radiofrequência (ARF), além da aquisição de insumos na área. O êxito no desenvolvimento e na implementação da primeira versão do SOFIA<sup>®</sup>, conforme [52], motivou uma nova abordagem para expandir os resultados já obtidos.

Uma proposta de atualização do SOFIA<sup>®</sup> foi desenvolvida em 2021, conforme [72], denominada SOFIA CLÍNICO<sup>®</sup>, que agregou ao equipamento SOFIA<sup>®</sup> antigo características inovadoras, aumentando as possibilidades de controle e supervisão do processo de ARF.

Assim, está sendo desenvolvido um equipamento denominado ARFACTA (Ablação por Radiofrequência com Controles Embarcados e Correção com Uso de Algoritmo Particle Swarm Optimization para uma Ablação Abrangente e Eficiente), com o propósito de ampliar o procedimento de ablação para outros tratamentos, como aqueles relacionados ao coração e ao esôfago.

Essa iniciativa contribui para fortalecer a produção em escala nacional de tecnologias no Brasil, promovendo a autonomia e a capacidade de desenvolvimento tecnológico do país. Além disso, a estreita colaboração entre a academia e a indústria impulsiona a inovação no setor biomédico e estimula o crescimento do complexo econômico industrial brasileiro, gerando benefícios tanto para a área da saúde quanto para a economia do país.

O SUS é um sistema de saúde público e universal do Brasil, instituído pela Constituição Federal de 1988 e regulamentado pela Lei n.º 8.080/1990. Seus princípios fundamentais são a universalidade, a integralidade, a equidade e a participação social.

Esse projeto visa, dentre outros princípios constitucionais do SUS, contribuir veementemente na universalidade assegurada que todos os cidadãos brasileiros, independentemente de sua condição social, econômica ou de saúde, têm o direito ao acesso igualitário aos serviços de saúde. A integralidade refere-se à oferta abrangente de ações e serviços de saúde,

abrangendo desde a prevenção até o tratamento e a reabilitação.

Além disso, outro aspecto que o ARFACTA visa contribuir é na equidade no acesso à saúde, promovendo uma ótica seletiva da situação e amenizando a desigualdade de acesso àqueles que apresentam maiores necessidades.

## 1.2 Definição do problema

O câncer é considerado o principal causador de intervenções médicas públicas a nível global, se destacando dentre as maiores causas de óbito, figurando entre a primeira e a segunda posição dentre as causas de mortes prematuras diagnosticadas em paciente até os 70 anos. Levando em consideração o aumento de 20% na incidência de novos dessa patologia na última década, estima-se a aparição de 25 milhões de novos casos até o ano de 2030. No contexto do Brasil, a perspectiva é de que aproximadamente 704 mil novos casos sejam registrados entre os anos de 2023 a 2025. [62]

Dentre os principais órgãos do corpo acometidos por câncer, a patologia instalada na região do fígado é considerada um desafio de saúde expressivo mundialmente. Nominalmente conhecido como Carcinoma Hepatocelular (CHC) ou hepatocellular Carcinoma (HCC), constitui a forma mais recorrente da enfermidade, correspondente a aproximadamente 90% dos casos. Algumas enfermidades favorecem o surgimento do CHC tais como a Hepatite B e C (HBV e HCV), Esteato-Hepatite não alcoólica (NASH) associada à síndrome metabólica ou diabetes mellitus, cirrose, ácido aristolóquico proveniente de ervas medicinais e o tabaco. [2]

Mais de 90% dos casos de CHC ocorrem no contexto de doença hepática crônica. A cirrose de qualquer etiologia é o principal fator de risco [74, 27]. O CHC é a principal causa de morte em doentes com cirrose, com uma incidência anual de CHC de 1-6% [79]. Além deste, destacam-se também o consumo crônico de álcool, diabetes ou enfermidades relacionado com a obesidade, e infecção pelo HBV ou HCV. Várias características sociodemográficas têm sido associadas ao CHC, sendo elas: o envelhecimento, sexo (com forte predominância masculina), minorias sociais ou étnicas e tabagistas.

Estima-se que a maioria dos casos de CHC ocorrem em uma população com HBV crônica ou cirrose [79] [63]. No entanto, dada à baixa adesão ao rastreio em algumas práticas clínicas, uma parcela de indivíduos com CHC pode apresentar incidência de uma massa hepática, identificada por imagens transversais realizadas por outras razões ou devido ao CHC sintomático de fase avançada após o desenvolvimento de dor abdominal, perda de peso ou agravamento da disfunção hepática.

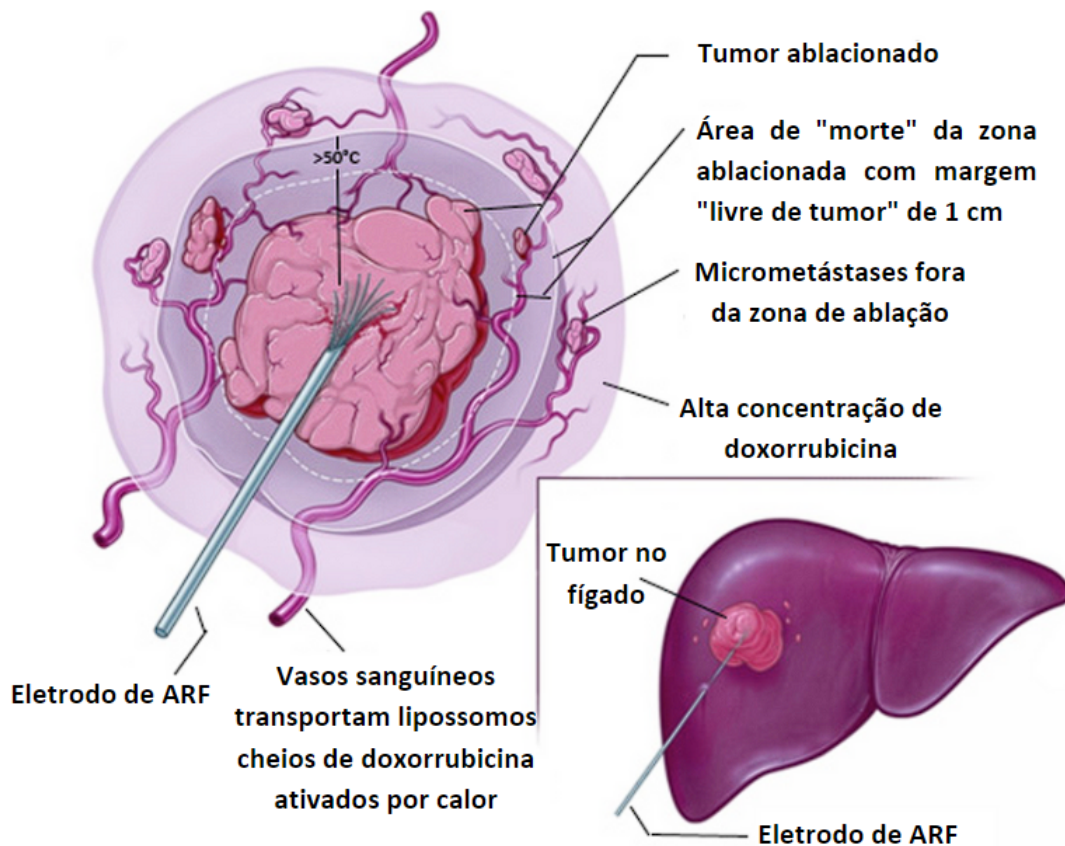


### 1.3 Tratamento

O tratamento cirúrgico, que inclui tanto a resseção hepática, como o transplante hepático, tem sido muito efetivo entre as terapias curativas para o CHC, produzindo os melhores resultados, com uma sobrevivência de 5 anos em aproximadamente 70 a 80% [25] [54]. A decisão entre resseção e transplante requer a consideração da função hepática do paciente, da presença e extensão da hipertensão portal, do estado de desempenho e das características do tumor, tais como tamanho, número e envolvimento das veias hepáticas e portal.

A ablação guiada por imagem é caracterizada como uma terapia potencialmente curativa para pequenos tumores de CHC em fase inicial. Preliminarmente, duas indicações são aplicadas para estas terapias conforme as diretrizes, seja como terapia de primeira escolha para tumores únicos muito precoces < 2 cm, seja como alternativa à cirurgia em tumores únicos em fase inicial, geralmente até 4 cm, ou 2-3 tumores < 3 cm [25] [30].

Figura 1 – Procedimento de ablação com visão da introdução do cateter de ablação no tumor do fígado. O procedimento resulta no aumento da temperatura do entorno do tumor, atingindo até 50° C.



Fonte: Adaptado de [12]

A ablação é utilizada para lesão direta do tumor e é conseguida mediante métodos químicos, térmicos ou elétricos [50]. Atualmente, a ARF é a tecnologia térmica estabelecida

juntamente com a ablação por micro-ondas (MWA), enquanto outras técnicas ablativas, tais como a crioablação (CRA) e a termoterapia intersticial por laser, são menos utilizadas [50]. A eletroporação irreversível (IRE) atinge a destruição do tumor ao induzir danos elétricos nas células tumorais sem um componente térmico significativo.

## 1.4 Motivação

Os principais indicadores que influenciam na qualidade do processo de ARF são o volume do dano térmico e sua consistência, os quais podem variar conforme o protocolo de procedimento de ablação de cada fabricantes de equipamentos disponíveis no mercado [67].

No procedimento de ablação, a impedância e temperatura determinam a cadência e consequente resultado final da intervenção, sendo os principais elementos a serem monitorados e controlados. Durante o procedimento de controle por temperatura, o objetivo é fornecer uma temperatura específica ao eletrodo, a qual é definida em 60 °C e 105 °C, sendo capaz de cauterizar e destruir, de maneira uniforme e eficiente o tumor.

## 1.5 Objetivos

### 1.5.1 Geral

O objetivo do presente estudo é o desenvolvimento de um equipamento de ablação por radiofrequência classe III, invasivo para tratamento de tumores com uso de ferramenta de simulação *in silico* no dimensionamento, desenvolvimento, análise e translação para um *hardware* implementado em placa de circuito impresso.

### 1.5.2 Específicos

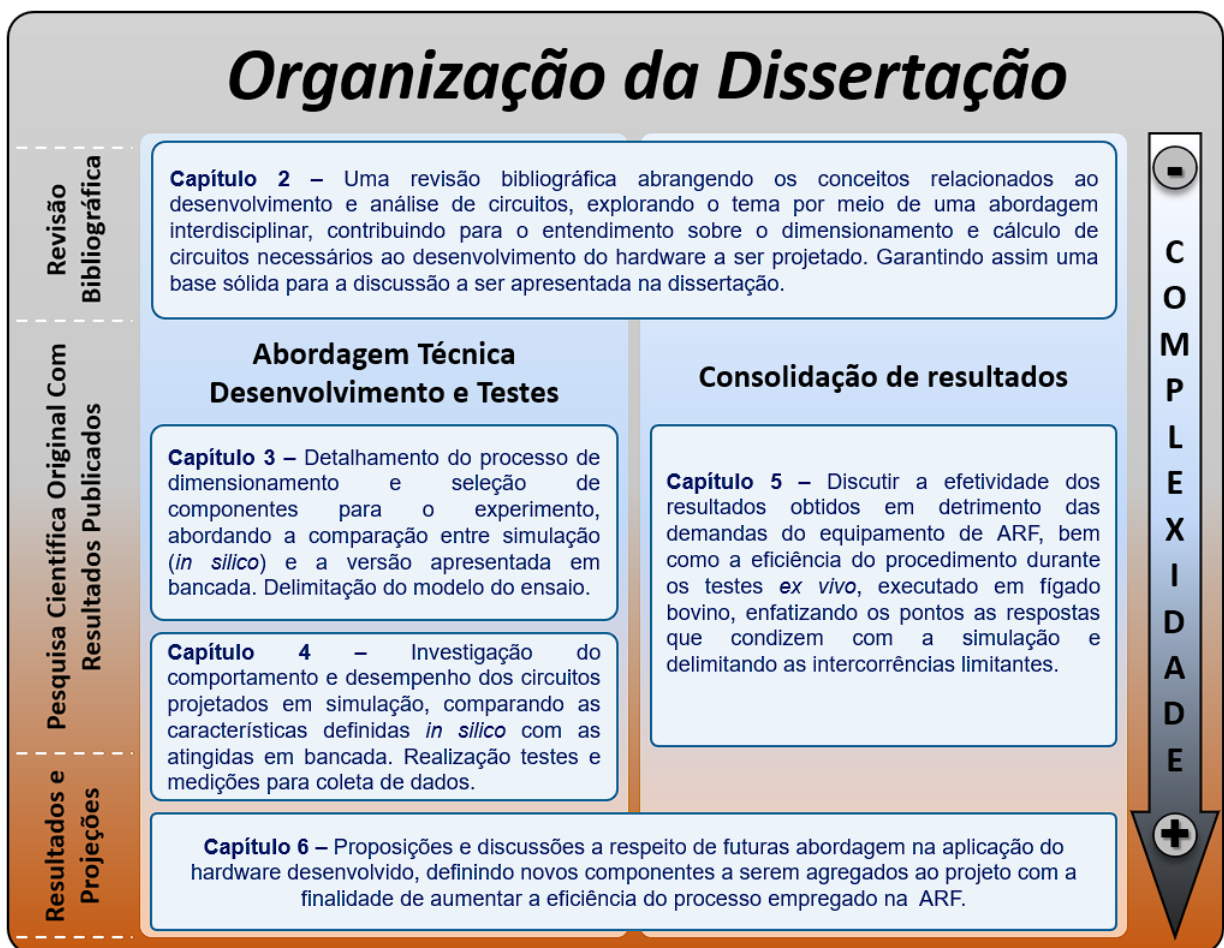
- Revisar o modelo atual do *hardware* do SOFIA® e SOFIA CLÍNICO® para identificação de vulnerabilidades e pontos de melhoria.
- Projetar novos circuito *hardware* para implementação do ARFACTA.
- Simular os circuitos propostos do equipamento ARFACTA e preparar nova patente.
- Realizar teste de validação do *hardware* proposto.
- Construir uma nova placa de circuito impresso para o ARFACTA.

## 1.6 Organização do trabalho

O trabalho está dividido em oito capítulos principais, incluindo este, que é o capítulo introdutório. No segundo capítulo é apresentada a fundamentação teórica. No terceiro capítulo são descritos os simulações e ensaios realizados para a obtenção dos dados. No quarto são apresentados os resultados e discussões. No quinto são expostas as conclusões. No sexto são elencados os possíveis trabalhos futuros. E finalmente, no sétimo, as produções realizadas no decorrer do programa da pesquisa.

A Figura 2 mostra a organização do trabalho.

Figura 2 – Quadro de organização do trabalho, apresentando as etapas do projeto, suas respectivas tarefas e o nível de complexidade de cada uma delas, fornecendo uma visão geral da estrutura e planejamento da execução.



Fonte: Autoria própria

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo aborda o CHC como um tumor primário no fígado e suas opções de tratamento. São discutidos os conceitos teóricos da ARF, como bioimpedância e *Roll off*. Também é abordado o desenvolvimento de equipamento médico, componentes utilizados, simulações, bem como as normas aplicadas no desenvolvimento e escolha dos elementos utilizados. O objetivo é fornecer uma compreensão abrangente desses aspectos, a fim de embasar a tomada de decisões no desenvolvimento do produto, visando a eficácia da ARF como terapia para o CHC.

### 2.1 O hepatocarcinoma: manifestações e suas características

Existem diferentes tipos de tumores malignos que afetam o fígado, sendo classificados como câncer primário, quando têm origem no próprio órgão, e câncer secundário ou metastático, quando se originam em outros órgãos e se espalham para o fígado. O CHC, é o tipo mais comum de tumor primário hepático, sendo responsável por mais de 80% dos casos. O CHC é caracterizado por sua agressividade e demanda abordagens terapêuticas eficazes para o seu tratamento. [62]

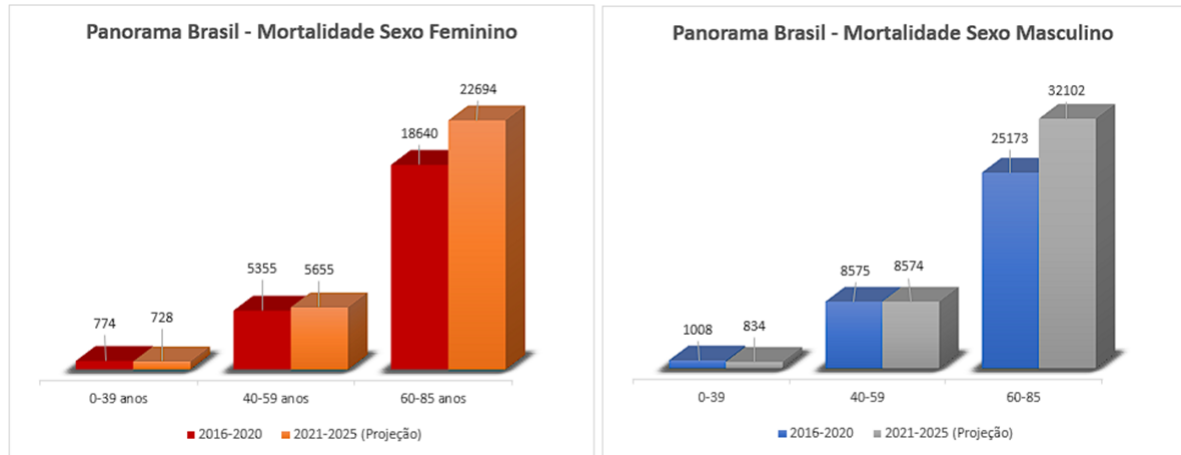
Sobre o câncer de fígado, a figura 3 apresenta resultado do delineamento de análise de dados e estudo sobre o histórico da população brasileira em relação ao desenvolvimento, com dados do quinquênio 2016 a 2020 e estimativas para o quinquênio 2021-2025, tanto para o público feminino quanto masculino. O mesmo estudo possibilitou também a projeção regional, classificada por idade, visto na figura 4

O Hepatocarcinoma é o tipo mais comum de tumor maligno primário no fígado, afetando aproximadamente 500.000 pessoas a cada ano e sendo a terceira principal causa de mortalidade por câncer no mundo [20]. Representando cerca de 85% dos cânceres hepáticos, o câncer primário de fígado é uma das principais formas de câncer globalmente.

Além disso, o CHC ocupa a segunda posição como o câncer mais prevalente no trato digestivo, ficando atrás apenas do câncer gástrico. Esses dados ressaltam a importância desse tipo de câncer e a necessidade de estratégias eficazes de prevenção e tratamento [75].

O correto direcionamento do tratamento para o CHC depende de uma série de análises, capazes de classificar os pacientes e dar o direcionamento adequado para cada caso. Uma etapa importante dessa análise é a detecção e definição da origem da doença. A seguir definido as principais características do CHC e os fatores desencadeantes mais importantes.

Figura 3 – Panorama de mortalidade entre sexos no Brasil. O gráfico mostra que a população mais atingida é a de homens com idades entre 60 e 85 anos, apresentando uma taxa de mortalidade mais elevada em comparação com as mulheres. Os dados são referentes ao período de 2016 a 2020.



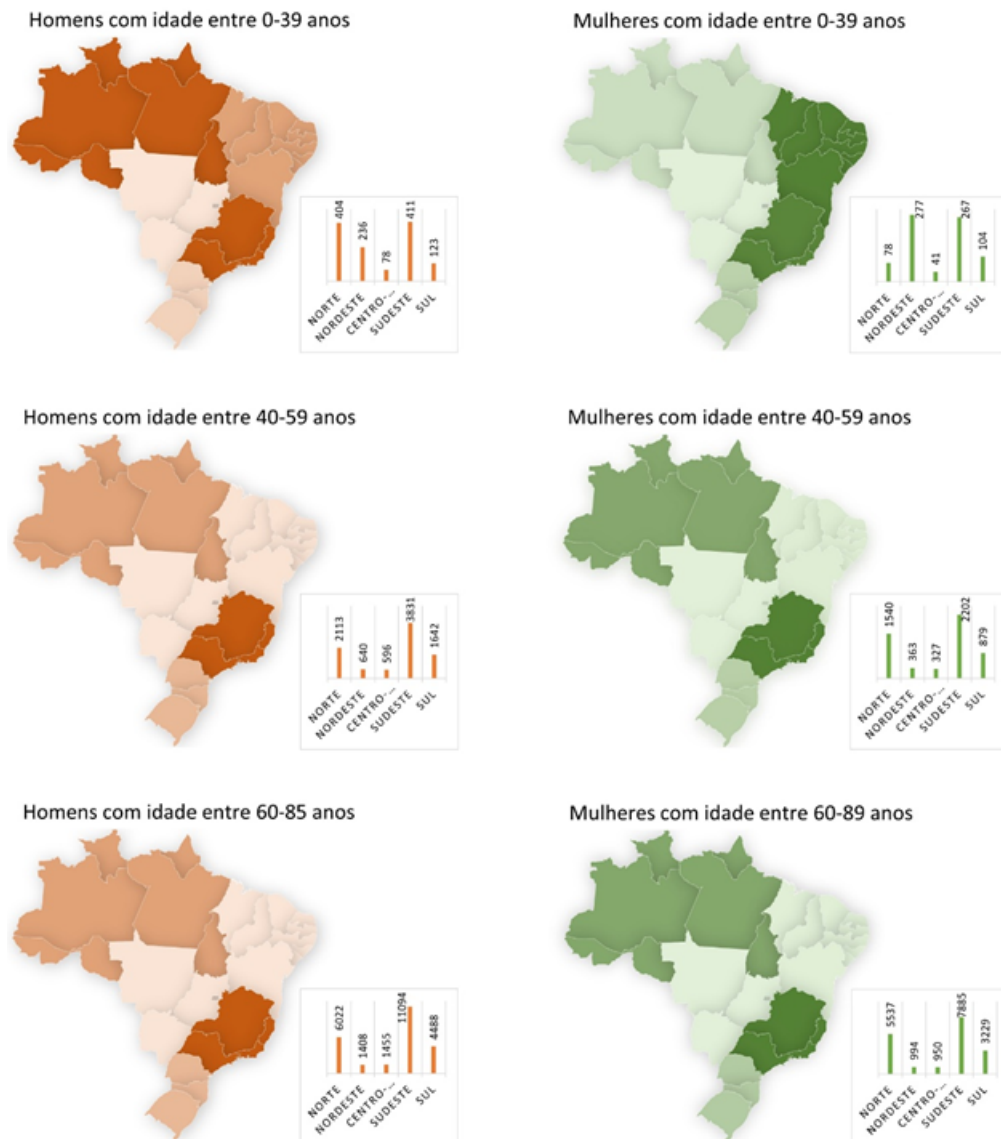
Fonte: Adaptado de [62]

A fisiopatologia do CHC é um processo complexo que envolve várias etapas. A transformação maligna dos hepatócitos e o desenvolvimento do CHC são influenciados por uma interação complexa de fatores, incluindo predisposição genética, interações entre fatores de risco virais e não virais, o microambiente celular e a presença de doença hepática crônica subjacente. O microambiente alterado desempenha um papel crucial em todas as fases da progressão maligna, desde o início até a formação de metástases. Essa compreensão da fisiopatologia do CHC é fundamental para o desenvolvimento de estratégias eficazes de diagnóstico, prevenção e tratamento desse câncer hepático [47].

### 2.1.1 Manifestação celular do CHC

O CHC pode ter origem a partir de diferentes tipos celulares, como células-tronco hepáticas, populações amplificadoras do trânsito ou hepatócitos maduros. Os hepatócitos maduros, que são células de longa vida, possuem um potencial proliferativo significativo em resposta a lesões hepáticas. Segundo estudo feito por Sia *et al.* (2017), utilizando modelos de ratos têm sugerido que o CHC pode se originar a partir de hepatócitos maduros transformados, embora haja também evidências indicando que células-tronco hepáticas putativas possam ser a fonte do tumor. A compreensão da célula de origem do CHC é fundamental para a identificação de alvos terapêuticos e o desenvolvimento de estratégias de tratamento mais eficazes [77].

Figura 4 – Panorama de mortalidade por região no Brasil. O gráfico revela que as populações mais atingidas são as do Norte e Sudeste do país, com taxas de mortalidade mais elevadas em comparação com as demais regiões. Os dados são referentes ao período de 2016 a 2022.



Fonte: Adaptado de [62]

### 2.1.2 Mutações genéticas indutoras de câncer no CHC

O uso do sequenciamento de próxima geração de alto rendimento tem permitido a identificação de genes-chave no CHC que desempenham papéis cruciais no desenvolvimento e progressão do câncer. Esses genes apresentam funções oncogênicas ou supressoras de tumor e são frequentemente afetados por alterações genéticas no CHC. Entre as alterações mais comuns estão a ativação da telomerase, resultante de mutações, inserções virais, alterações cromossômicas ou amplificação gênica. Essas anomalias genéticas são observadas em aproximadamente 80% dos casos de CHC e desempenham um papel significativo na patogênese da doença [74] [27]. Apesar das mutações no gene condutor de câncer ocorrerem de forma aleatória, certos genes estão associados a subclasses moleculares distintas do CHC,

definidas por perfis moleculares específicos e características histológicas distintas [51] [91] [9].

### 2.1.3 Alterações moleculares associadas à infecção viral

A inserção mutagênica mais comum mediada pelo vírus da HBV ocorre dentro do promotor TERT, resultando em uma superexpressão da telomerase. Durante o desenvolvimento da doença hepática crônica e cirrose, ocorre uma acumulação progressiva de várias mutações genéticas e alterações epigenéticas nos hepatócitos. Como resultado, uma série de fatores de risco associados à indução de mutações no DNA estão relacionados a assinaturas mutacionais específicas no CHC [74] [43].

### 2.1.4 Classes moleculares do CHC

Vários estudos abrangentes que empregam abordagens genômicas, epigenômicas, histopatológicas e imunológicas têm desempenhado um papel crucial na classificação molecular e imunológica do CHC [47] [91]. Essas investigações têm permitido uma compreensão mais refinada da heterogeneidade do CHC, identificando subclasses moleculares distintas que se correlacionam com perfis genômicos específicos, características histopatológicas marcantes e desfechos clínicos. Especificamente, a classificação imunológica tem sido de grande relevância, destacando subclasses como os tumores imunoativos, imunoexaustos, imunomediados e imunoexcluídos. Essas subclasses imunológicas refletem a presença de distintos perfis de infiltrados celulares imunes, proporcionando uma base sólida para a compreensão das interações complexas entre o CHC e o sistema imunológico [68].

### 2.1.5 CHC associado a esteato-hepatite não alcoólica

A obesidade está relacionada a um maior risco de câncer em diversos órgãos, incluindo o fígado. No ocidente, a DHGNA tem se tornado a principal causa do CHC. A obesidade está associada a alterações metabólicas, inflamação crônica e estresse oxidativo, fatores que contribuem para a progressão do CHC. É essencial abordar o controle de peso e melhorar a saúde metabólica para reduzir a incidência do CHC [19].

1) O estresse oxidativo e do retículo endoplasmático (RE) ocorre devido à sobrecarga de ácidos graxos em hepatócitos, resultando em inflamação e dano celular [6] [23]. O metabolismo desequilibrado de ácidos graxos nos hepatócitos resulta em disfunção mitocondrial e aumento das espécies reativas de oxigênio (ROS), o que pode causar danos ao DNA [59]. O metabolismo disfuncional em relação ao colesterol pode desempenhar um papel na patogênese do CHC, provavelmente por meio da produção de ligantes que ativam receptores nucleares associados ao crescimento tumoral. Essas alterações no metabolismo do colesterol podem ter implicações significativas no desenvolvimento e progressão do CHC [45].

2) A infiltração imune do fígado gorduroso ocorre pela presença de células imunes infiltradas no fígado gorduroso é uma característica histopatológica da NASH [6]. Diversos modelos experimentais evidenciaram a relevância das células imunes e citocinas na patogênese do CHC de acordo com dados clínicos [42]. A ativação plaquetária e o recrutamento de plaquetas no fígado têm sido identificados como contribuintes para o desenvolvimento do CHC em modelos de camundongos.

### 2.1.6 Inflamação crônica

O CHC é considerado um modelo de câncer relativo à inflamação, sendo que cerca de 90% dos casos estão relacionados a uma inflamação crônica causada por hepatite viral, consumo excessivo de álcool, DHGNA ou NASH. No fígado inflamado, diversos tipos de células, como macrófagos, células estreladas, células endoteliais e subtipos linfocitários, interagem com os hepatócitos [70] [14]. O sistema imunológico adaptativo desempenha um papel crucial na prevenção e eliminação de células hepáticas malignas. Por meio da vigilância imunológica, ele detecta e combate hepatócitos pré-malignos ou completamente transformados, controlando o desenvolvimento do CHC. Essa resposta imunológica é fundamental para suprimir ou destruir as células cancerígenas antes que formem tumores estabelecidos, contribuindo para a proteção do fígado contra essa doença [86].

## 2.2 Diagnóstico do CHC

A maioria dos casos de CHC ocorre em pacientes identificáveis, como aqueles com HBV crônica ou cirrose. Muitos casos são diagnosticados por meio de monitoramento regular [79] [63]. Um diagnóstico padronizado e bem delineado pode aumentar as chances de sobrevivência do paciente, possibilitando o tratamento adequado com menos tempo de intervenções. Dessa maneira, torna-se necessário estabelecer um critério de classificação [61] [60].

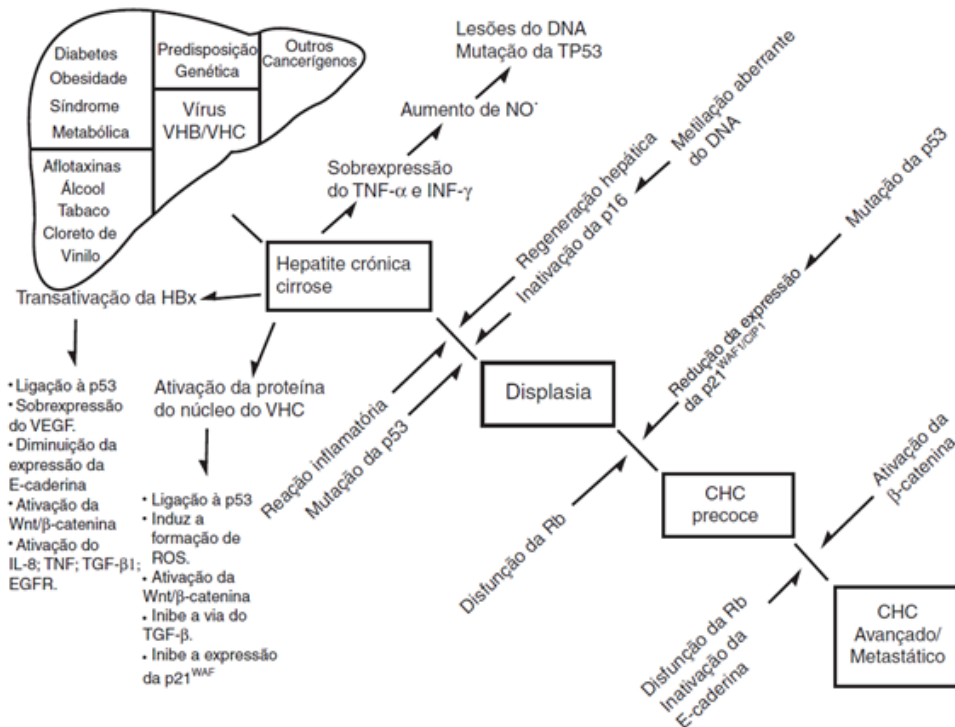
Um dos métodos de classificação empregados é o *CLIP (Cancer of the Liver Italian Program)*, ou Programa Italiano de Câncer de Fígado. Este método utiliza a classificação, a avaliação da função hepática (*Child-Pugh*), a porção de fígado comprometido, o nível de alfa-fetoproteína e a ramificação do câncer através dos vasos hepáticos. Elencando um ranking de pontos possibilita a comparação e determinação da expectativa de vida estimada [46].

O outro método de classificação é denominado *BCLC (Barcelona Clinic Liver cancer)* ou algoritmo da Clínica de Câncer de Fígado de Barcelona. Este método é padronizado e reconhecido internacionalmente pela Associação Europeia para o Estudo do Fígado (EASL) e da Associação Americana para o Estudo das Doenças do Fígado (AASLD), utilizando de parâmetros clínicos para determinação dos resultados [8] [49]. No ano de 2012, a Associação Europeia para o estudo e tratamento do câncer (EORTC) em conjunto com a EASL, sugeriram



a atualização e padronização nos procedimentos referentes ao CHC [48]. Pode-se observar o delineamento de diagnóstico através da figura 5

Figura 5 – Modelo molecular ilustrando a hepatocarcinogênese, com as múltiplas etapas de formação tumoral a partir dos fatores etiológicos externos desencadeantes até o processo de metástase. Os eventos moleculares estão representados pelos estágios do CHC, incluindo a presença do vírus da hepatite C (HCV), Fator de Crescimento Transformador (TGF) e Fator de Crescimento Endotelial Vascular (VEGF).



Fonte: Fonte: Adaptado de [26]

## 2.3 Tratamento do CHC

Quanto às intervenções, o tratamento pode ocorrer com a ressecção hepática e o transplante hepático, sendo os métodos mais recomendados atualmente. Entretanto, para a determinação do procedimento mais adequado, o caso deve ser estudado e classificado. [54] Considerando que Child-Pugh representa a classificação usada para o prognóstico da doença hepática crônica e ECOG-PS representa o Estado de Desempenho-Grupo Oncológico Cooperativo Oriental [24], a utilização do *BCLC* se baseia na identificação das condições do paciente com CHC, direcionando o paciente para cinco classificações conforme a tabela 1, que por sua vez compõem o fluxograma da figura 6.

<b>BCLC</b>	<b>Identificação</b>	<b>Estado do Tumor</b>	<b>Tamanho</b>	<b>Child-Pugh</b>	<b>ECOG-PS</b>
0	Muito Precoce	1	$\leq 2cm$	A	0
A	Precoce	1 ou 3 nódulos	$\leq 3cm$	A-B	0
B	Intermediário	Grande ou multifocal	-	A-B	0
C	Avançado	Metástase	-	-	1
D	Terminal	Muito comprometido	-	C	3-4

Tabela 1 – Classificação da *BCLC* para o estágio de um tumor, baseada em suas características, tamanho, escore Child-Pugh e escore ECOG-PS. A classificação da *BCLC* é uma ferramenta amplamente utilizada na avaliação do CHC e ajuda a determinar o estágio do tumor, sua extensão e o prognóstico do paciente. O escore *Child-Pugh* avalia a função hepática em pacientes com carcinoma hepatocelular, enquanto o escore ECOG-PS avalia o estado funcional geral do paciente com câncer, onde 0 é saudável e 5 é completamente comprometido. Esses parâmetros são utilizados para auxiliar na determinação do estágio e prognóstico do tumor, bem como para guiar o plano de tratamento adequado.

### 2.3.1 Ablação guiada por imagem

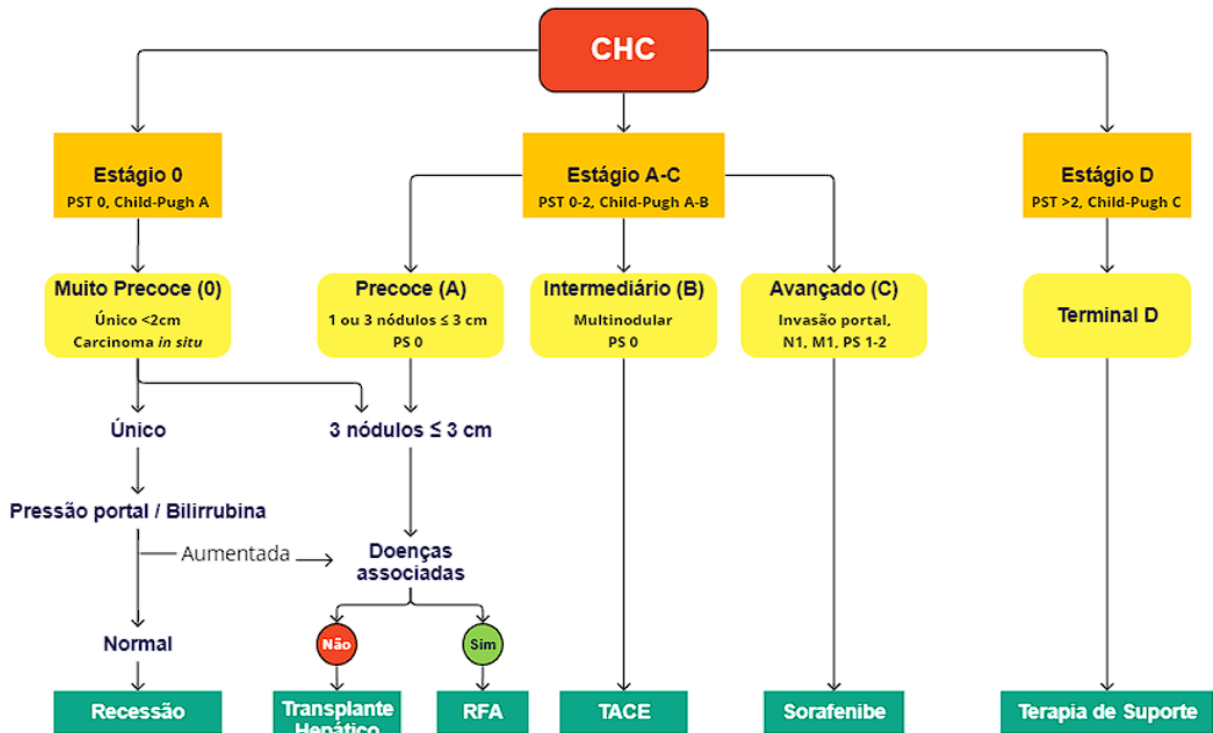
A ablação é uma técnica terapêutica que visa destruir o tumor por meio de métodos químicos, térmicos ou elétricos. Esses métodos são utilizados para lesionar diretamente o tumor, causando sua destruição e remoção do tecido circundante [50]. A ablação guiada por imagem é recomendada como uma opção terapêutica potencialmente curativa para tumores pequenos de CHC em estágio inicial. Segundo as diretrizes, existem duas indicações principais para esse tipo de terapia: a de primeira escolha para tumores muito pequenos e precoces (< 2 cm) e como uma alternativa à cirurgia para tumores únicos em estágio inicial, geralmente até 4 cm, ou para casos com 2-3 tumores < 3 cm. Essas diretrizes ajudam a orientar o uso apropriado da ablação guiada por imagem no tratamento do CHC [25] [30].

### 2.3.2 Ablação por radiofrequência

Em 1891, d'Arsonval descreveu a ARF, observando o aumento da temperatura tecidual com a aplicação dessa forma de energia [15]. Com o tempo e o avanço em pesquisa e desenvolvimento, a ARF se apresenta como um tratamento eficiente para lesões hepáticas de até 3 cm, sendo amplamente utilizada no hepatocarcinoma. Essa técnica oferece benefícios significativos, como aumento na sobrevida dos pacientes, menor tempo de procedimento cirúrgico e, conseqüentemente, de internação em comparação à hepatectomia e outras abordagens terapêuticas [53].

Durante o procedimento, um equipamento gera ondas de radiofrequência que transmitem energia por corrente alternada para um eletrodo. Esse eletrodo é inserido percutaneamente dentro do tumor, visando destruir as células malignas por meio do aquecimento controlado. A posição do eletrodo pode ser guiada por técnicas de imagem, como tomografia computadorizada, ressonância magnética ou ultrassom, garantindo a precisão e o direcionamento adequado do tratamento [78]. É possível observar o procedimento padrão de ARF

Figura 6 – Diagrama para identificação do estágio e tratamento do CHC conforme as recomendações do *BCLC*. O diagrama apresenta as diferentes etapas da avaliação clínica, incluindo características do tumor, tamanho, escore Child-Pugh e escore ECOG-PS, e fornece diretrizes para o tratamento apropriado em cada estágio. Essa abordagem auxilia na tomada de decisão clínica, permitindo a seleção do tratamento mais adequado para cada paciente com CHC



Fonte: Adaptado de [38]

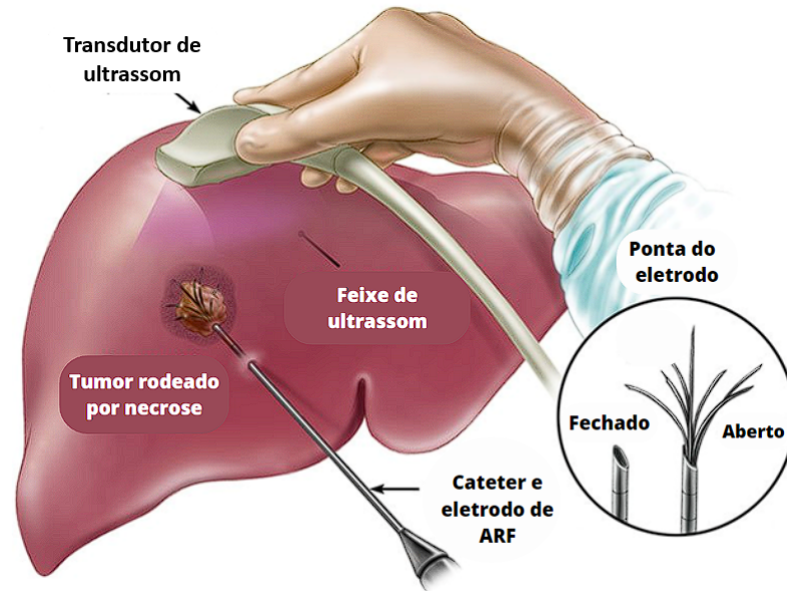
através da figura 7.

A ablação é mais adequada para tumores menores, com diâmetro de até 3 cm, conforme observado na figura 8. Em casos de tumores um pouco maiores, entre 3 e 5 cm, a ablação pode ser combinada com a embolização. No entanto, devido à destruição do tecido normal ao redor do tumor, a ablação pode não ser recomendada para tumores próximos a vasos sanguíneos importantes, ductos biliares ou ao diafragma [69].

A disponibilidade de equipamentos de ARF no mercado está atrelada, dentre outros fatores, à participação destes em resultados de estudos clínicos realizados. Um estudo publicado no ano de 2014 por uma equipe de pesquisadores alemães [67], proporcionou uma base de dados relevantes, levantando um panorama dos principais equipamentos de ablação do mercado, tanto monoplares quanto bipolares. Dentre diversos equipamentos disponíveis no mercado, destacam-se no estudo os da figura 9.

Uma vez estabelecido os resultados dos procedimentos de ARF por parte de diversos fabricantes, uma base de dados sólida é estabelecida. Isso possibilita a coleta de informações indispensáveis para o desenvolvimento de novas tecnologias, *hardwares* e periféricos.

Figura 7 – Diagrama representativo de um procedimento de ablação, mostrando a posição do equipamento de ultrassonografia em relação ao paciente. O eletrodo de ablação é guiado pelo ultrassom para alcançar o tumor hepático. O ultrassom permite uma visualização em tempo real da localização do tumor e do eletrodo, garantindo a precisão e eficácia do procedimento de ablação.



Fonte: Adaptado de [52] e [7]

Modelo	Cool-Tip	1500X RF	RF 3000	CelonPower LAB
Fabricante	Radionics	AngioDynamics	Boston Scientific	Celon
Transmissão de energia	Monopolar	Monopolar	Monopolar	Bi-, multipolar
Frequência	480 kHz	460 kHz	480 kHz	470 kHz
Potência máxima	200 W	250 W	200 W	250 W
Aplicadores	1	1	1	1-3
Compatibilidade com RM	-	+	-	+
Ponta ativa	3/2,5 cm	3/5 cm	3/5 cm	3/4 cm
Controle	impedância	temperatura	impedância	impedância

Tabela 2 – Comparação dos principais fabricantes de equipamentos, abordando informações cruciais como potência e frequência. Esses parâmetros são essenciais para orientar a seleção do equipamento mais adequado às necessidades específicas de cada aplicação, proporcionando uma visão abrangente das opções disponíveis no mercado.

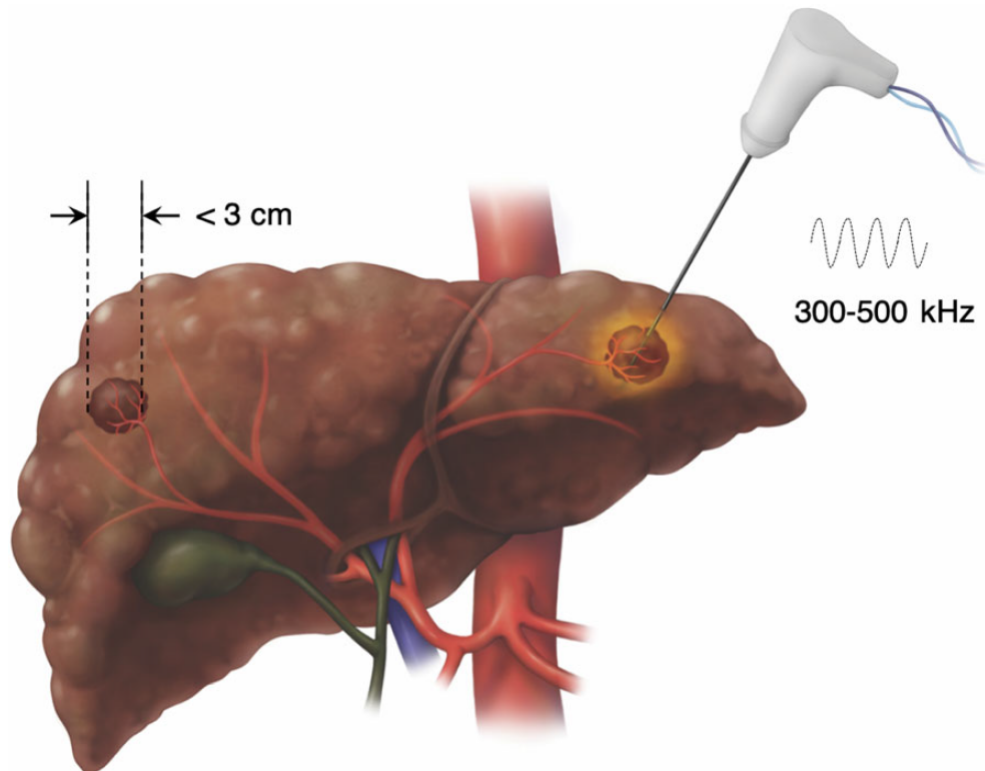
Fonte: Adaptado de [67]

### 2.3.3 Eletrodo de ARF

Durante o procedimento de ARF, o eletrodo é colocado no tecido alvo e é responsável por transmitir a corrente elétrica para realizar a queima da região com incidência de tumor. Ele é composto por partes condutoras e não condutoras, sendo que a parte condutora na ponta do eletrodo é a responsável por determinar o tamanho da lesão causada durante o procedimento [83].

Ao longo das últimas décadas, inovações têm contribuído para aprimorar a eficácia e

Figura 8 – O tratamento é normalmente recomendado para tratar CHCs com menos de 3cm em uma localização não perivascular.



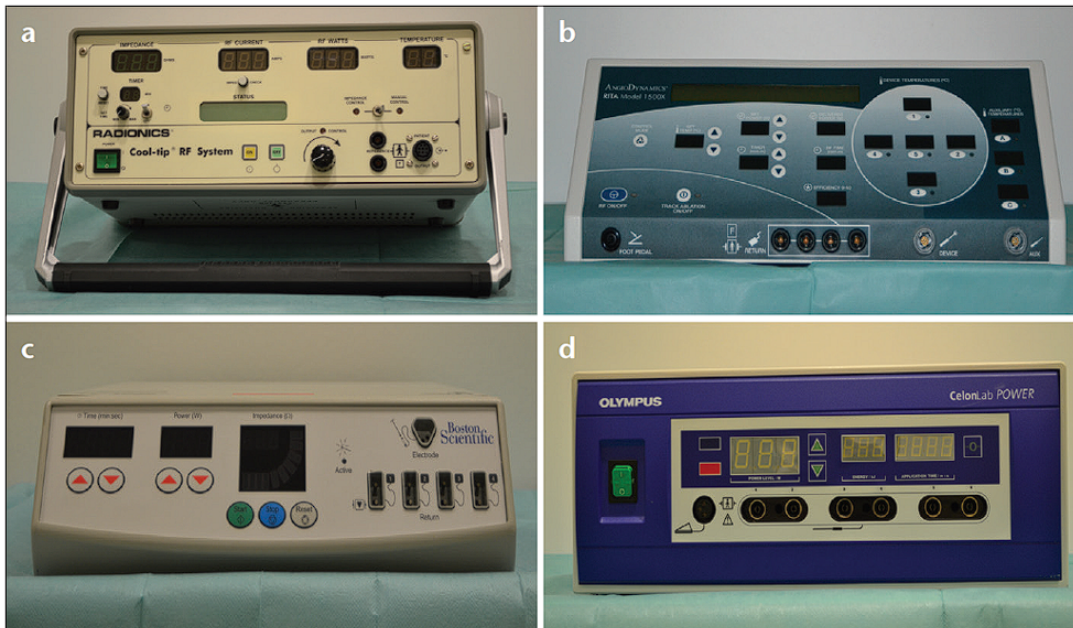
Fonte: Adaptado de [85]

segurança dos procedimentos de ablação por RF em pacientes com tumores. O objetivo principal tem sido o desenvolvimento de eletrodos capazes de proporcionar uma área de ablação regular, assegurando a completa destruição do tecido tumoral sem comprometer os tecidos saudáveis circundantes [3]. Dessa forma, houve notável progresso no desenvolvimento de eletrodos, com ênfase na aplicação em tecidos moles, como tecido esofágico, pulmonar, cardíaco e o já conhecido hepático. Diversos projetos de eletrodos foram propostos na literatura, variando desde modelos simples em forma de agulha até estruturas mais complexas com combinações diversas [53].

Os modelos de eletrodo mais comumente utilizados são os de várias hastes expansíveis e os do tipo agulha. Cada um desses modelos apresenta características específicas que podem ser adaptadas às necessidades do procedimento de ablação, permitindo uma entrega eficaz de energia e controle preciso durante o tratamento. Entretanto, por definição, dois tipos principais de eletrodos são utilizados em sistemas de ablação, sendo unipolares, monopolares ou bipolares [88].

Os eletrodos unipolares são mais simples em suas características construtivas e demandam uma ou mais placas de retorno para fechar o circuito e fornecer a corrente estimada ao tecido alvo [44]. Por outro lado, os eletrodos bipolares possuem tanto o eletrodo

Figura 9 – Fotografias dos quatro geradores utilizados. Cool-Tip da Radionics/Valleylab/Covidien (a), 1500X RF da AngioDynamics (b), RF 3000 da Boston Scientific (c) e CelonPower LAB da Celon (d)



Fonte: Adaptado de [67]

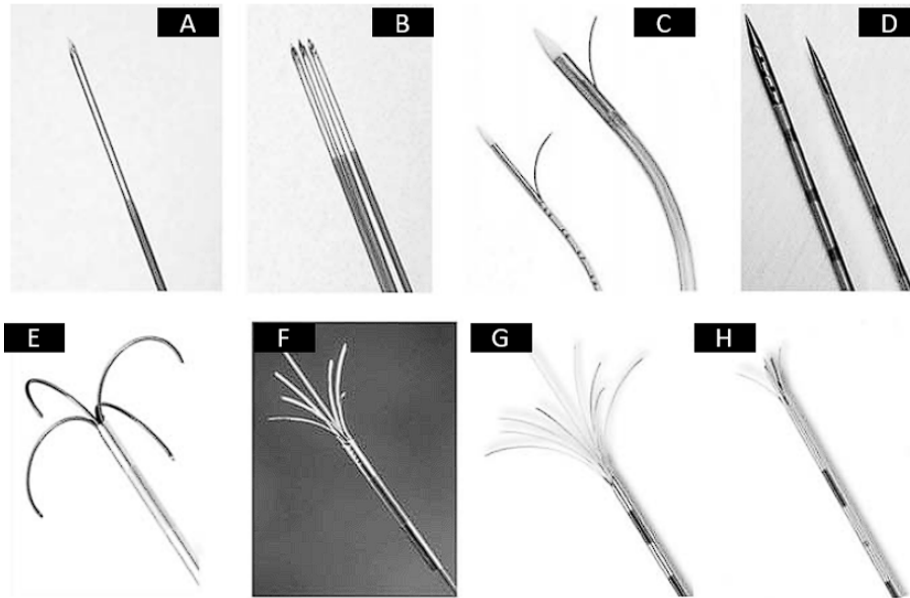
ativo quanto o eletrodo de retorno em sua ponta, eliminando assim a necessidade de uma placa de retorno externa. A seguir, é possível observar uma gama de eletrodos oferecidos comercialmente, conforme figura 10.

Definir a área de ablação é de suma importância no momento do tratamento por ARF. Esse controle é determinado, dentre outros fatores, pelo modelo do eletrodo a ser utilizado para o procedimento [53]. Para isso, Kodama *et al.* (2014) [41] sugere que uma estratégia adotada para lidar com o tamanho do volume de ablação é o uso de eletrodos Cooltips [31]. Para tumores com tamanho igual ou inferior a 2 cm, o eletrodo é posicionado no centro. No entanto, em casos de tumores maiores, é necessário reposicionar o eletrodo duas ou três vezes em diferentes posições. Em relatos de procedimentos mais complexos observou-se que tumores de grande porte exigem repetições no procedimento de ARF, no processo denominado *overlapping*. Diante disso, os autores deste estudo recomendam a utilização de eletrodos expansíveis sempre que possível, especialmente para tumores com diâmetro superior a 1 cm [33].

## 2.4 Modelagem matemática do processo de ablação

A modelagem é importante para entender como o calor se propaga no tecido, correlacionando os principais elementos do processo, sendo eles, a distância do eletrodo, as propriedades elétricas e biológicas do tecido e a geometria do eletrodo utilizado. Diferentes

Figura 10 – Exemplos de eletrodos comerciais com um design básico A= Radionics® Cool-tip RF® single 3-cm tip; B= Radionics® Cool-tip RF® luster; C= Convatec® MIRAS IOC® e Convatec® MIRAS LC® (de cima para baixo); D= Berchtold® HiTT® 1-cm tip/1.2 mm diâmetro e 1.5-cm tip/2 mm diâmetro; E= RITA® model 30; F = RITA® model 70; G= RITA® model 90/StarBurst XL® ; H= RITA® StarBurst SD



Fonte: Adaptado de [57]

tipos de eletrodos apresentam características distintas que afetam a distribuição térmica durante a ARF. Essa modelagem permite estimar a temperatura e prever o tamanho e forma da lesão resultante, auxiliando no planejamento e otimização do tratamento [22].

A modelagem matemática da ARF possibilita o aprimoramento dos estudos e desenvolvimento de equipamentos por meio da adaptação dos protocolos de operação, visando prever regiões de ablação. A equação do biocalor de Pennes é amplamente utilizada para descrever a transferência de calor em tecidos biológicos durante o processo de ARF [90].

$$\rho C \frac{\partial T(\mathbf{x}, t)}{\partial t} = \nabla \cdot (k \nabla T(\mathbf{x}, t)) - \rho_b C_b \omega_b (T(\mathbf{x}, t) - T_b) + Q_m(\mathbf{x}, t) + Q_{hs}(\mathbf{x}, t), \quad (2.1)$$

onde,

- $\rho$  é a densidade do tecido ( $kg/m^3$ );
- $C$  é o calor específico do tecido ( $J.Kg^{-1}.K^{-1}$ );
- $k$  é a condutividade térmica ( $W.m^{-1}.K^{-1}$ );
- $T(x, t)$  é a temperatura do sangue em função da posição  $x$  e do tempo  $t$ ;
- $\rho_b$  é a densidade do sangue ( $kg/m^3$ );

- $C_b$  é o calor específico do sangue ( $J.K^{-1}.K^{-1}$ ) ;
- $\omega_b$  é a taxa de perfusão do sangue ( $l/s$ );
- $T_b$  é a temperatura do sangue;
- $Q_m(x, t)$  é o calor gerado por processos metabólicos ( $W/m^3$ ) e por fim,
- $Q_{ms}$  é o calor gerado pela corrente de RF dada por 2.2:

$$Q_{hs}(x, t) = J.E = (\sigma + \epsilon_o \epsilon_r \frac{\partial}{\partial t})(-\nabla V).(-\nabla V) \quad (2.2)$$

A equação 2.2 é a mais relevante do ponto de vista de desenvolvimento *hardware* e é delineada por Zhang *et al.* (2017) [90], onde  $J$  é a densidade de corrente ( $A.m^{-2}$ ),  $E$  é a intensidade do campo elétrico,  $V$  é o potencial elétrico (Volts),  $\rho$  representa a condutividade elétrica ( $S.m^{-1}$ ),  $\epsilon_o$  é a permissividade do vácuo ( $8,8541.10^{-12}$ )( $F/m$ ) e  $\epsilon_r$  é a permissividade do tecido a qual é dependente da frequência. Na frequência da ARF, consideramos  $\epsilon_r = 2770$  para tecidos hepáticos, o que leva a equação 2.2 a ser aproximada por  $\sigma|\nabla V|^2$ . No processo de ARF, a principal fonte de perda de calor é a perfusão sanguínea, que é modelada pelo termo  $\omega b$ . Em modelos matemáticos, esse termo é considerado nulo em ensaios *in vitro*, *ex vivo* ou constante em ensaios *in vivo* [22].

## 2.5 Condutividade elétrica do tecido

A condutividade elétrica do tecido é um dos principais parâmetros que influenciam o fluxo de corrente através do tecido e a geração de calor localizada através da aplicação da corrente aplicada durante a ARF. Essas propriedades afetam a distribuição espacial e a magnitude do aquecimento do tecido durante o procedimento de ablação, podendo impactar diretamente na eficácia e segurança do tratamento. Portanto, o conhecimento das propriedades elétricas do tecido é essencial para a compreensão e otimização dos procedimentos [24].

Durante a ablação, a taxa de absorção específica, do inglês *Specific Absorption Rate* (SAR), do local é influenciada pela condutividade elétrica do tecido na região adjacente ao eletrodo e pela magnitude da densidade de corrente elétrica local gerada nessa região. A condutividade elétrica do tecido afeta a dissipação de calor, enquanto a densidade de corrente elétrica determina a quantidade de energia entregue ao tecido durante o procedimento de ablação [29].

É possível determinar a SAR [ $W/kg$ ] pela equação 2.3, sendo:

$$SAR = \frac{\sigma}{\rho} |E|^2 = \frac{1}{\sigma \cdot \rho} |J|^2 \quad (2.3)$$



Tipo de tecido	Condutividade elétrica $\rho(S/m)$	Referência
Fígado normal (rato, <i>in-vivo</i> )	0.36	22
Tumor no Fígado (rato, <i>in-vivo</i> )	0.45	22
Miocárdio (porcino, <i>in-vivo</i> )	0.54	20
Pulmão Insuflado (porcino, <i>ex-vivo</i> , 37°C)	0.1	18
Gordura (porcino, <i>ex-vivo</i> , 22 °C)	0.02	23
Osso (porcino, <i>ex-vivo</i> , 20 °C)	0.03	18
Sangue (coelho, <i>ex-vivo</i> , 20 °C)	0.7	17
Tecido vaporizado	1e-15	Assumido como igual ao ar

Tabela 3 – Condutividade elétrica do tecido em uma frequência de 500 kHz, utilizado na equação 2.3 (frequência de ARF) [29]

Onde,

- $SAR$  é a taxa de absorção específica;
- $\rho$  é a condutividade elétrica do tecido (Tabela 3);
- $\sigma$  é a densidade de massa do tecido;
- $E$  é a intensidade do campo elétrico;
- $J$  é a densidade de corrente elétrica.

Estudos mostram diferenças na condutividade elétrica entre o tecido normal e o tecido tumoral, o que é relevante para os procedimentos de ARF. Alguns desses estudos realizados em animais com tumores de ratos revelou que o tecido canceroso apresenta uma condutividade elétrica aproximadamente 1,25 vezes maior do que o tecido normal. Essa diferença se agrava em frequências mais baixas e ocorre devido à perda da integridade da membrana celular relacionada à necrose celular comumente encontrada em tumores [29].

## 2.6 Equipamento SOFIA® atual

O equipamento SOFIA® é um equipamento desenvolvido em parceria entre o MS e a UnB. Ele é utilizado para realizar ARF, apresentando uma forma de onda senoidal como resultado de saída. Com uma faixa de frequência de 400-550 kHz e potência máxima de 50 W, o SOFIA® é um sistema eficiente no tratamento de lesões. Sua característica de controle por impedância permite um monitoramento preciso durante o procedimento, garantindo segurança e eficácia [21].

O SOFIA® foi avaliado por meio de testes *ex vivo* e *in vivo*, revelando um desempenho satisfatório mesmo com uma potência máxima inferior em comparação com outros geradores mencionados na literatura. Esses testes demonstraram a eficácia do SOFIA® na provisão de energia para a ARF, evidenciando sua capacidade de realizar o procedimento com sucesso,

apesar de sua menor potência. Esses resultados ressaltam a viabilidade e eficiência do SOFIA® como uma alternativa para aplicações clínicas de ablação por radiofrequência [83].

O equipamento SOFIA® foi sujeito a modificações no desenvolver das pesquisas. A consequência disso foi o aprimoramento completo do produto, agora nomeado como SOFIA CLÍNICO®. O quadro 4 apresenta um comparativo das características dos equipamentos de ablação já disponibilizados no mercado, com o SOFIA® e o SOFIA CLÍNICO®, esses possuindo a inovação da medição do deslocamento de fase entre tensão e corrente elétrica em tempo real durante a ablação por radiofrequência.

EQUIPAMENTO ARF	CC COVIDEN <sup>®</sup>	HITT 106 (INTEGRA) <sup>®</sup>	1500 X (ANGIO DYNAMICS) <sup>®</sup>	RF 3000 (BOSTON SCIENTIFIC) <sup>®</sup>	CELON POWER (OLYMPUS) <sup>®</sup>	SOFIA <sup>®</sup>	SOFIA CLÍNICO
<b>Configuração</b>	Monopolar	Monopolar	Monopolar	Monopolar	Bipolar e multipolar	Monopolar	Bipolar e Monopolar
<b>Faixa de Potência</b>	200 W	60 W	250 W	200 W	250 W	50W	50W
<b>Faixa de Frequência</b>	480 kHz	375 kHz	460 kHz	480 kHz	470 kHz	500kHz	Até 1MHz
<b>Tipo de eletrodo</b>	Refrigerado internamente	Perfusão	Multilinhas expansível	Multilinhas expansível	Refrigerado internamente	<i>LeVeen e Starburst</i>	Multieletródos
<b>Diâmetro do eletrodo</b>	1.6 mm (simples); 3 x 1.6 mm (grupo)	1.7 mm	2.2 mm	2.5mm	1.8mm (de 1 a 6 aplicadores)	Sem limitações	Sem limitações
<b>Monitoramento durante a ablação</b>	Impedância do tecido	Impedância do tecido	Impedância do tecido	Impedância e temperatura do tecido	Impedância do tecido	Impedância do tecido	Impedância do tecido
<b>Medição da Capacitância do sistema</b>	Não se aplica	Não se aplica	Não se aplica	Não se aplica	Não se aplica	Não se aplica	Sim
<b>Classificação de tecidos (saudável e tumoral)</b>	Não se aplica	Não se aplica	Não se aplica	Não se aplica	Não se aplica	Não se aplica	Sim
<b>Ajuste dinâmico de frequência</b>	Não se aplica	Não se aplica	Não se aplica	Não se aplica	Não se aplica	Não se aplica	Sim

Tabela 4 – Comparativo entre equipamentos de ablação comerciais e desenvolvidos junto à UnB. Adaptado de [72]

## 2.7 Conversores de energia

### 2.7.1 Transistores de potência

Os transistores de potência são amplamente utilizados como elementos de chaveamento em conversores de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC) devido às suas características de entrada controladas e baixa queda de tensão em estado de condução. Sua velocidade de chaveamento é significativamente maior do que a dos tiristores, tornando-os preferíveis para aplicações modernas.

### 2.7.1.1 MOSFET

Os transistores *MOSFET* (acrônimo de *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*, ou transistor de efeito de campo de semiconductor de óxido metálico), de potência são dispositivos controlados por tensão que requerem apenas uma pequena corrente na entrada para operar. Sua notável característica é a alta velocidade de chaveamento, com tempos de chaveamento da ordem de nanossegundos. Essas características tornam os *MOSFETs* de potência ideais para aplicações em conversores de alta frequência e baixa potência. Uma vantagem dos *MOSFETs* em relação aos transistores bipolares de junção (BJTs) é a ausência do fenômeno de ruptura secundária, o que contribui para a sua maior confiabilidade e desempenho. No entanto, os *MOSFETs* também apresentam desafios, como o risco de descarga eletrostática, exigindo cuidados especiais durante o manuseio e a montagem [66].

Devido à sua capacidade de operar em alta frequência e oferecer baixa queda de tensão em estado de condução, os *MOSFETs* de potência estão se tornando cada vez mais populares em aplicações de eletrônica de potência. Eles são amplamente utilizados em conversores CC-CC, onde desempenham um papel fundamental na conversão eficiente de energia [66].

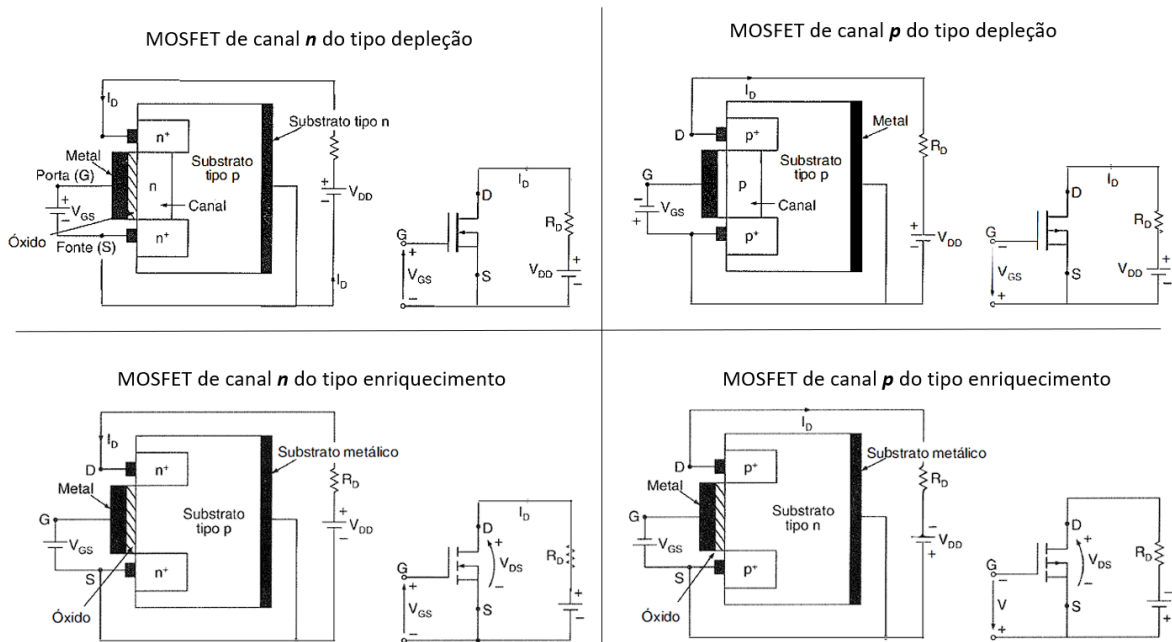
No entanto, é importante ressaltar que os *MOSFETs* de potência não são isentos de desafios, como a dissipação de calor e a otimização do projeto do circuito para minimizar perdas e maximizar a eficiência. O desenvolvimento contínuo desses dispositivos e aprimoramentos nas técnicas de projeto e proteção são essenciais para a sua aplicação bem-sucedida em diversas áreas da eletrônica de potência [66].

Os transistores *MOSFET* podem ser divididos em dois tipos: depleção e enriquecimento, conforme figura 11. O *MOSFET* depleção consiste em um substrato de silício tipo p, com regiões de silício tipo n+ altamente dopadas para conexão de baixa resistência. A porta é isolada do canal por uma camada fina de óxido. Os três terminais são porta (G), dreno (D) e fonte (S), do inglês *gate, drain* e *source*, respectivamente, sendo o substrato geralmente conectado à fonte. A tensão entre a porta e a fonte pode ser positiva ou negativa, controlando o fluxo de corrente pelo um *MOSFET* [66].

O *MOSFET* apresenta curvas características de saída, sendo definida por regiões de operação, onde a região de corte corresponde a  $V_{GS} \leq V_T$ ; (*threshold voltage*), região de saturação que corresponde a  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ ; e região linear que corresponde a  $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$ , conforme observado na figura 12.

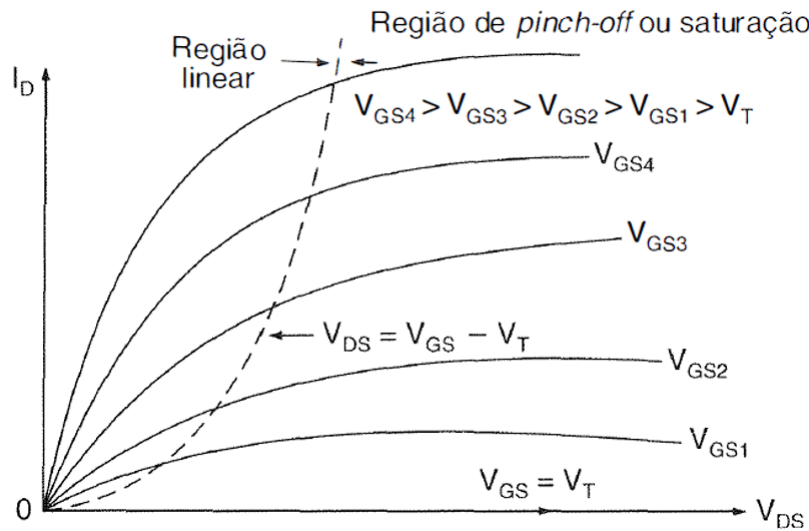
As formas de onda e os tempos típicos do chaveamento são mostrados na figura 13. O retardo na entrada em condução ( $t_{d(on)}$ ) é o tempo necessário para carregar a capacitância de entrada até o nível de tensão do limiar. O tempo de subida é o tempo ( $t_r$ ) de carga da porta a partir do nível de limiar para a tensão total necessária para colocar o transistor na região linear. O tempo de atraso no desligamento ( $t_{d(off)}$ ) é o tempo necessário para a

Figura 11 – Características básicas de MOSFETs de depleção e enriquecimento. O circuito apresenta representação esquemática e circuito equivalente, onde  $V_{GS}$  a tensão porta-fonte,  $V_{DS}$  a tensão porta-fonte,  $R_D$  a resistência do dreno,  $I_D$  corrente do dreno.



Fonte: Adaptado de [66]

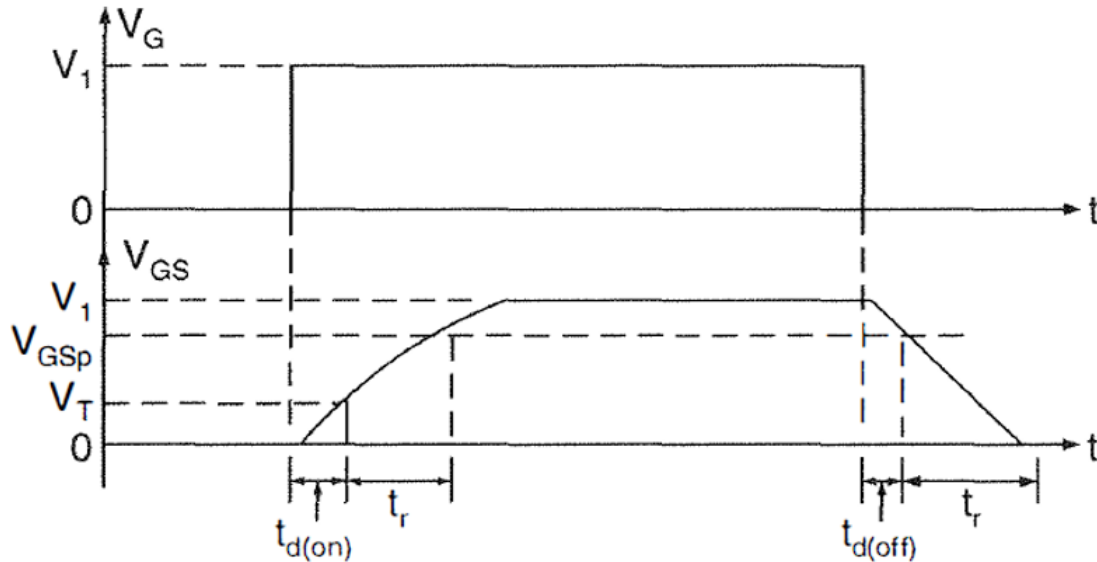
Figura 12 – Curvas características de saída do MOSFET do tipo enriquecimento



Fonte: Adaptado de [66]

capacitância de entrada descarregar a partir da tensão da porta de sobre-excitação para a região de saturação final. O tempo de descida ( $t_f$ ) é o tempo necessário para a capacitância de entrada descarregar a partir da região de saturação para a tensão limiar. Se  $V_{GS} \leq V_T$  o transistor desliga [66]. Podemos observar os momentos de chaveamento através da figura 13.

Figura 13 – Formas de onda e tempos de chaveamento do *MOSFET*, apresentando os tempos de subida ( $t_{d(\text{on})}$ ) e descida ( $t_{d(\text{off})}$ ). Observa-se um pequeno intervalo conhecido como tempo de carga do *gate* (porta) durante o processo de chaveamento.



Fonte: Adaptado de [66]

### 2.7.2 Circuito *chopper*

Os conversores lineares têm como principal desvantagem a perda de energia causada pelos elementos de condução, como os transistores, que operam de forma contínua. Isso se torna mais problemático quando é necessária uma potência de saída elevada. Para mitigar esse problema, os conversores passaram a adotar a técnica de chaveamento. Nessa abordagem, os transistores são polarizados de forma a operarem no estado de corte (desligado) ou saturação (condução). Dessa forma, os transistores funcionam como chaves quase ideais, o que reduz as perdas e permite a criação de topologias de conversores de energia mais eficientes [10].

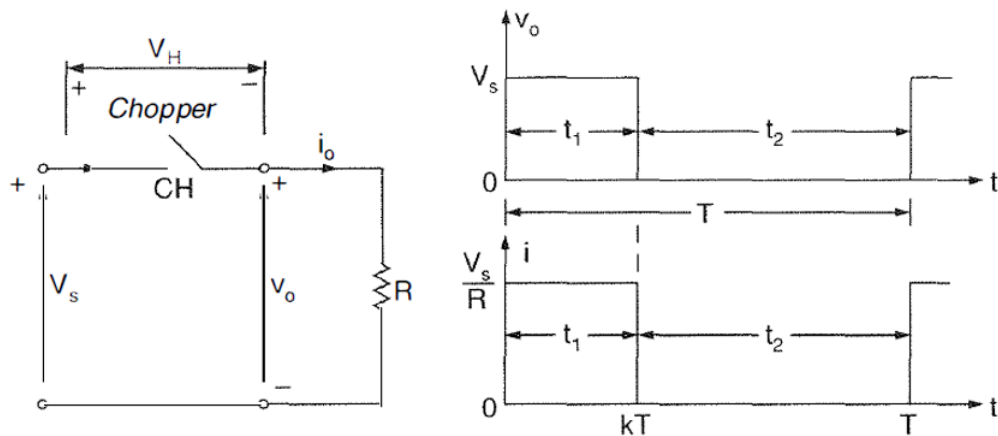
O *chopper*, também conhecido como conversor CC-CC, desempenha um papel importante na conversão de uma fonte de tensão CC fixa em uma fonte de tensão CC variável em várias aplicações industriais. Funcionando como o equivalente CC de um transformador de corrente alternada (CA), o *chopper* permite abaixar ou elevar a tensão de uma fonte CC, oferecendo flexibilidade e controle sobre a saída desejada [66].

Os conversores CC-CC, em modo de comutação, são eficientes para converter uma tensão de entrada CC não regulada em uma tensão de saída CC no nível desejado mediante componentes de estado sólido. As topologias fundamentais desses conversores são o *BUCK* (rebaixador) e o *Boost* (elevador). Outras topologias de conversores CC-CC são derivadas dessas duas, pois suas estruturas são equivalentes ao *BUCK* ou ao *boost* [28].

Na área biomédica, os conversores CC-CC utilizados em dispositivos médicos devem atender a requisitos específicos, como tamanho compacto, confiabilidade, boa eficiência e rápida resposta. Essas características são essenciais para garantir o desempenho adequado e a segurança dos dispositivos médicos [89].

O princípio de funcionamento e as características de tensão e corrente de saída são ilustrados pelo circuito na figura 14, onde a chave *CH* é fechada por um período de  $t_1$ , resultando na aplicação da tensão de entrada  $V_s$  à carga. Se a chave permanecer fechada por um período de  $t_2$ , a tensão sobre a carga será zero.

Figura 14 – *Chopper* abaixador com carga resistiva. Com a chave *CH* fechada, surge a diferença de potencial na carga *R* durante o tempo de condução  $t_1$ . Ao abrir a chave em  $t_2$  a carga é desenergizada.



Fonte: Adaptado de [66]

A tensão média de saída é dada por

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} v_o dt = \frac{t_1}{T} V_s = f t_1 V_s = k V_s \quad (2.4)$$

A corrente média da carga,  $I_a = V_a/R = kV_s/R$ , onde  $T$  é o período de operação do *chopper*,  $k = t_1/T$  é o ciclo de trabalho e  $f$  é frequência de operação do *chopper*. O valor eficaz da tensão de saída é encontrado a partir de

$$V_o = \left( \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o^2 dt \right)^{1/2} = \sqrt{k} V_s \quad (2.5)$$

Supondo um *chopper* sem perdas, a potência de entrada para ele é igual à potência de saída e é dada por

$$p_i = \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o i dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{v_o^2}{R} dt = k \frac{V_s^2}{R} \quad (2.6)$$

A resistência de entrada efetiva vista pela fonte é

$$R_i = \frac{V_s}{I_a} = \frac{V_s}{kV_s/R} = \frac{R}{k} \quad (2.7)$$

O ciclo de trabalho, representado por  $k$ , pode ser ajustado de 0 a 1, modificando os valores de  $t_1$ ,  $T$  ou  $f$ . Isso permite variar a tensão de saída  $V_0$  de 0 a  $V_s$ , controlando  $k$ , possibilitando o controle do fluxo de potência.

Basicamente os circuitos *choppers* são empregados em dois modos.

O modo de operação e frequência constante ocorre quando a frequência de operação  $f$  ou período de operação  $t$  é mantida constante e o tempo de condução  $t$  é variado. A largura do pulso é variada, caracterizando a modulação em largura de pulsos (do inglês *pulse width modulation*) (PWM) [66]. O outro é denominado modo de operação em frequência variável, onde a frequência de operação  $f$  é modificada, enquanto os tempos de condução e bloqueio,  $t_1$  e  $t_2$ , são mantidos constantes. Isso é conhecido como modulação em frequência (*frequency modulation*). No entanto, essa forma de controle pode gerar harmônicos em frequências imprevisíveis, tornando o projeto do filtro mais desafiador. A modulação em frequência pode ser aplicada em alguns sistemas, mas é importante considerar os efeitos indesejados dos harmônicos e garantir um projeto adequado do filtro para minimizar esses efeitos [66].

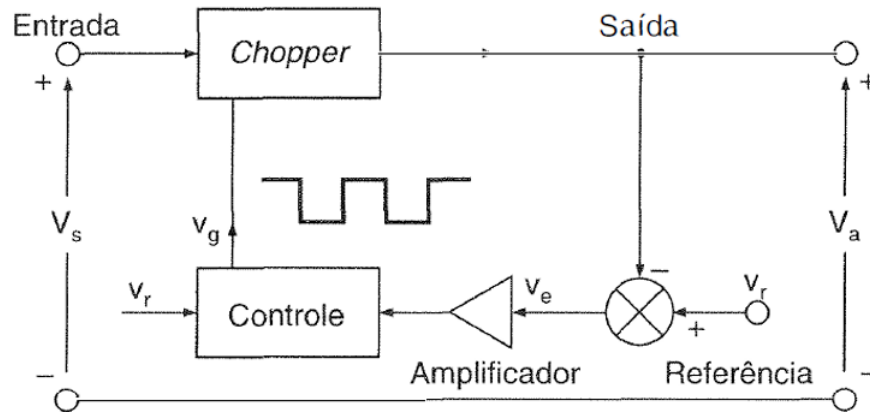
Existem duas abordagens para a implementação de conversores CC-CC, sendo elas o modo de tensão e o modo de corrente. O controle de PWM é amplamente utilizado no modo de corrente, enquanto os esquemas de controle de modulação de frequência de pulso (PFM) com limitação de corrente são frequentemente discutidos devido à sua resposta dinâmica rápida e à capacidade de oferecer proteção automática contra sobrecorrente [89].

Os *choppers* CC são amplamente utilizados para converter uma tensão CC não regulada em uma tensão CC regulada de saída. Esses dispositivos operam por meio de PWM, com transistores de potência como componentes chaveadores, como *MOSFETs*. É comum usar filtros LC para reduzir a ondulação na saída, especialmente em cargas resistivas, que tendem a ter uma saída descontínua e com presença de harmônicos [66].

Os reguladores chaveados são amplamente disponíveis no mercado na forma de circuitos integrados, oferecendo conveniência aos projetistas. Ao selecionar os valores dos componentes R e C do oscilador, é possível ajustar a frequência de chaveamento. No entanto, para otimizar a eficiência, é recomendado que o período mínimo do oscilador seja cerca de 100 vezes maior que o tempo de chaveamento do transistor. Essa restrição justifica perdas de chaveamento no transistor, que aumentam com a frequência de chaveamento, afetando negativamente a eficiência do regulador. Portanto, é essencial encontrar um equilíbrio entre a frequência desejada e a eficiência do sistema [66].

A análise e obtenção da função de transferência das topologias de conversores de

Figura 15 – Esquema elétrico do *chopper* com onda quadrada, apresentando o amplificador de referência de entrada e saída. O circuito ilustra a utilização do chopper para gerar uma onda quadrada e a amplificação das tensões de entrada e saída para fins de referência.



Fonte: Adaptado de [66]

energia requer a consideração dos princípios fundamentais do balanço de volt-segundo e do balanço de ampere-segundo, baseados nas definições de indutor e capacitor. Esses princípios são essenciais para compreender como a energia é transferida e transformada nos conversores, permitindo projetar sistemas mais eficientes e confiáveis [10].

Esses princípios permitem equilibrar a energia armazenada nos elementos do conversor ao longo do ciclo de operação, levando em consideração as variações de tensão e corrente. Dessa forma, é possível projetar e analisar diferentes topologias de conversores de energia com maior precisão e eficiência [10].

### 2.7.2.1 Balanço volt-segundo

Durante um ciclo completo de chaveamento, o valor líquido da corrente no indutor deve ser nulo. Pela definição da tensão em um indutor  $v_L(t)$ , tem-se que:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.8)$$

Integrando durante o período de chaveamento,  $T_s$ , obtemos a corrente no indutor

$$i_L(T_s) - i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} v_L(t) dt \quad (2.9)$$

Em estado estacionário, o termo  $i_L(T_s) - i_L(0) = 0$ , assim a Equação 2.9 se torna

$$0 = \int_0^{T_s} v_L(t) dt \quad (2.10)$$



O valor médio da tensão é obtido ao se dividir a equação por  $T_s$ :

$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt = \langle v_L \rangle \quad (2.11)$$

onde  $\langle v_L \rangle$  representa o valor médio de  $v_L$ , a tensão no indutor.

A Equação 2.11 nos assegura que durante o estado de equilíbrio, a tensão média no indutor é zero. Dessa forma, este princípio fornece uma forma de encontrar a corrente no indutor de saída em conversores chaveados

### 2.7.2.2 Balanço ampere-segundo

De forma análoga ao demonstrado para o indutor por Campos *et al.* (2022) [10], pode-se deduzir que o balanço líquido da tensão no capacitor durante um período de chaveamento completo e estado estacionário é zero. Isto é definido como balanço ampere-segundo. Assim, tem-se que a partir da corrente em um capacitor podemos deduzir que a corrente média no capacitor é zero, conforme equações:

$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt}, \quad (2.12)$$

$$v_c(T_s) - v_c(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_c(t) dt \quad (2.13)$$

$$0 = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_c(t) dt \quad (2.14)$$

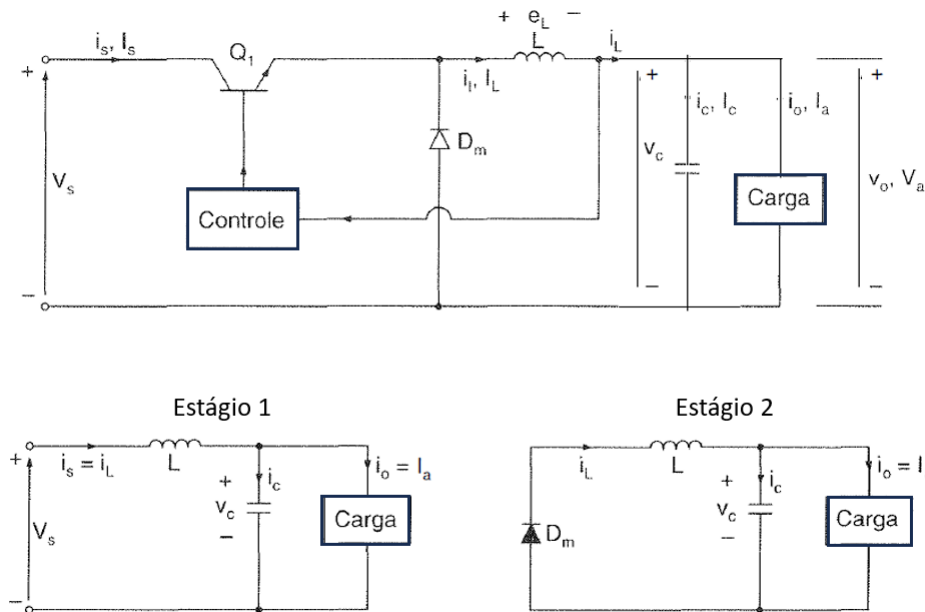
$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt = \langle i_c \rangle \quad (2.15)$$

Com base nas expressões acima, destacam-se as Equações 2.11 e 2.15, as quais permitem obter os valores da tensão e da corrente em conversores em estado estacionário.

### 2.7.3 Conversor BUCK

A figura 16 mostra um regulador BUCK utilizando um MOSFET de potência. Os conversores BUCK são uma topologia bastante conhecida e amplamente utilizada na área de eletrônica de potência. Eles são projetados para operar como conversores de tensão rebaixadores, ou seja, reduzem a tensão de entrada para uma tensão de saída menor. Essa configuração é amplamente empregada em diversos sistemas eletrônicos, permitindo a conversão eficiente de energia em aplicações como fontes de alimentação, carregadores de bateria e sistemas de controle de motor.

Figura 16 – Circuito equivalente de um conversor do tipo *BUCK*. O circuito pode operar em dois estágios de operação. No estágio 1, o transistor  $Q_1$  é ligado no instante  $t = 0$ , permitindo que a corrente de entrada flua pelo indutor  $L$  e pelo transistor  $Q_1$ . Durante esse período, a corrente aumenta gradualmente. No estágio 2, o transistor  $Q_1$  é desligado no instante  $t = t_1$ . Nesse momento, a corrente que antes passava pelo transistor passa a circular pelo indutor  $L$ , capacitor  $C$ , carga e diodo  $D_m$ . A corrente do indutor começa a diminuir até que o transistor  $Q_1$  seja ligado novamente no próximo ciclo. Durante esse processo, a energia armazenada no indutor  $L$  é transferida para a carga



Fonte: Adaptado de [66]

A figura 17 apresenta as formas de onda das tensões recorrentes, respectivamente, nos modos de operação. Essas representações mostram os componentes e as variações de tensão ao longo do tempo quando há uma corrente contínua na carga.

A tensão sobre o indutor  $L$  é, em geral,

$$e_L = L \frac{di}{dt} \quad (2.16)$$

Supondo que a corrente no indutor cresça linearmente de  $I_1$  a  $I_2$  no tempo  $t_1$ ,

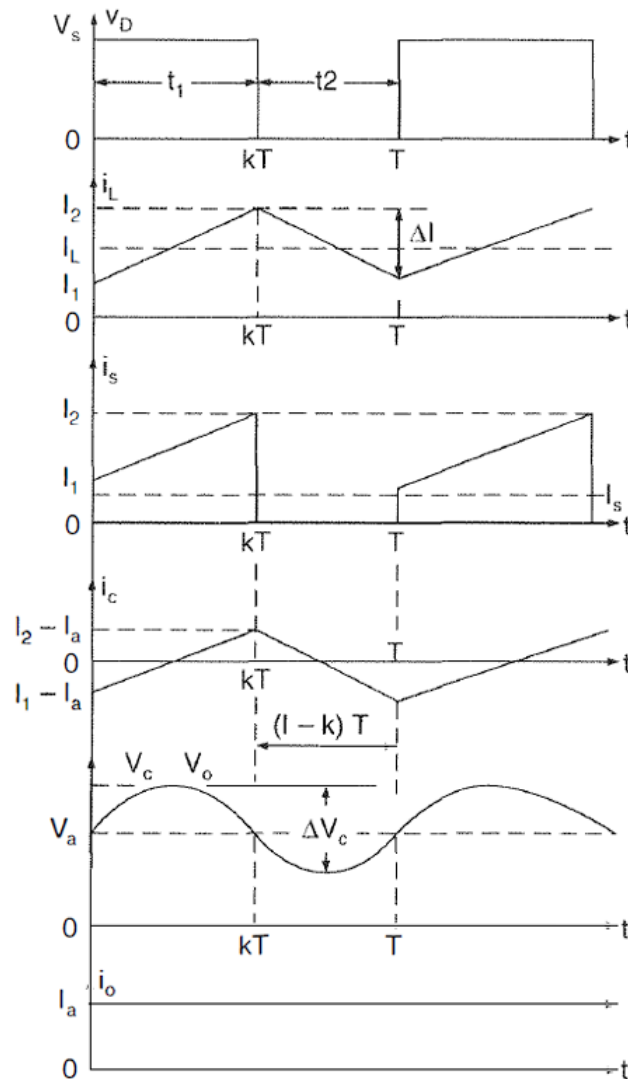
$$V_s - V_a = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (2.17)$$

ou

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s - V_a} \quad (2.18)$$

e a corrente no indutor caia linearmente de  $I_2$  a  $I_1$  no tempo  $t_2$ ,

Figura 17 – Gráfico ilustrando a observação fenomenológica do circuito *BUCK*. O gráfico demonstra o comportamento do circuito em relação à variação de tensão e corrente ao longo do tempo. A curva representa a atuação do circuito *BUCK* em uma aplicação genérica.



Fonte: Adaptado de [66]

$$-V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (2.19)$$

ou

$$t_2 = \frac{\Delta I L}{V_a} \quad (2.20)$$

onde  $\Delta I = I_2 - I_1$  é a ondulação de corrente do indutor  $L$  de pico a pico. Encontrando o valor de  $\Delta I$  nas Equações 2.17 e 2.19, obtém-se

$$\Delta I = \frac{(V_s - V_a)t_1}{L} = \frac{V_a t_2}{L} \quad (2.21)$$

Substituindo  $t_1 = kT$  e  $t_2 = (1 - k)T$ , obtém-se a tensão média de saída como

$$V_a = V_s \frac{t_1}{T} = kV_s \quad (2.22)$$

Supondo um circuito sem perdas,  $V_s I_s = V_a I_a = kV_s I_a$  e a corrente média de entrada

$$I_s = kI_a \quad (2.23)$$

O período de chaveamento  $T$  pode ser expresso como

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I L}{V_a} = \frac{\Delta I L V_s}{V_a (V_s - V_a)} \quad (2.24)$$

Que dá a ondulação de corrente de pico a pico como

$$\Delta I = \frac{V_a (V_s - V_a)}{f L V_s} \quad (2.25)$$

ou

$$\Delta I = \frac{V_s k (1 - k)}{f L} \quad (2.26)$$

Utilizando a lei de Kirchhoff das correntes, podemos escrever a corrente no indutor  $i_L$  como  $i_L = i_c + i_a$

Se for considerado que a ondulação da corrente de carga  $\delta_{i_0}$  como desprezível, então  $\delta_{i_L} = \delta_{i_C}$ . Assim a corrente média do capacitor, que flui por  $t_1/2 + t_2/2 = T/2$  é

$$I_C = \frac{\Delta I}{4}$$

A tensão no capacitor é expressa como

$$v_c = \frac{1}{C} i_c dt + v_c(t = 0) \quad (2.27)$$

E a ondulação de tensão do capacitor de pico a pico é

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t = 0) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} i_c dt = \frac{\Delta I}{4} dt = \frac{\Delta I T}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC} \quad (2.28)$$

Substituindo o valor de  $\delta I$  a partir da Equação 2.25 ou 2.26 na Equação 2.27, obtém-se

$$\Delta V_c = \frac{V_a (V_s - V_a)}{8LCf^2 V_s} \quad (2.29)$$

ou

$$\Delta V_c = \frac{V_s k (1 - k)}{8LCf^2} \quad (2.30)$$

Os reguladores *BUCK* são simples, eficientes e utilizam apenas um transistor. Eles apresentam uma eficiência superior a 90% e controlam o  $di/dt$  da corrente de carga através do indutor  $L$ . No entanto, a corrente de entrada é descontínua, o que pode requerer um filtro de alisamento. Os reguladores *BUCK* fornecem uma tensão de saída com polaridade definida e a corrente de saída flui em uma única direção. É importante incluir um circuito de proteção para lidar com possíveis curtos-circuitos pelo caminho do diodo [66].

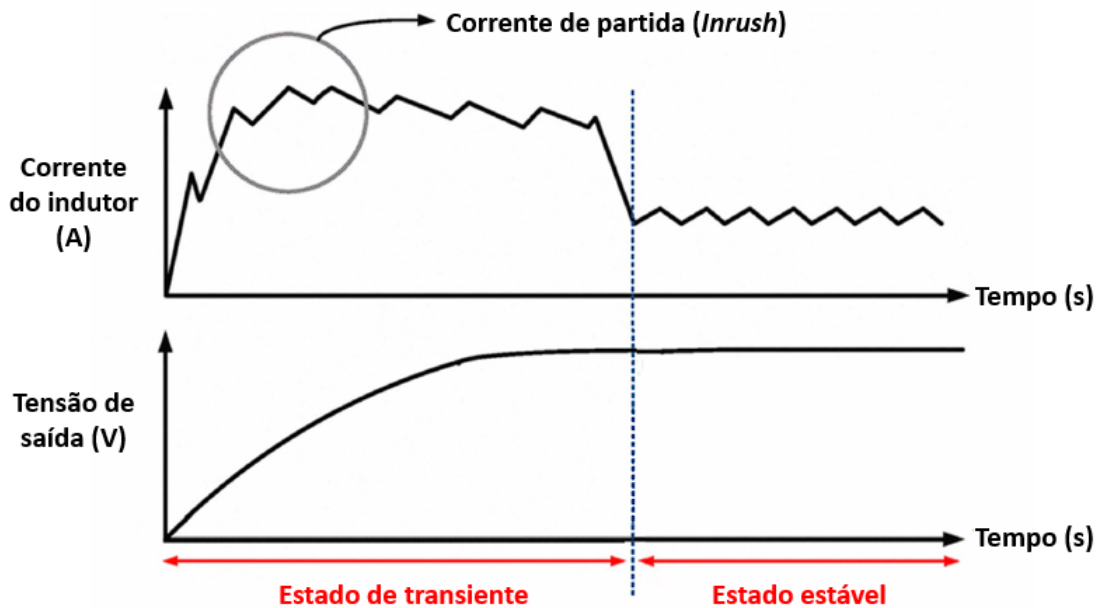
Uma técnica de partida suave compacta, com um circuito interno, foi desenvolvida para a inicialização de conversores CC-CC em modo de corrente, especialmente em aplicações biomédicas. Essa técnica é especialmente útil em dispositivos como *bio-patches*, sensores médicos sem fio e instrumentos médicos que exigem alta estabilidade. A partida suave garante uma transição gradual do estado desligado para o estado de funcionamento, minimizando os picos de corrente e estresse nos componentes do conversor [39].

Ainda segundo Kim *et al.* (2010) [39], a supressão da corrente de irrupção é essencial para evitar danos ao sistema em conversores CC-CC em um período transitório que requer mais energia quando altera a tensão de saída para o DVS. A corrente de irrupção, observado na figura 18, é um problema sério que pode ocorrer durante a inicialização e o escalonamento dinâmico de tensão, resultando em danos e redução da eficiência do sistema. A solução desse problema é crucial para garantir o funcionamento adequado do sistema médico.

Como alternativas para as possíveis adversidades apresentadas junto ao circuito *BUCK*, algumas observações devem ser levadas em consideração. Nas aplicações médicas, existem muitos estados, podendo requerer uma corrente de carga pesada, ao contrário da condição normal. A lacuna entre a carga pesada e a leve resulta em menor eficiência e perda considerável de energia durante o período de transição de carga. Além disso, muitas funções, integradas em um sistema, têm dissipações de energia diferentes. Isso pode aumentar o consumo de energia se o sistema for fixo para uma carga de trabalho. Isso não é adequado para dispositivos médicos, conforme discutido anteriormente. Para aliviar esse problema, muitas soluções são propostas para lidar com diferentes correntes de carga. Portanto, o conversor CC-CC para aplicações médicas deve ser otimizado para várias condições de carga [39].

Para a carga leve, a perda de comutação é dominante, enquanto a perda de condução é dominante para a carga pesada. Usando esses recursos, foi proposto um método que muda de modo conforme as cargas [40]. Os conversores *BUCK* multifásicos apresentam vantagens como cancelamento de ondulação, compartilhamento de corrente e potência, além de respostas dinâmicas aprimoradas em aplicações CC-CC [37].

Figura 18 – Estrutura do conversor *BUCK* de modo de corrente com o esquema de partida suave. O conversor *BUCK* opera em modo de corrente e apresenta um esquema de partida suave para reduzir as oscilações de corrente e tensão durante o início do funcionamento.



Fonte: Adaptado de [39]

#### 2.7.4 Conversor CC-CA - *Push-Pull*

Existem quatro configurações comuns para conversores CC-CA: *flyback*, *Push-Pull*, meia-ponte e ponte completa. A técnica PWM é utilizada para variar a saída do inversor, que pode ser convertida em uma tensão CC por meio de um retificador com diodos. No projeto ARFACTA, o conversor CC pós *Push-Pull* não será necessário. Devido à alta frequência de operação do inversor, as ondulações na tensão CC de saída podem ser reduzidas utilizando pequenos filtros [66].

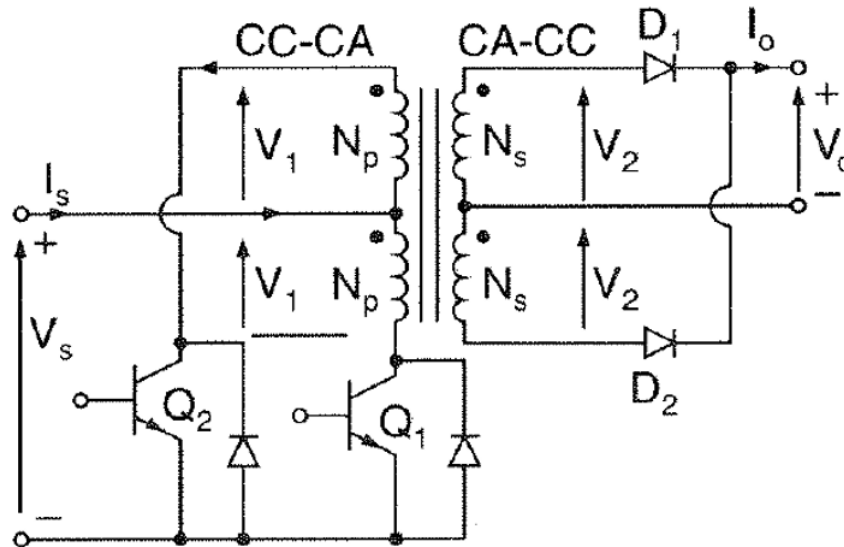
Conforme Rashid *et al.* (1999) [66] apresenta um circuito de forma rudimentar, uma configuração *Push-Pull* através da figura 19. Quando o transistor  $Q_1$  está conduzindo, a tensão da fonte  $V_s$  é aplicada a uma metade do enrolamento primário do transformador. Quando o transistor  $Q_2$  está conduzindo,  $V_s$  é aplicada à outra metade do enrolamento primário. A tensão no enrolamento primário oscila entre  $-V_s$  e  $V_s$ . Idealmente, a corrente média no transformador é zero. A tensão média de saída é

$$V_o = V_2 = \frac{N_s}{N_p} V_1 = aV_1 = aV_s \quad (2.31)$$

onde

- $V_1$  é a Tensão de entrada;
- $V_2$  é a Tensão de saída;

Figura 19 – Conversor CC-CA *Push-Pull*, onde dois *MOSFETs* ( $Q_1$  e  $Q_2$ ) para fazer a conversão CC-CA, aplicando a tensão  $V_s$  ao primário do transformador ( $N_p$ ). O secundário ( $N_s$ ) é responsável por fornecer o sinal CA para a retificação através dos diodos  $D_1$  e  $D_2$ , completando o ciclo de conversão CA-CC na saída do  $V_o$  do circuito.



Fonte: Adaptado de [66]

- $a$  é a relação de espiras do transformador;
- $N_s$  número de espiras do secundário;
- $N_p$  número de espiras do primário.

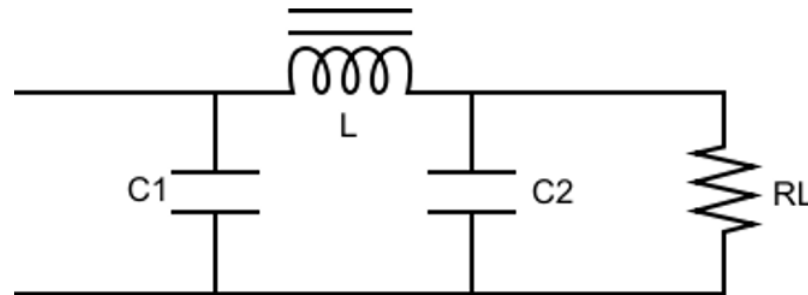
A topologia *Push-Pull* é uma variação isolada dos conversores *BUCK-Boost*. Ela compartilha a mesma característica de transferência de energia, mas utiliza um transformador para obter os níveis desejados de tensão de saída. O transformador desempenha um papel importante na conversão e isolamento de energia nessa configuração [10].

Através do circuito básico da figura 19, observa-se que o conversor *Push-Pull* opera por meio do chaveamento complementar dos *MOSFETs*  $Q_1$  e  $Q_2$ . Ao adotar algumas simplificações, como considerar os *MOSFETs* e o transformador ideais, é possível aproximar o funcionamento do circuito. Com base no princípio da superposição, é possível definir dois momentos de funcionamento com base nos estados dos transistores  $Q_1$  e  $Q_2$ .

### 2.7.5 Filtro CLC

O filtro CLC, visto na figura 20, é uma configuração comum de filtro, consistindo em um capacitor seguido por um indutor e outro capacitor, dispostos em formato de letra grega Pi ( $\pi$ ). Essa configuração é frequentemente utilizada como filtro de entrada de capacitor.

Figura 20 – Topologia básica do filtro CLC ou filtro Pi ( $\pi$ ), o qual é utilizado para filtragem de sinal, composto por dois capacitores (C) e um indutor (L). Este tipo de filtro é utilizado para atenuar determinadas frequências e melhorar o desempenho do circuito.



Fonte: Autoria própria

A adição de um capacitor no circuito tem a função de filtrar os harmônicos gerados pelo PWM de maneira eficiente, reduzindo o tamanho e a capacidade de cada componente. O capacitor de entrada (C1) é selecionado para fornecer uma reatância baixa na frequência de ondulação, permitindo que a maior parte do filtro seja realizada por esse componente. O efeito combinado do indutor (L) e do segundo capacitor (C2) elimina a maioria das ondulações restantes [1].

Ainda segundo Misbawu Adami *et al.* (2017) [1], o circuito oferece uma filtragem significativamente melhor do que outras configurações conhecidas como a CL ou LCL. Utiliza-se um resistor conectado em série ao capacitor com foco no amortecimento passivo, resultando em baixo consumo de energia devido ao seu tamanho e conexão.

O filtro CLC, em comparação com o filtro CL, possui duas frequências ressonantes devido à adição de um capacitor adicional. Mesmo assim, as frequências ressonantes não são afetadas individualmente pelos capacitores e pela impedância indutiva. As frequências ressonantes do filtro CLC são determinadas pelos valores de todos os componentes do filtro. Portanto, a determinação das frequências de corte não é tão simples quanto no filtro CL e requer consideração cuidadosa das combinações adequadas de cada componente [76].

Muito embora o autor não esteja se referindo diretamente a filtros aplicados especificamente em equipamentos médicos, os conceitos sobre os filtros CLC são amplamente aplicáveis no contexto atual. O filtro CLC também desempenha a função de casamento de impedância, garantindo que a transferência de potência seja maximizada quando a impedância do circuito gerador e a impedância da carga, nesse caso, o fígado do paciente, são iguais [17].



## 2.8 Simulação de circuitos eletrônicos

Segundo Pazin Filho *et al.* (2017), a simulação pode ser definida como: “técnica em que se utiliza um simulador, considerando-se simulador como um objeto ou representação parcial, ou total de uma tarefa a ser replicada” [64].

A simulação é uma abordagem cada vez mais adotada no ensino de habilidades e comportamento profissional em diversas áreas. Com o intuito de superar as restrições relacionadas ao alto custo dos materiais e à necessidade de treinamento especializado, as instituições de ensino superior (IES) têm implementado laboratórios específicos para esse propósito. Esses laboratórios proporcionam aos estudantes a oportunidade de vivenciar experiências práticas e realistas por meio de simulações computacionais, permitindo que eles desenvolvam competências essenciais para a prática profissional [65].

A visualização científica (VC) é uma área em crescimento que desempenha um papel fundamental na interpretação de conjuntos de dados volumosos e complexos. Por meio de técnicas de computação gráfica, a VC permite a representação visual de ambientes, processos de simulação e outras informações científicas. Com sua abordagem multidisciplinar, a VC atua como uma ferramenta auxiliar valiosa em pesquisas e no processo educacional, fornecendo uma compreensão visual mais clara e intuitiva de fenômenos complexos [71].

As simulações oferecem diversas vantagens, como facilitar e agilizar o acesso aos experimentos, dispensando a necessidade de um laboratório físico estruturado ou a aquisição de materiais para a montagem dos circuitos. Além disso, por meio das simulações, é possível trabalhar com diferentes cenários em uma única plataforma, incluindo elementos como resistores, capacitores, circuitos integrados, dispositivos de análise e geração de sinais, o que permite um maior nível de imersão no desenvolvimento de projetos. O uso de simulações também limita o risco de acidentes ou danos aos equipamentos, minimiza desperdícios e garante um ambiente seguro para o desenvolvimento [5].

Os sistemas físicos do mundo real são intrinsecamente complexos, e as simulações que os representam necessariamente envolvem simplificações, nem sempre claramente visíveis nas animações. É crucial ter em mente que as simulações são uma aproximação da realidade e podem não capturar todos os detalhes e nuances do sistema em análise. Portanto, é fundamental interpretar os resultados das simulações com prudência e considerar as limitações inerentes aos modelos adotados. Como engenheiros, devemos utilizar as simulações como ferramentas complementares, auxiliando-nos na compreensão e na tomada de decisões, mas sempre mantendo uma postura crítica e buscando validação experimental quando necessário [55].

### 2.8.1 NI Multisim®

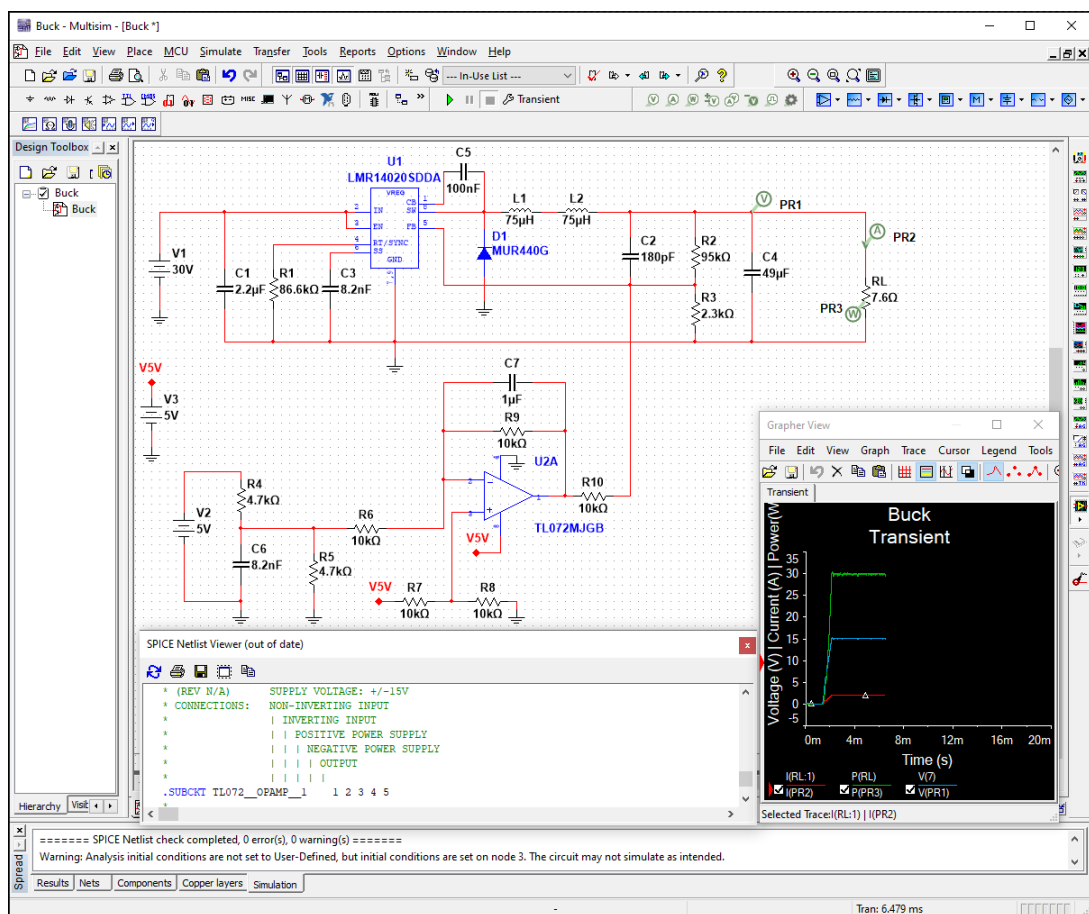
O NI Multisim® é um *software* de simulação de circuitos elétricos, inicialmente projetado para uso acadêmico. Ele foi criado como *Electronics Workbench* (EWB) em meados de 1995 pela empresa canadense *Interactive Image Technologies*. Posteriormente, a *National Instruments* adquiriu a EWB em 2005, integrando-a em seu grupo *NI Workbench Group*. Atualmente, o NI Multisim® é uma solução abrangente que combina recursos didáticos e profissionais, permitindo a simulação e o projeto de circuitos por meio da integração de várias tecnologias, como o NI Multisim® e o LABVIEW®. Ele é amplamente utilizado por engenheiros e estudantes para análise e desenvolvimento de circuitos elétricos [18].

Ele oferece uma ampla variedade de ferramentas e componentes, como resistores, capacitores, diodos, transistores, portas lógicas digitais e circuitos integrados pré-fabricados. Com o NI Multisim®, é possível criar circuitos complexos e realizar simulações para análise de seu funcionamento. Ele é uma ferramenta útil para engenheiros e estudantes que desejam projetar, testar e otimizar circuitos eletrônicos antes de sua implementação física [73].

O NI Multisim® se destaca por oferecer um ambiente para a edição de circuitos eletrônicos, diferentemente de outros simuladores que exigem a descrição direta dos circuitos em um arquivo de texto usando a sintaxe SPICE®, conhecido como *netlist*. O NI Multisim® transcreve os esquemas e parâmetros de simulação em uma *netlist*, proporcionando uma representação visual dos componentes e instrumentos de medição em um formato de laboratório virtual. Essa abordagem simplificada facilita significativamente o processo de aprendizado, tornando o NI Multisim® uma ferramenta poderosa para estudantes e engenheiros na simulação, análise e desenvolvimento de circuitos eletrônicos [18].

Opdemo observar o Ambiente de desenvolvimento e testes do NI Multisim® na sua versão 14.1 através da Figura 21, onde é demonstrando o código SPICE® juntamente com medições em tempo real, distinguindo-o das demais interfaces dos *softwares* de simulação do mercado.

Figura 21 – Ambiente de desenvolvimento e testes do *NI Multisim*<sup>®</sup>, demonstrando o código *SPICE*<sup>®</sup> juntamente com medições em tempo real

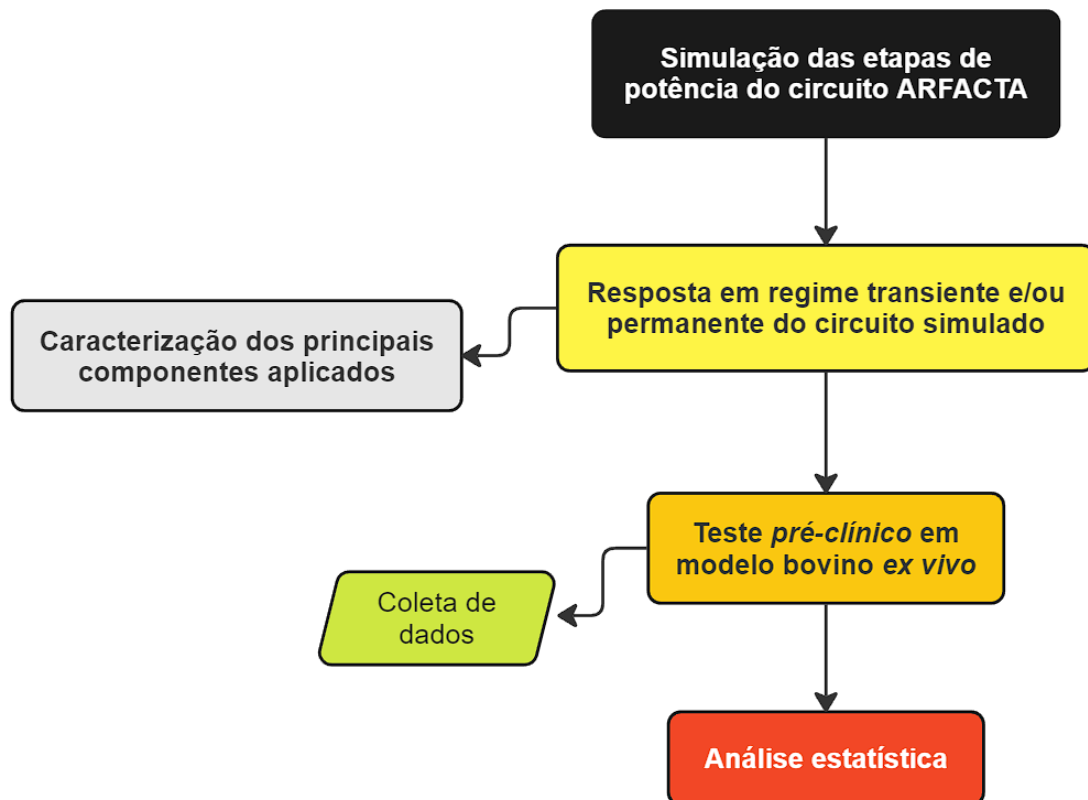


Fonte: Autoria própria

### 3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo, serão apresentados os detalhes da elaboração do circuito em simulação, bem como a seleção de componentes do *hardware* para o gerador de ARF, como visto na sequência de procedimentos na figura 22. As funcionalidades dos circuitos desenvolvidos para o procedimento cirúrgico, bem como a bancada também serão abordadas. Em seguida, serão listadas as etapas de desenvolvimento dos circuitos que constitui o equipamento, fundamentado pela revisão bibliográfica, que possibilitou a escolha das topologias dos circuitos utilizados no processo de desenvolvimento. Após dimensionamento dos componentes, é proposto um teste de validação para levantamento de dados e análise estatística de desempenho.

Figura 22 – Ciclo metodológico utilizado para o estudo e desenvolvimento do equipamento ARFACTA, contemplando etapas do processo de construção, simulação, teste e análise de validação.



Fonte: Autoria própria

As definições de uso do equipamento de ablação foram obtidas por meio de uma revisão bibliográfica abrangente de estudos relacionados à caracterização da ablação do tecido hepático em uma frequência de 500 kHz. Para essa análise, foram utilizados os *softwares* SOFIA® e SOFIA CLÍNICO®. Com base nessa revisão, propomos melhorias nos

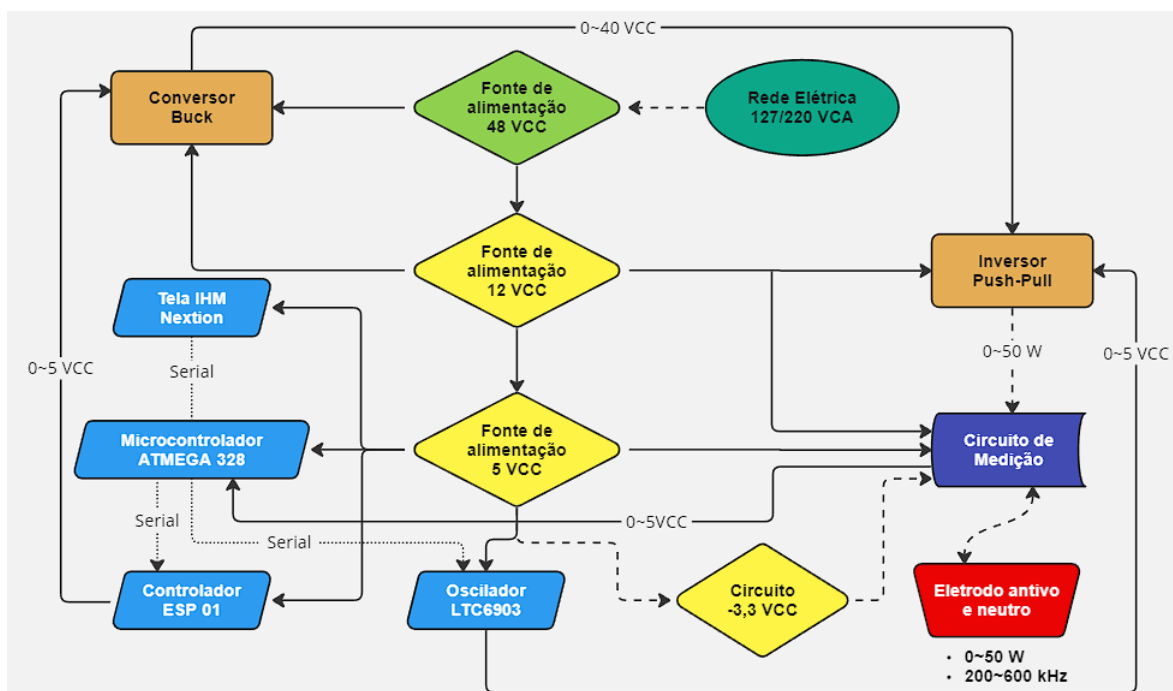
circuitos existentes, visando o desenvolvimento de um novo equipamento capaz de executar o procedimento de ablação com parametrização e medições em tempo real. Além disso, o novo equipamento busca garantir características importantes dos estudos anteriores, como a medição do deslocamento de fase entre a tensão e a corrente do tecido hepático durante a ARF. Essas melhorias têm como objetivo aprimorar a eficácia e a precisão do procedimento de ablação hepática, oferecendo uma abordagem mais personalizada e controlada para o tratamento do câncer no fígado.

Utilizamos os *softwares* simuladores *NI Multisim*<sup>®</sup>, e *WEBENCH*<sup>®</sup> *Power Designer* para realizar simulações de circuitos eletrônicos, incluindo o desenvolvimento do circuito esquemático e layout da placa. Essas ferramentas foram essenciais para analisar e otimizar o comportamento do circuito de forma precisa e detalhada.

### 3.1 Fluxograma do circuito experimental

O diagrama de blocos da Figura 23 representa os principais sistemas do equipamento, a fim de facilitar a explicação e demonstrar a correlação entre eles. O objetivo é representar o caminho que a eletricidade percorre desde a tomada até o eletrodo para realizar a ablação.

Figura 23 – O sistema inicia com a alimentação alternada e retificada para 48 VCC por fonte externa, em seguida regulando em 12 e 5 VCC para outros elementos, controle pelo microcontrolador ATMEGA328, tela de interface homem-máquina (IHM) para visualização e parametrização. Os 48 VCC também são empregados no circuito *buck* e circuito *Push-Pull*, o qual é controlado pelo oscilador para gerar o gerador sinal de RF. A conexão do eletrodo está interligada ao circuito de medição.



Fonte: Autoria própria

## 3.2 Equipamentos complementares

O projeto ARFACTA tem como ponto inicial do seu *hardware*, uma fonte capaz de fornecer potência o suficiente para realizar o procedimento de ablação e alimentar todos os componentes internos que demandam energia. Para o projeto escolhemos uma fonte de tensão amplamente utilizada no mercado, sendo possível encontrar fontes com certificação médica fabricadas no Brasil. Na realização dos testes em bancada, utilizamos uma fonte CA-CC Simétrica *Icel*<sup>®</sup> PS-6000 para que pudéssemos monitorar e controlar a variação de corrente e tensão durante os procedimentos.

As condições iniciais solicitadas pelo projeto demandam uma fonte capaz de fornecer no mínimo 40 VCC e 5 A, o que suprirá as demandas de potência disponível para o procedimento de ablação e garantir o correto funcionamento dos demais componentes da placa. O equipamento é capaz de trabalhar com qualquer fonte que forneça os 48 VCC e 10 A. Os últimos projetos, tanto o SOFIA<sup>®</sup>, quanto SOFIA CLÍNICO<sup>®</sup>, inicialmente utilizaram a fonte modelo SP-480-48 produzida pela *Meanwell*<sup>®</sup>, entretanto essa foi descontinuada.

## 3.3 Conversores CC-CC

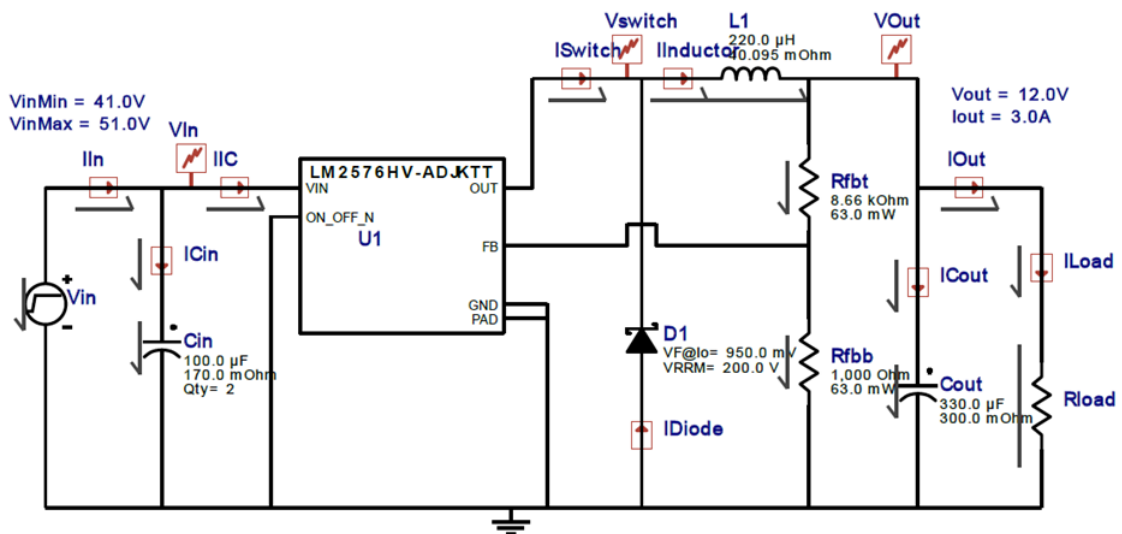
Após a fonte de alimentação de entrada, a etapa intermediária de alimentação do equipamento ARFACTA foi projetada através da aplicação de reguladores baseados em circuito do tipo *BUCK*, seguindo o projeto proposto por Santos *et al.* (2022), sendo responsáveis pelo fornecimento de energia aos circuitos alimentados com 12 e 5 VCC [71].

Para esta etapa do projeto, a tensão de 12 VCC é proveniente do regulador da série LM2676 [34]. Esses são circuitos integrados que oferecem todas as funções necessárias para um regulador (*BUCK*). Eles podem fornecer até 3 A de corrente para cargas e possuem excelente regulação de linha e carga. Esses reguladores alcançam alta eficiência, sendo acima de 90%. A série inclui versões com tensões de saída fixas de 3,3 V, 5 V e 12 V, além de uma opção de saída ajustável.

O modelo utilizado para o projeto foi o LM2576HVT-12.0, devidamente recalibrado em relação ao projeto do SOFIA CLÍNICO<sup>®</sup>, através do simulador disponibilizado pelo próprio fabricante. A versão HV (*High Voltage*) do regulador suporta uma tensão de entrada de até 60 VCC, enquanto a outra versão suporta apenas 40 VCC. É importante ressaltar que, o simulador utiliza de versões de CI's ajustáveis (ADJ) para otimizar os resultados de customizações de entrada e saída, conforme figura 24.

Os conversores LM2576 apresentam um oscilador de alta frequência de 260 kHz, o que possibilita utilizar componentes de tamanho reduzido. Além disso, a série LM2576 possui recursos integrados como desligamento térmico, limitação de corrente e uma entrada de controle *ON/OFF*, que permite desligar o regulador em uma condição de baixa corrente

Figura 24 – Versão projetada do circuito *BUCK* através da aplicação do LM2576HV-ADJ-TT, de 12 VCC otimizado. Nessa versão, o *software* de simulação utiliza a nomenclatura de ADJ para versões customizada de saída e testes.



Fonte: Autoria própria

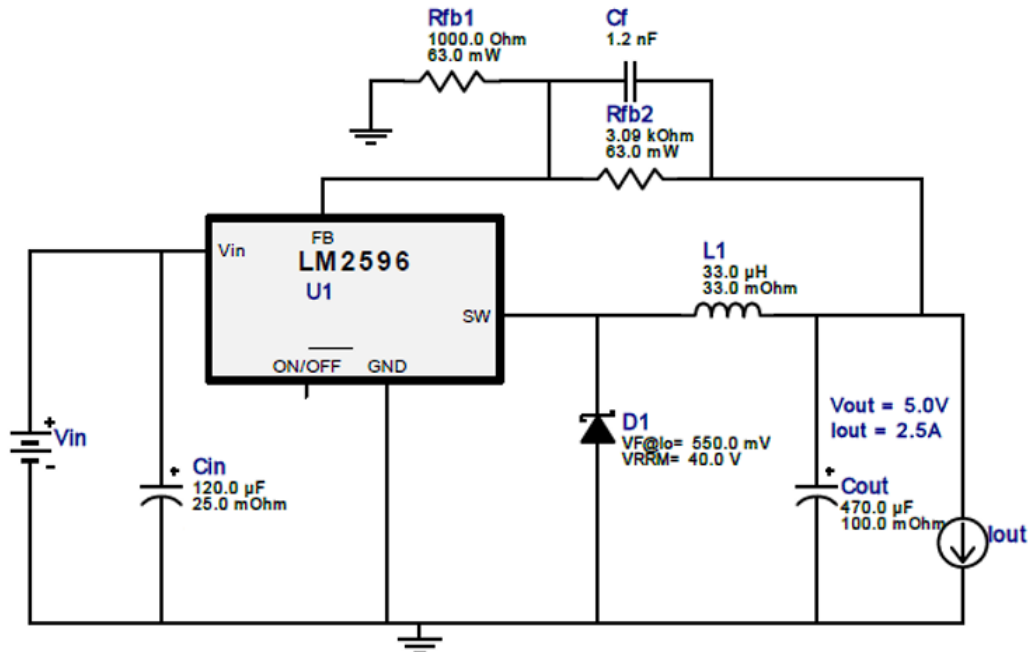
quiescente de  $50 \mu\text{A}$ . Isso simplifica o projeto e oferece maior eficiência energética.

Para fornecer uma tensão de 5 VCC, optamos pelo regulador da série LM2596, no arranjo da figura. Esses reguladores de comutação *BUCK* são capazes de fornecer até 3 A de corrente com excelente estabilidade de tensão em diferentes condições de carga e variações na linha de alimentação, com opções de tensão de saída fixas, como 3,3 VCC, 5 VCC e 12 VCC, o regulador atende às necessidades iniciais do projeto [81]. Esse circuito foi projetado para substituir o regulador de tensão modelo LM7805, inicialmente proposto por Santos *et al.* (2022) [71]. Em justificativa, o LM7805 apresentou instabilidade durante testes iniciais, necessitando ser substituído. Observe na figura 25, o circuito de testes do LM2596.

A série LM2596 é caracterizada por sua frequência de chaveamento de 150 kHz, o que resulta em componentes de filtro de tamanho reduzido em comparação com reguladores de frequência mais baixa. Para a montagem, optamos pelos encapsulamentos padrão TO-220 de 7 pinos para o LM2676 e de 5 pinos para o LM2596, o que facilita a instalação de dissipadores se necessário.

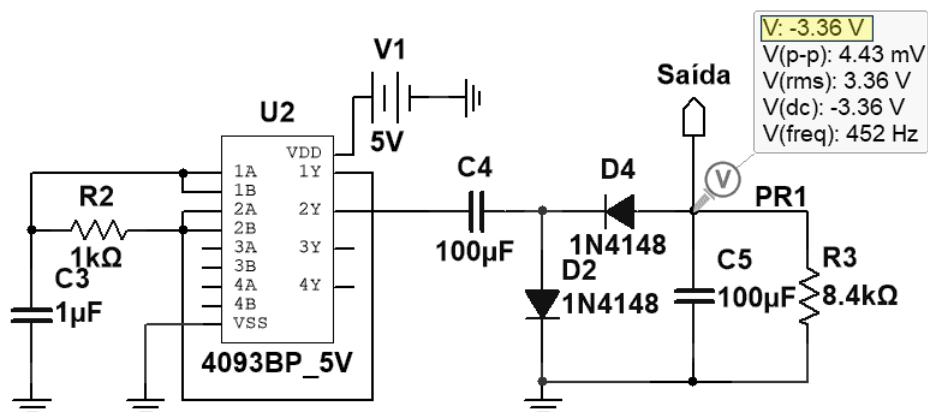
Uma pequena parte do circuito responsável pela medição das variáveis durante o processo de ablação demanda especificamente de um nível de tensão contínua, porém de sinal inverso em relação ao referencial. Esse sinal -3,3 VCC será aplicado ao circuito integrado (CI) LM358, que será abordado posteriormente. Para isso, um arranjo foi elaborado conforme visto na figura 26.

Figura 25 – Diagrama básico do regulador LM2596. Ele fornece até 3A de corrente de carga com excelente regulação. Disponível em várias tensões de saída fixas e ajustáveis. O arranjo em questão foi utilizado para simulação, sendo proporcional à demanda do projeto, 5 VCC.



Fonte: Autoria própria

Figura 26 – o arranjo consiste na aplicação da porta inversora 4093 em um arranjo oscilador. Na saída desse arranjo, um divisor de tensão é criado com o resistor R3 para que a tensão seja ajustada em menos -3,3 VCC.



Fonte: Autoria própria

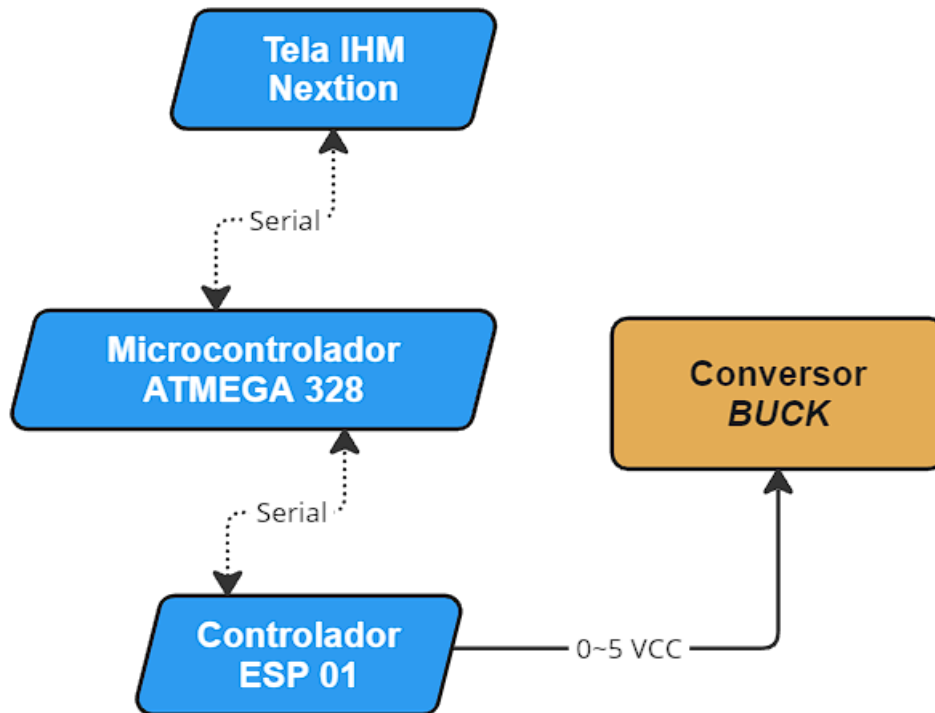
### 3.4 Circuito de controle de tensão

O circuito do ARFACTA foi projetado para realizar o controle de tensão fornecido diretamente pela fonte de 48 VCC, capaz de ser controlado e assim acionar um gerador e sinal de radiofrequência. Este sinal é controlado por um conjunto de componentes e circuitos menores dos quais fazem parte: a tela *touchscreen* programável utilizada como IHM, um



microcontrolador e um circuito de *gate driver* ESP-01 conforme o diagrama da figura 27.

Figura 27 – Circuito *BUCK* controlado pelo microcontrolador por meio do controlador ESP. A IHM permite ao usuário ler e ajustar os parâmetros de tensão e frequência durante o procedimento de ARF.



Fonte: Autoria própria

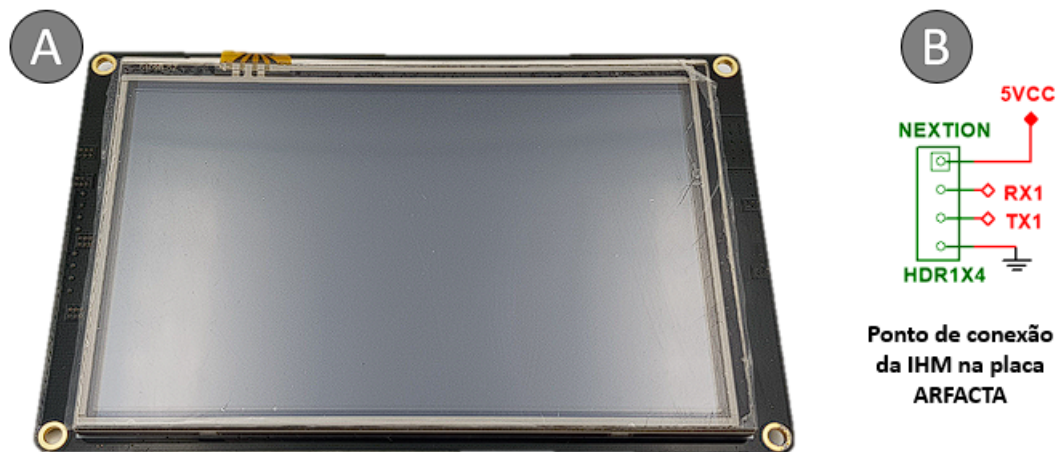
### 3.4.1 Tela de interface com o usuário

A tela utilizada no projeto foi sugerida pelo trabalho de Santos *et al.* (2022) [71], a qual atendia a todos os requisitos do projeto atual. Trata-se da tela de cristal líquido sensível ao toque *NEXTION*<sup>®</sup> NX8048P070 [58] com processamento e *software* dedicados, capaz de ser customizada com a demanda de comandos ao alcance das mãos do operador através de interface sensível ao toque.

Dentre as características que compõem a tela *NEXTION*<sup>®</sup>, apresentada na figura 28, podemos citar sua capacidade de processamento independente, o que reduz significativamente a quantidade de processamento a ser realizado pelo controlador principal do projeto. Além disso, a customização de tela rápida e fácil possibilita implementações de comandos de fácil acesso ao usuário final. A tela é sensível ao toque tipo resistiva, possuindo resolução de  $800 \times 480$  *pixels*, com tamanho de 7 polegadas e dimensões de 154,08 mm de comprimento por 85,92 mm de largura, a qual demanda uma tensão de 5 VCC e 0,5 A para seu funcionamento. Seu padrão de comunicação é do tipo serial com protocolo *UART* (*Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*), em 4 pinos no padrão *TTL*. A tela é programada através do *software* proprietário do fabricante chamado *Nextion Editor*<sup>®</sup>.

A função da IHM é fazer a interface visual de controle do procedimento de ARF, através de parâmetros como frequência e potência, além de fornecer dados de leitura tais como: tensão aplicada, frequência aplicada, tempo de procedimento, etc.

Figura 28 – Representação da tela de IHM onde na figura (A) é apresentado o modelo real da IHM *NEXTION*<sup>®</sup> NX8048K070 e em (B) é demonstrado o diagrama elétrico de conexão da IHM na placa do do *hardware* do projeto ARFACTA.



Fonte: Autoria própria

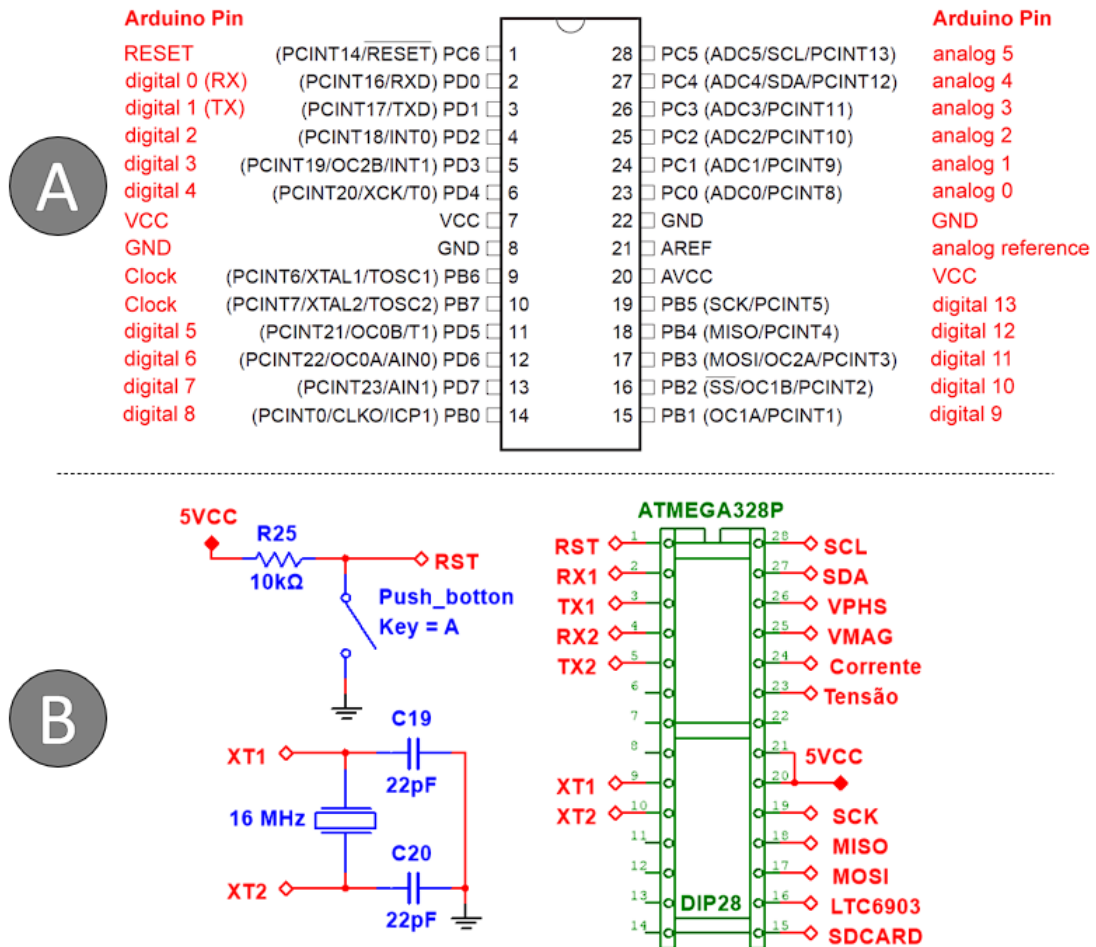
### 3.4.2 Microcontrolador

Segundo Cavalvante *et al.* (2018), as primeiras versões do ablator *SOFIA*<sup>®</sup> utilizava o microcontrolador *Raspberry PI versão III*, que utiliza o processador *ARMV8 Quad-Core BCM2837* a 1,2 GHz [11]. Esse microcontrolador é muito robusto, entretanto apresenta pontos negativos como custo elevado e tempo de partida/subida demorados. Em seu trabalho, Santos *et al.* (2022) [71] sugeriu a utilização de um microcontrolador com melhor custo-benefício, dada a possibilidade de trabalhar com uma IHM a qual já possui processamento de dados embarcado. Dessa maneira o dispositivo escolhido foi o *ATMEGA328P* na configuração apresentada na figura 29.

Esta versão do microcontrolador apresenta um baixo consumo de energia e um alto desempenho. Suas características incluem 32 kB de memória *flash*, memória *SRAM* de 2 kB e memória *E2PROM* de 1 kB. Além disso, o dispositivo possui um contador/temporizador de 16 *bits*, dois contadores/temporizadores de 8 *bits*, seis canais para conversor ADC (conversor analógico-digital) e seis canais para PWM. Ele também possui uma interface para comunicação serial *SPI (Serial Peripheral Interface)* e uma interface para comunicação *I<sup>2</sup>C* [80]. Além disso, para sua correta aplicação junto ao circuito, um cristal oscilador de 16 MHz e um botão de *reset* foram implementados ao projeto.

O microcontrolador desempenha um papel fundamental nesta aplicação, recebendo os sinais e controlando os dispositivos e circuitos associados a ele. Ele gerencia o vaiáveis do

Figura 29 – Diagrama de conexão do CI do ATMEGA328P. (A) Atribuição de cada terminal conforme o fabricante. (B) Diagrama básico do cristal oscilador de 16 Mhz e o botão de reset, além do endereçamento das conexões utilizadas no microcontrolador do projeto do ARFACTA.



Fonte: Adaptado de [80] e autoria própria

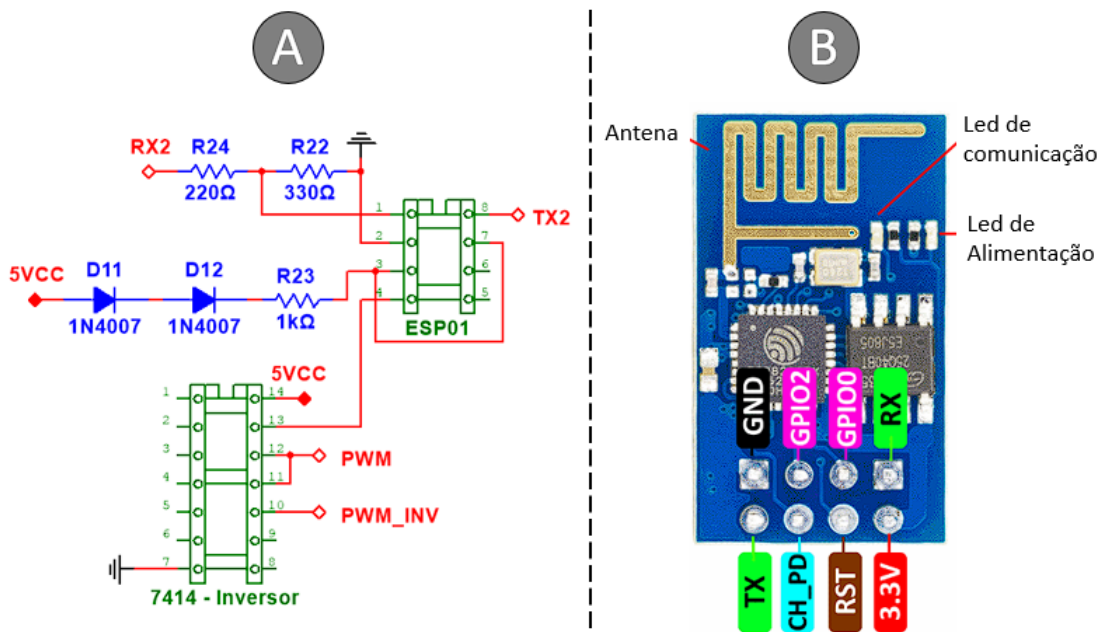
display touchscreen, dos medidores de tensão, corrente e deslocamento de fase, e realiza o controle indireto do circuito de potência por meio dos comandos da IHM.

### 3.4.3 Controlador ESP-01

O microcontrolador ESP-01 [82], visto na figura 30, é incorporado neste projeto com o objetivo de estabelecer uma comunicação eficiente com o ATMEGA328P por meio do protocolo UART. Sua funcionalidade consiste em controlar o conversor *BUCK*, operando em uma frequência de chaveamento superior àquela suportada pelo ATMEGA328P. O módulo ESP-01 é um dispositivo compacto e versátil amplamente utilizado em projetos de Internet das Coisas (IoT) devido às suas excelentes capacidades de comunicação sem fio. Com base no *chipset* ESP8266, visto na figura 30B, o módulo oferece suporte ao protocolo *Wi-Fi* (Fidelidade sem fio) padrão 802.11 b/g/n, viabilizando o registro dos dados fora do *hardware* de maneira

prática, o que potencializa a implementação de um sistema de controle em acesso remoto. Essa abordagem permite a adoção de soluções de controle mais avançadas futuramente, agregando ainda mais valor ao *hardware* atualizado.

Figura 30 – ESP-01 implementado no ARFACTA. (A) circuito implementado na placa do projeto, um divisor de tensão entre o terminal RX2 e o terminal 1 do conector do ESP-01, utilizando dois resistores em série para reduzir a tensão de entrada no RX. No terminal 3, dois diodos foram utilizados em série para diminuir a tensão de 5 VCC para 3.3 VCC na entrada do ESP-01. A saída do ESP-01 gera um sinal PWM, que é controlado através do circuito inversor do CI7414. (B) Arranjo elétrico real do ESP-01.



Fonte: Adaptado de [82] e autoria própria

O microcontrolador ATMEGA328P desempenha a função de controle da tensão de saída do conversor *BUCK*, utilizando a IHM. Através da IHM, o usuário define o valor desejado de tensão de saída, transmitido ao microcontrolador via comunicação serial. Em seguida, o ATMEGA328P envia esse valor ao módulo ESP-01, também por meio de comunicação serial. O módulo ESP-01 atualiza a variável correspondente ao sinal PWM conforme o valor recebido, ajustando assim a largura do pulso para obter a tensão desejada. Essa sequência de operações garante a coordenação adequada entre a IHM, o microcontrolador ATMEGA328P e o módulo ESP-01 no controle da tensão de saída do conversor *BUCK*.

### 3.4.4 Circuito *BUCK* de potência

No SOFIA CLÍNICO®, o sistema de controle de tensão era realizado do *BUCK* de potência proposto por Santos *et al.* (2022) baseava-se na aplicação do *drive* LMR14050. Durante os testes preliminares, este circuito apresentou desempenho debilitante em picos de demanda, o que nos levou a elaborar um novo controlador [71].

O novo circuito *BUCK* proposto é composto por duas partes, sendo elas: o *gate driver* através do CI IR2110, e o circuito de potência dos quais fazem parte o primeiro par de *MOSFETs* modelo IRFP250, como observado na figura 31A. Na configuração com dois *MOSFETs*, um deles apresenta comportamento de instabilidade devido à referência flutuante. Para superar essa dificuldade, um circuito de *bootstrap* foi empregado juntamente com um CI *gate driver* IR2110, garantindo um acionamento eficiente e de maior confiabilidade dos *MOSFETs*, assegurando o funcionamento adequado do conversor *BUCK*.

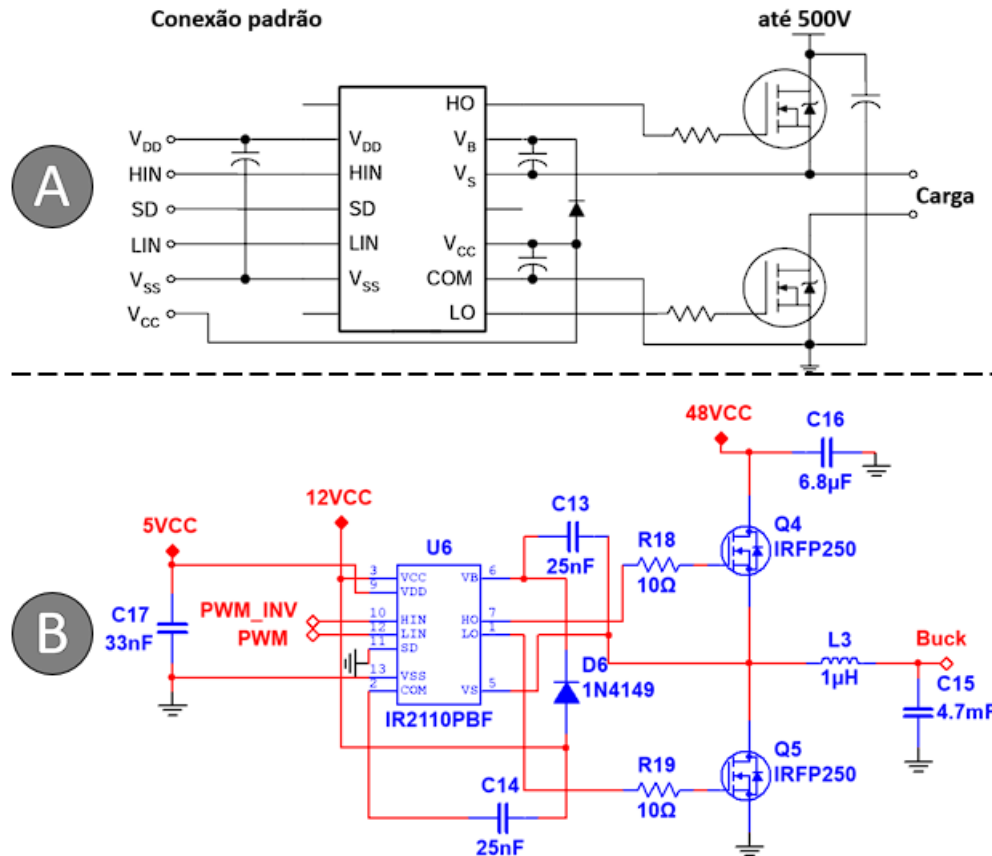
Segundo o fabricante [13], dentre as características do IR2110, destacam-se: canal flutuante projetado para operação de *bootstrap*, totalmente operacional até 500 VCC, tolerante a tensão transitória negativa, imune a  $dv/dt$ . Bloqueio de subtensão para ambos os canais, faixa de alimentação lógica separada de 5 a 20 VCC, compensação de  $\pm 5$  VCC da lógica e do aterramento, entradas *CMOS Schmitt-triggered* capazes de manter seu valor inalterado até que haja variação o suficiente para acionar uma mudança em sua saída, lógica de desligamento acionada por borda ciclo a ciclo, atraso de propagação correspondente para ambos os canais, saídas em fase com as entradas, etc. A configuração utilizada na placa do ARFACTA é apresentada na figura 31B.

O circuito *bootstrap* é uma técnica utilizada em conversores de comutação, como o conversor *BUCK*, para fornecer a tensão de acionamento adequada para os *MOSFETs* de alta tensão. Ele utiliza o capacitor e o diodo para gerar uma tensão auxiliar que é aplicada ao terminal de acionamento dos *MOSFETs*, garantindo seu correto funcionamento. Isso permite superar a limitação da referência flutuante e obter o acionamento adequado dos *MOSFETs*.

O circuito de *MOSFETs* é ativado através do diodo *schottky* que conecta as entradas de VCC e  $V_B$ , responsável por acionar o *MOSFET* conectado à saída *HO* (*Saída alta*). Quando o transistor Q4 está conduzindo, a tensão em  $V_S$  tende a zero, permitindo que o capacitor conectado a  $V_B$  seja carregado através do diodo. Quando Q4 é desligado e Q5 é ativado, a tensão em  $V_S$  retorna ao valor da tensão de entrada. O capacitor C13 está conectado nesse ponto para fornecer uma tensão adicional de 12 VCC ao terminal  $V_B$ , garantindo assim a tensão necessária para acionar o transistor Q5. Devido à descarga gradual do capacitor C13, o acionamento imediato de Q5 não é possível. Portanto, o PWM é limitado a um *Duty Cycle* máximo de 95%.

O sinal de PWM do controlador ESP-01 é processado por duas portas inversoras na configuração *schmitt trigger*, provenientes do CI7414 para gerar sinais inversos com um pequeno atraso entre eles. Além disso, essas inversoras elevam a tensão de 3.3 VCC para 5 VCC, necessário para o IR2110. Os resistores R18 e R19 são utilizados para reduzir ruídos no acionamento dos *MOSFETs*, enquanto o capacitor C16 é empregado para diminuir as oscilações na entrada do *BUCK* e, conseqüentemente, na saída. Uma visão final do circuito pode ser apreciada através da figura 32.

Figura 31 – (A) Diagrama padrão fornecido pelo fabricante do CI IR2110, utilizado como *gate driver*. (B) Circuito do *BUCK* de potência implementado no *hardware* do ARFACTA, composto pelos *MOSFETs* IRPF250, que são controlados através do sinal de PWM fornecido pelo microcontrolador ao ESP-01 e enviado ao *gate driver* IR2110.



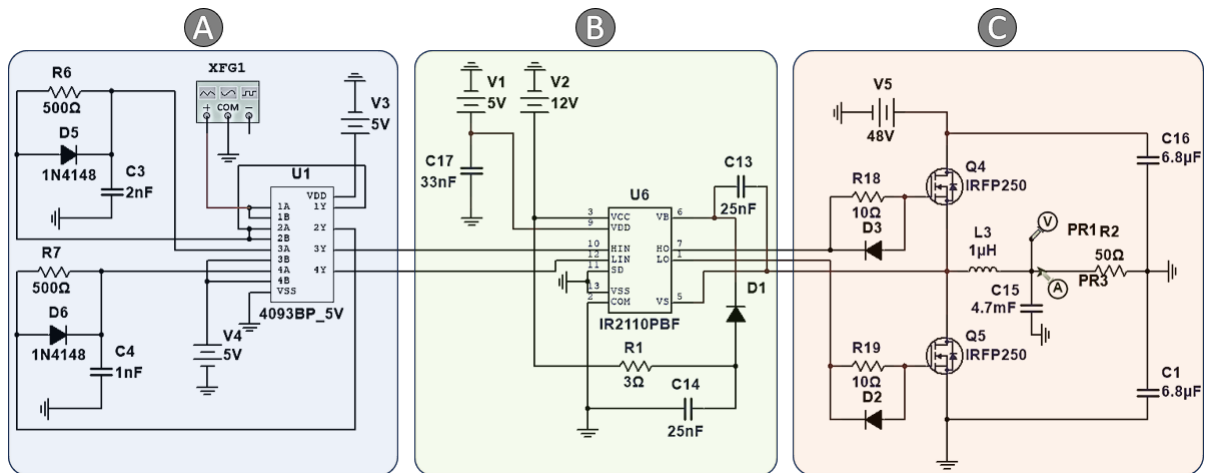
Fonte: Adaptado de [13] e autoria própria

### 3.4.5 Circuito *Push-Pull*

Uma vez preestabelecido o mecanismo de fornecimento de tensão através do circuito *BUCK* intermediário, é implementado o circuito inversor. Essa funcionalidade é alcançada através do oscilador LTC6903, um componente altamente versátil que pode ser controlado remotamente via comunicação serial utilizando o protocolo SPI, como mostrado na figura 33. Essa abordagem permite ajustes precisos e em tempo real da frequência de operação, oferecendo maior flexibilidade e adaptabilidade ao procedimento de ablação. Com essa solução é possível otimizar o procedimento de forma personalizada e eficiente, conforme as necessidades específicas de cada paciente.

O controle de frequência pode ser definido manualmente através da IHM. Uma vez estabelecido o valor desejado, o controlador ATMEGA328P processa essa informação e envia para o CI LTC6903, que possui saída de onda quadrada de 1 kHz a 68 MHz [4], finalizando a tarefa. O microcontrolador é fixo na placa e dessa maneira faz-se necessário uma via de comunicação e atualizações diretamente na placa. Para os testes do ARFACTA, utilizamos a plataforma nativa do Arduino para gravação e atualização do *firmware*. Contudo,

Figura 32 – Para o teste do circuito *BUCK* de potência (48 VCC), utilizou-se o arranjo do circuito simulador de PWM (A) juntamente com uma porta inversora do tipo *Schmitt-Trigger* através do CI4903, que envia o sinal para o *gate driver* IR2110 (B), o qual é responsável por controlar a tensão de saída no circuito de chaveamento dos *MOSFETs* Q4 e Q5 (C). Na saída é mostrado o sistema é adicionado um circuito *butterworth* para suavizar distorções.



Fonte: Autoria própria

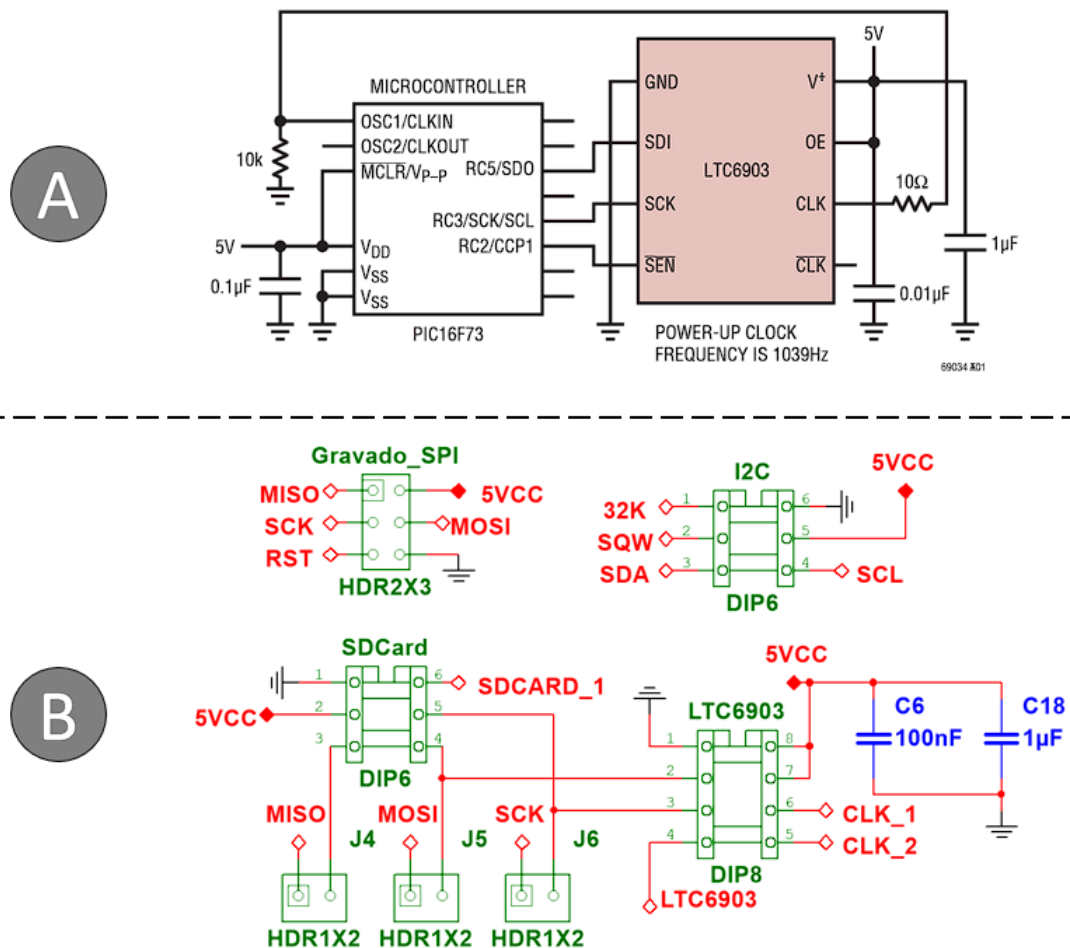
disponibilizamos, também, os terminais em formato de *jumper* para as conexões MOSI (Saída mestre Entrada escrava), MISO (Entrada mestre Saída escrava) e SCK (*Clock Serial*), possibilitando a conexão do gravador SPI [71]

Para armazenar informações de data e hora, foi utilizado o módulo RTC (Relógio em Tempo Real). Ele é conectado ao microcontrolador ATMEGA328P através de um conector específico, por meio do protocolo I<sup>2</sup>C, utilizando as conexões de *Serial Data* (SDA) e *Clock Serial* (SCL) [87]. Ele desempenha a função de fornecer informações de tempo ao microcontrolador, utilizadas para calcular a duração da ablação.

O sinal gerado pelo LTC6903 desempenha um papel fundamental no processo de disparo dos *MOSFETs*, que por sua vez possibilitam que a tensão alternada passe pelo transformador de potência, resultando na geração de uma onda senoidal controlada em termos de frequência e tensão na saída do transformador. Para isso, o LTC6903 gera dois sinais de 5 VCC, sendo CLK1 e CLK2, onde CLK2 é uma versão invertida de CLK1. Esses sinais são aplicados a um conjunto de *MOSFETs* através de um novo *gate driver* IR2110, agora configurado apenas com dois capacitores de filtro, como visto na figura 33.

Os *MOSFETs* utilizados nessa etapa do projeto são do modelo IRF250, o qual foi referenciado por Santos *et al.* (2022) [71], o qual tem corpo de silício de três terminais com capacidade de condução de corrente de 30 A, velocidade de chaveamento rápida, tensão de 200 V tanto em VDSS (Tensão entre dreno e fonte) quanto em VDGR (Tensão entre dreno e porta) [36]. Um circuito *snubber* foi acoplado a cada um dos *MOSFETs* para proteção contra *spikes* característicos desse tipo de circuito. O sistema do *gate driver* acoplado ao circuito

Figura 33 – Aplicação do circuito oscilador ao ARFACTA. (A) Diagrama esquemático padrão indicado pelo fabricante para aplicação do CI LTC6903, conectado a um microcontrolador genérico. (B) Conexão do circuito oscilador aos componentes da placa ARFACTA. Nesta parte do circuito encontra-se também um conector par implementação de cartão externo e o conector utilizado para comunicação serial com o microcontrolador através do gravador SPI.



Fonte: Adaptado de [4]

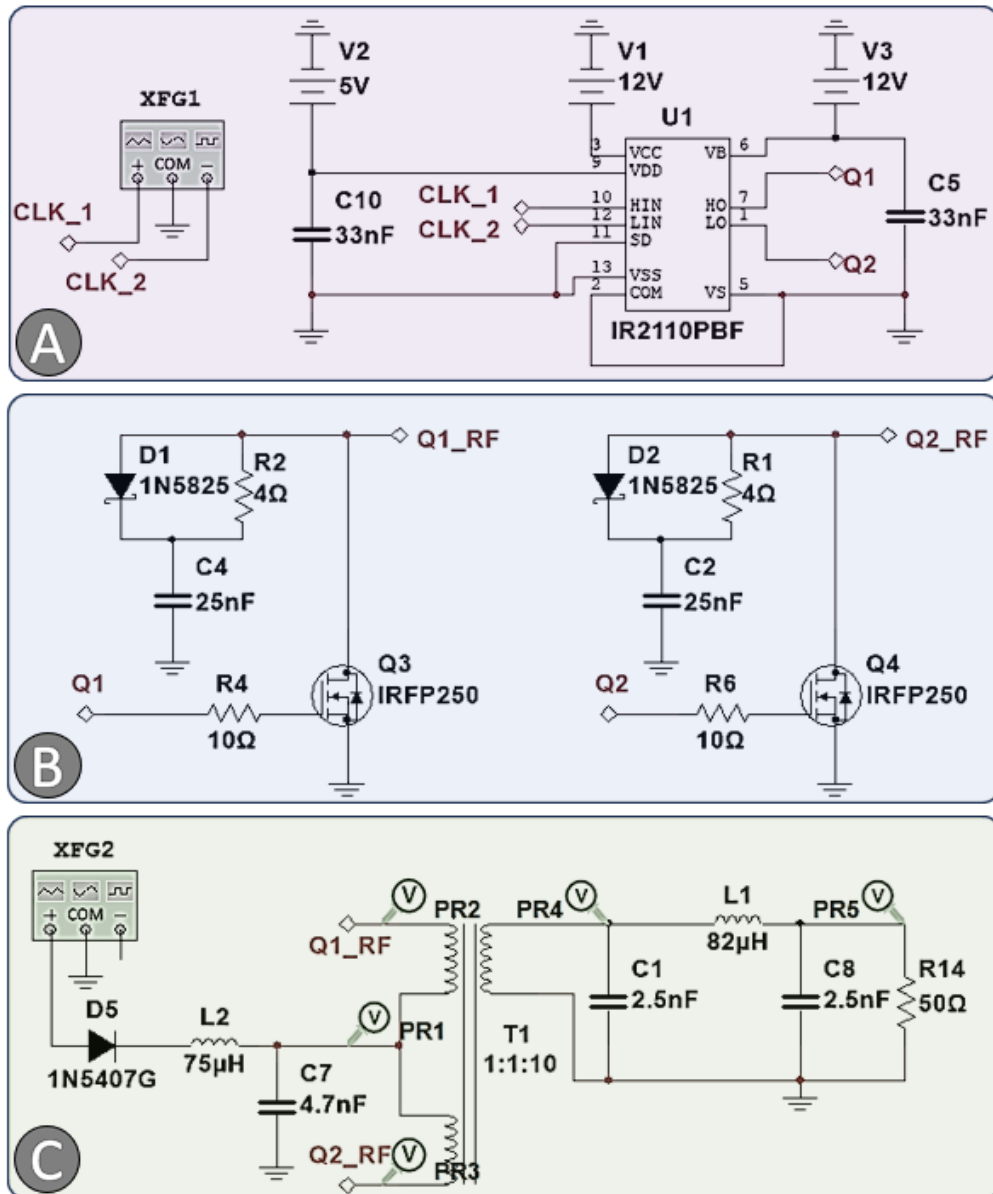
inversor *Push-Pull* é demonstrado na figura 34.

O sinal de entrada proveniente do *BUCK* recebe um tratamento prévio antes de ser aplicado ao *tap* central do primário do transformador T1 através de um filtro LC, composto pelo capacitor C7 e pelo indutor L2. Além disso, um diodo de alta capacidade de corrente foi inserido em série com a entrada do transformador com o intuito de proteger o circuito *BUCK*. O diodo utilizado foi o 1N5497 [84], capaz de suportar até 560 VRMS e corrente máxima de 3 A. O circuito final do inversor é demonstrado através do fluxograma da figura 35.

No secundário do transformador T1, é utilizado um filtro *butterworth*, conforme figura 34C para suavizar a forma de onda, transformando-a de uma onda quadrada em uma forma mais próxima de uma onda senoidal. Esse filtro é projetado para atenuar as componentes de frequências mais altas que a fundamental de 400kHz, como sugerido por



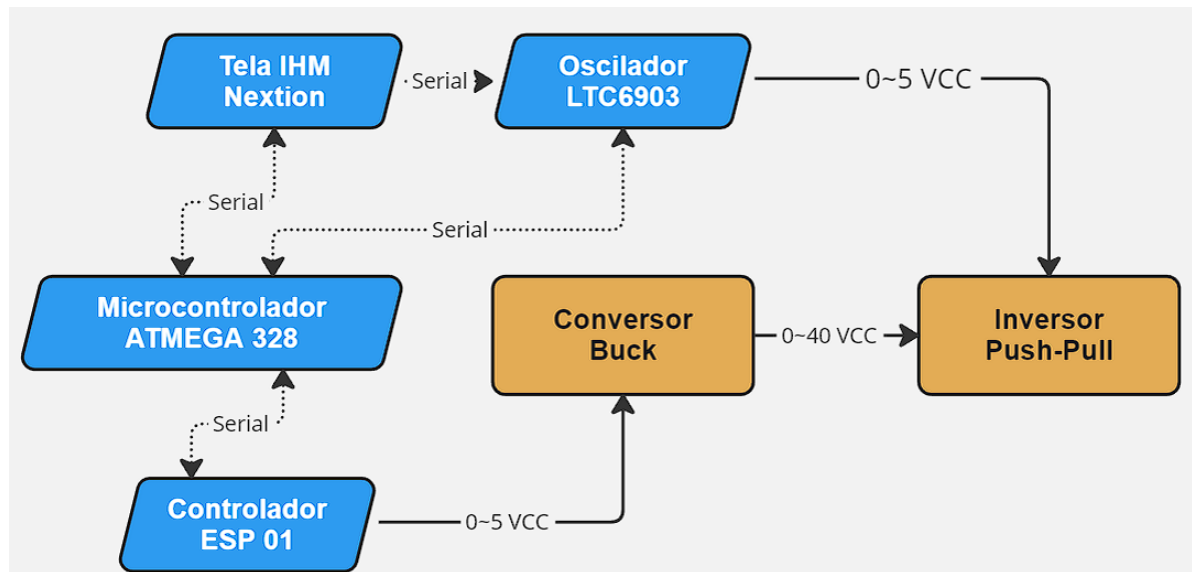
Figura 34 – O circuito (A) recebe os sinais de *clock* (CLK-1 e CLK-2), proveniente do gerador de função que simula o ATMEGA 328p. Este sinal é aplicado ao *gate driver* IR2110 responsável por controlar os *MOSFETs* Q1 e Q2 que estão conectados aos *MOSFETs* Q3 e Q4 em (B). Em (C) o chaveamento dos *MOSFETs* é responsável pela geração do sinal alternado no secundário do transformador de RF T1, através da aplicação do sinal proveniente do *BUCK* de potência ao *tap* central.



Fonte: Autoria própria

GC Cavalcante *et al.* (2018) [11] e Santos *et al.* (2022) [71] em ablares anteriores. No modelo atual, o filtro foi adaptado para uma frequência de 500 kHz. As características do transformador de RF foram mantidas, segundo projetos anteriores, possuindo relação de transformação de 1:10 para amplificar o sinal no secundário.

Figura 35 – Fluxograma de operação do circuito inversor *Push-Pull*, integrando os circuitos lógicos, as características de sinal utilizado e a cadeia de processamento de informações entre os componentes.



Fonte: Autoria própria

### 3.5 Circuitos de medição

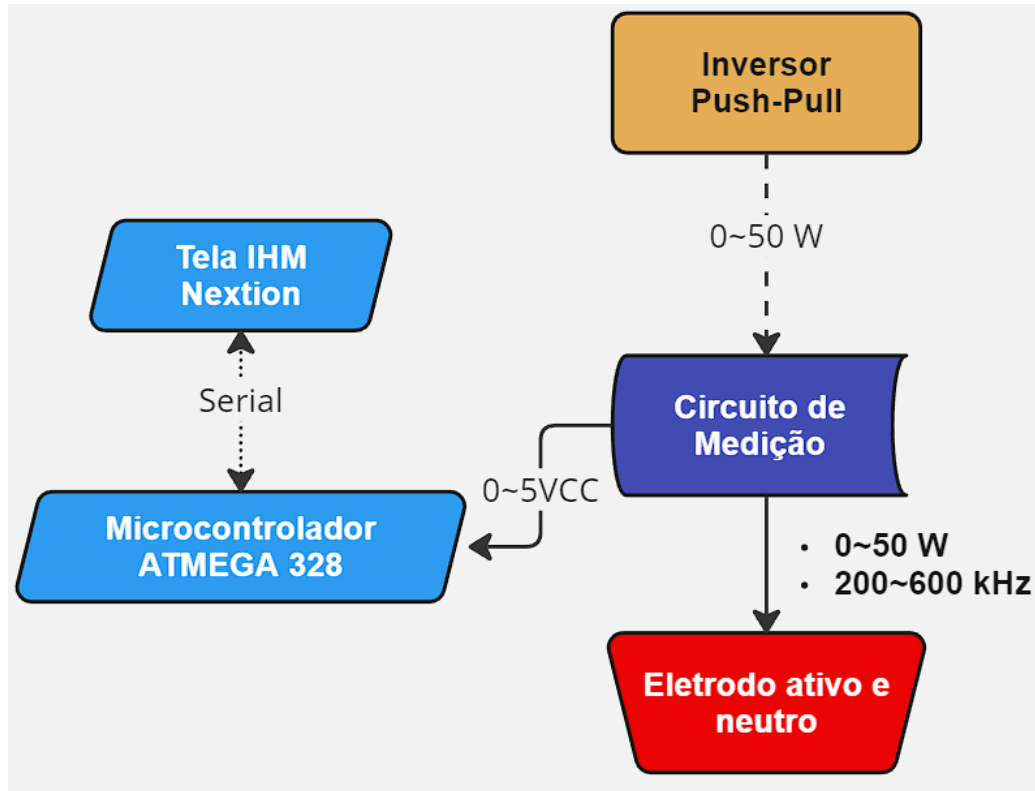
O sinal gerado pelo circuito inversor é disponibilizado para medição em um circuito intermediário, via um par de transformadores e ponto de conexão do eletrodo. Essas medições são convertidas em valores analógicos de tensão, que variam de 0 a 5 VCC, e são enviadas ao microcontrolador e IHM. O diagrama da figura 36 demonstra a sequência final de operação do circuito ARFACTA.

Para a construção dos circuitos de medição são utilizados dois transformadores rebaixadores no arranjo visto na figura 37. Cada um desses transformadores é conectado a um circuito de medição específico, sendo um para medição de tensão e outro para medição de corrente. No modelo anterior, o transformador de medida de tensão foi projetado com uma relação de transformação de 10:1 [71]. Isso significa que a tensão de entrada será reduzida em um décimo na saída do transformador. Esta relação de transformação também foi aplicada ao transformador de corrente. Para o projeto ARFACTA, esse padrão foi mantido

Após os transformadores, dois circuitos integrados foram utilizados, sendo eles o LT1914 e o LM358, vistos na figura 38. O CI LT1014, é um amplificador operacional de precisão amplamente utilizado na indústria. Ele possui características como baixo coeficiente de temperatura de tensão de *offset*, alto ganho, baixa corrente de alimentação e baixo nível de ruído. Pode ser alimentado por fontes de  $\pm 15$  V ou 5 V [16].

A série LM358 é composta por dois amplificadores operacionais independentes de alto ganho, projetados para operar com uma única fonte de alimentação em uma ampla

Figura 36 – O circuito de medição é responsável por receber o sinal proveniente do conjunto inversor/eletrodo de ablação e disponibilizá-los ao microcontrolador durante o procedimento de ablação. O microcontrolador por estão fornece os dados à IHM que exibe os dados em tempo real.

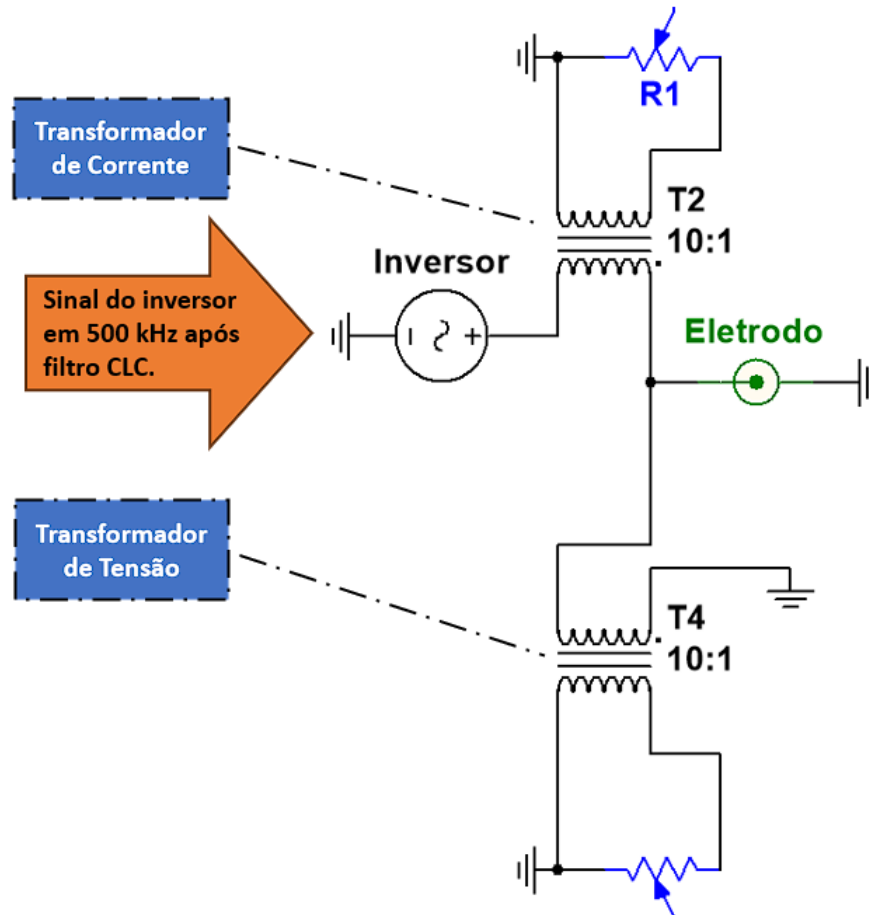


Fonte: Autoria própria

faixa de tensões. Esses amplificadores podem ser utilizados em várias aplicações, como amplificação de sinais de transdutores e circuitos amplificadores operacionais convencionais. Eles podem operar diretamente a partir de uma fonte de alimentação de +5 VCC, com baixo consumo de corrente, eliminando a necessidade de uma fonte de alimentação adicional de  $\pm 15$  V [35]. Sua configuração aplicada ao circuito o caracteriza como dispositivo *buffer* para a saída do conector SMA. A aplicação do sistema completo de medição pode ser observado na figura 39.

Outro potenciômetro é acoplado à saída do transformador T2, para regular a tensão que será aplicada ao LM358, o qual serve de *buffer* para entregar o sinal proporcional ao circuito da placa AD 8302, responsável pela medição de impedância complexa. Para medição de tensão, o circuito é similar, contendo os mesmos componentes, entretanto conectado em paralelo com o transformador. O módulo conversor AD8302 determina a variação entre a amplitude e a fase de sinais medidos. Os dados são enviados ao microcontrolador pelos terminais Vmag e Vphs, com tensões de saída de 30 mV a 1.8 V.

Figura 37 – Os sinais elétricos advindos do filtro pós inversor, já em 500 kHz, são aplicados aos transformadores de corrente (T2) e tensão (T4), que possuem uma relação de transformação de 10:1. O eletrodo é acoplado em série com o transformador de corrente e em paralelo ao transformador de tensão. O sinal proveniente dos secundários desses transformadores será tratado para medições posteriores.



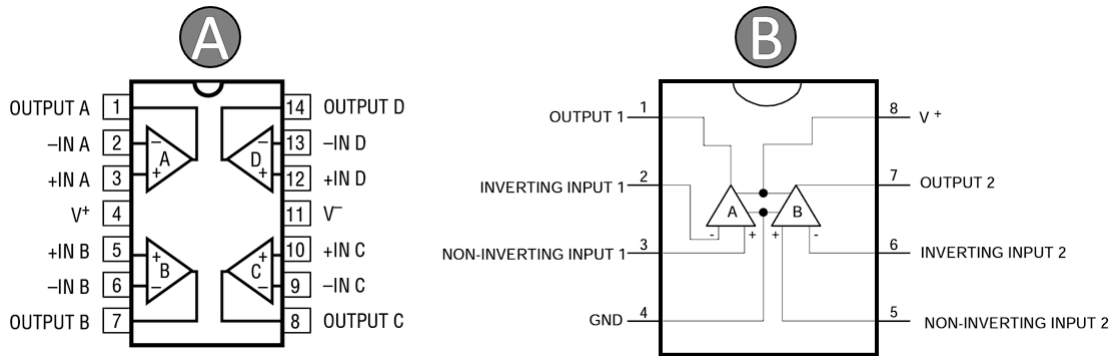
Fonte: Autoria própria

### 3.6 Bancada de testes

Para validação do circuito proposto, uma bancada de testes foi montada seguindo a norma ABNT NBR IEC 60601-2-2 (2022) [56]. As amostras de tecido hepático bovino *ex vivo* foram utilizadas como cargas para aquisição dos dados experimentais. O arranjo proposto pode ser visualizado na figura 40.

O protótipo do circuito foi montado, como pode ser visto na figura 41 em um chassi experimental do projeto SOFIA<sup>®</sup>, comportando assim cada módulo desenvolvido separadamente durante o processo de pesquisa. A fonte simétrica de bancada foi utilizada para testes iniciais devido à sua capacidade de fornecimento de potência completamente controlável, aumentando a confiabilidade dos testes. Ao final deste trabalho uma nova proposta para placa desse circuito foi desenvolvida.

Figura 38 – (A) O circuito integrado LT1014 é disponibilizado em encapsulamento que permite sua utilização nos dois momentos necessários dentro do circuito, tanto na medição de corrente quanto na medição de tensão, fazendo uso de apenas um componente. Em ambas as medições, o LT1014 está conectado a um sinal retificado em meia onda mediante um filtro RC, pós transformador acoplado a uma estrutura de ganho. (B) LM358 trabalha apenas como *buffer* para o sinal de saída que será aplicado ao circuito posterior.



Fonte: Adaptado de [16] e [35]

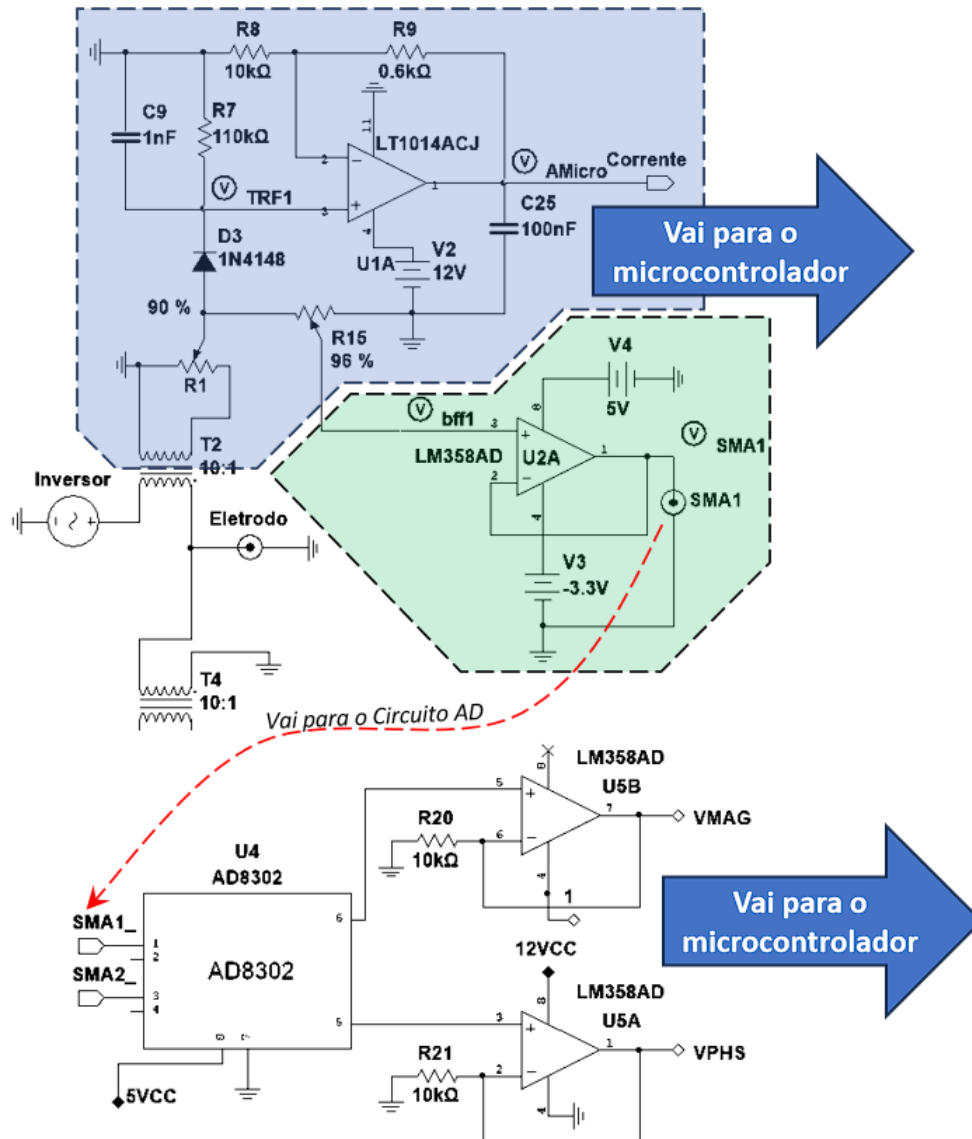
A aplicação da energia de radiofrequência ocorre por meio de diferentes tipos de eletrodos, como os formatos guarda-chuvas, agulha, dentre outros. Esses eletrodos possuem características distintas que impactam o volume de dano térmico no tecido. Os guarda-chuvas, por exemplo, ampliam a área de contato, reduzindo a impedância e permitindo uma transferência de energia mais eficiente. Além disso, sua aplicação minimiza o risco de carbonização do tecido. É importante mencionar que a zona de ablação se desenvolve a partir do centro em direção às pontas dos eletrodos [3].

O eletrodo utilizado neste estudo é o modelo *LeVeen SuperSlim Needle 2.0*, visto na figura 42, fabricado pela Boston Scientific, e classificado como tipo guarda-chuvas. Diferentemente de alguns modelos, esse eletrodo não possui termômetros embutidos em suas hastes. Para monitorar a temperatura durante os testes, utilizou-se o Multímetro Capacímetro Indutímetro Ncv Hm-2082 Hikari. Sua estrutura é caracterizada por hastes curvadas quando expandidas, lembrando a forma de um guarda-chuva. Através dessa configuração, o eletrodo consegue ampliar a área de contato com o tecido adjacente, permitindo uma melhor transferência de energia para a ablação.

### 3.7 Experimento *ex vivo*

Uma peça de fígado bovino proveniente de animal saudável recém-abatido, com peso aproximado de 5kg, adquirido em um supermercado local foi utilizada para o experimento. Este material foi conservado em um refrigerador a uma temperatura de  $-15^{\circ}\text{C}$ , para conservar sua integridade e características físicas. No momento do experimento de ablação, a peça foi retirada do refrigerador e submetida a um banho-maria com temperatura aproximada

Figura 39 – A relação de transformação utilizada neste transformador é 1:10, que conta com um potenciômetro R1 na saída que para a regulação do nível de tensão, está conectado ao diodo D3, o qual juntamente com o capacitor C9, é responsável por retificar o sinal aplicado do LT1014. Este amplificador operacional está configurado para que o sinal de saída seja proporcional de 0 a 5 VCC, contando com um capacitor de filtro C25 em sua saída. Este sinal será enviado para o microcontrolador que por sua vez será disponibilizado na IHM.

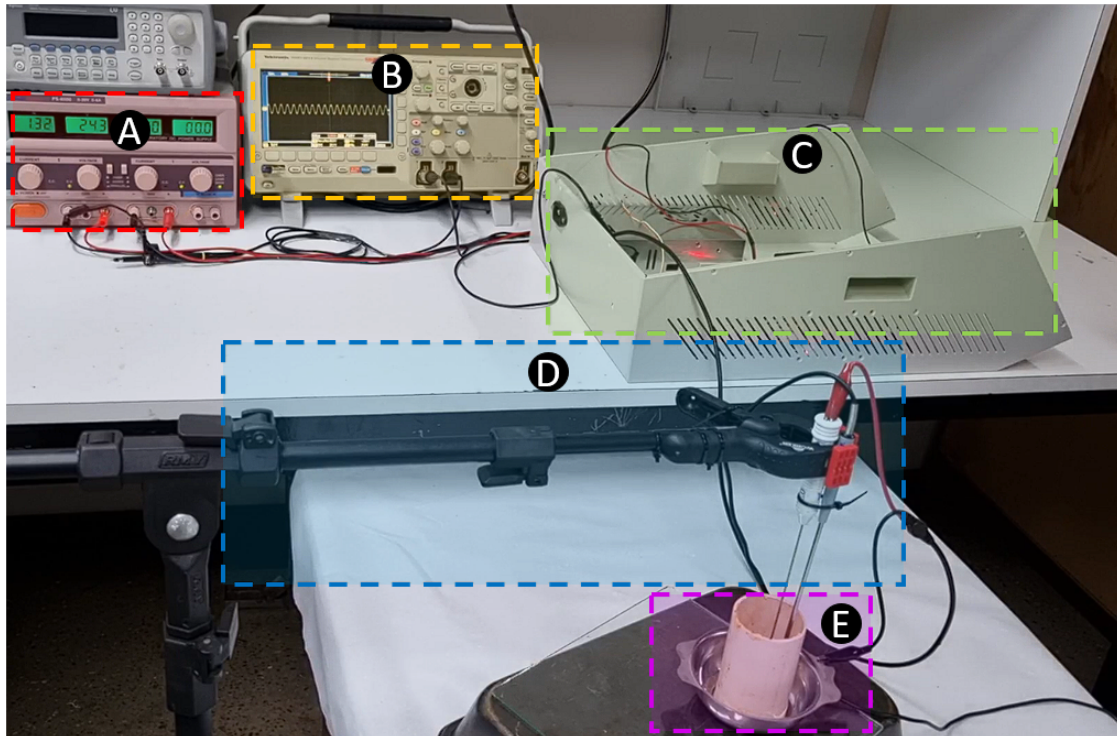


Fonte: Adaptado de [16] e [35]

de 37 °C, por aproximadamente 10 minutos, para reestabelecer suas características físicas convencionais como rigidez e temperatura interna.

Em seguida a peça foi particionada em dezoito pedaços com características de peso, tamanho e formato similares, conforme visto na figura 43. Das dezoito unidades selecionadas, oito foram utilizadas para testes iniciais, o que garantiu a estabilidade do ARFACTA, já que era a primeira vez em operação. Estas amostras de calibração foram devidamente ignoradas do levantamento de dados e devidamente descartadas. Cada amostra foi devidamente pesada

Figura 40 – Bancada utilizada na realização dos ensaios experimentais. (A) Fonte de alimentação CA-CC Simétrica *Icel*® PS-6000. (B) Osciloscópio digital *Tektronix*® MSO2022B utilizado para medição da frequência real. (C) Equipamento ARFACTA. (D) Suporte com ajuste de altura com garra para fixação em paralelo dos eletrodos de ablação modelo da *Boston Scientific*® modelo *LeVeen SuperSlim Needle 2.0* e termômetro modelo *Hikarie*® Hm-2082, posicionados perpendicularmente ao fundo do recipiente da amostra, permitindo penetração de 17 mm na amostra. (E) Recipiente composto por base em aço cirúrgico que atuou como eletrodo neutro e cano de Policloreto de Vinila (PVC) com 80 mm de altura e 50 mm de diâmetro.



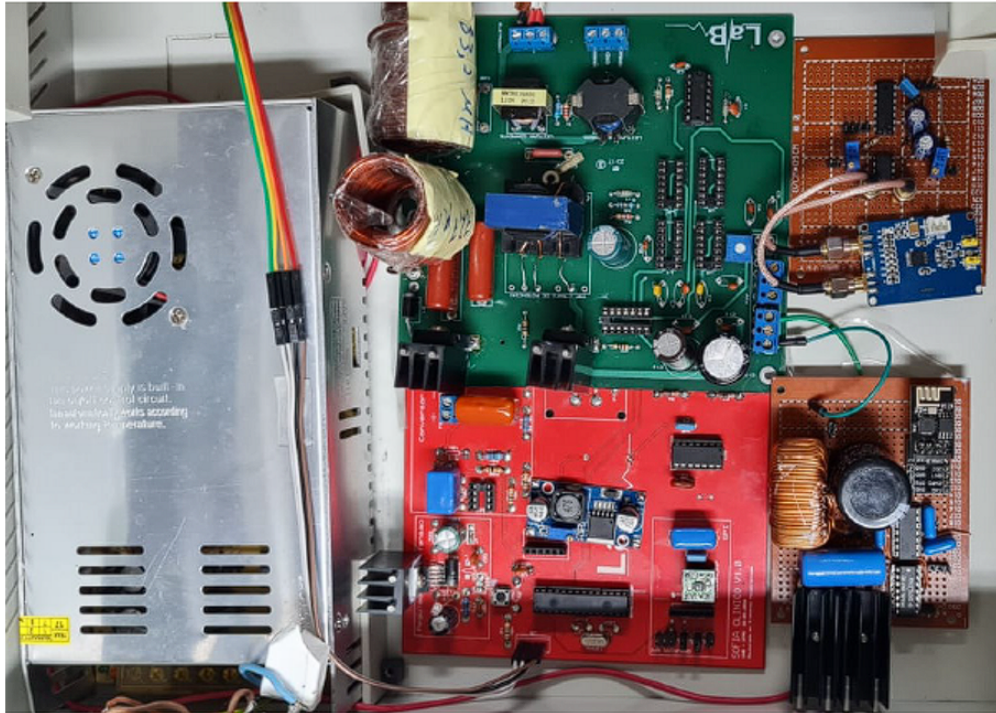
Fonte: Autoria própria

antes e após o procedimento de ablação, para definir a perda de massa na amostra, e a temperatura interna foi monitorada durante o processo.

Para cada uma das dez amostras restantes, utilizou-se um valor de potência, partindo de 5 W até 20 W com frequência fixa em aproximadamente 500 kHz. Este critério foi adotado com a finalidade de potencializar os resultados, uma vez que as amostras disponíveis possuíam volume reduzido, impedindo que o equipamento trabalhasse com potência máxima. Cada equipamento de ARF possui um protocolo específico de operação, permitindo configurar a potência de forma customizada para diferentes propostas experimentais. No entanto, a repetibilidade do experimento é crucial para validar e confirmar os resultados alcançados. Dado que este é um teste inicial de validação, os resultados obtidos serão considerados para análise.

O instante de *Roll off* foi monitorado através dos dados obtidos através do osciloscópio e fonte de bancada, a qual parava de fornecer potência assim que o fenômeno ocorria,

Figura 41 – Montagem experimental da placa do circuito ARFACTA, contemplando o arranjo de testes da placa principal, fonte de alimentação e chassi. A placa é controlada através da IHM que é acoplada ao projeto através do fechamento da tampa do chassi. Para os testes, a IHM foi utilizada em bancada, paralela à placa, permitindo assim o monitoramento de temperatura dos elementos envolvidos.



Fonte: Autoria própria

Figura 42 – O eletrodo de ARF utilizado possuía tamanho compatível com as amostras disponíveis. O modelo é p *LeVeen SuperSlim Needle 2.0*, produzido pela *Boston Scientific*<sup>®</sup> e é do tipo guarda-chuvas.



Fonte: Autoria própria

finalizando o experimento para aquela amostra. Ao fim de cada procedimento, a amostra era analisada, pesando-a, seccionando-a, e fotografando-a para medição da área ablacionada através do *software ImageJ*<sup>®</sup>. Ao fim do experimento, a amostra foi devidamente descartada.



Figura 43 – Padronização de amostras para teste *ex-vivo* de ablação com fígado bovino e o equipamento ARFACTA. .



Fonte: Autoria própria

### 3.8 Testes estatísticos

Os dados coletados no experimento foram armazenados através da comunicação serial entre o microcontrolador do ARFACTA e um computador local, mediante arquivos TXT. Posteriormente os dados foram extraídos e interpretados pelo *MATLAB* versão *student* v. 2017a (MATLAB, 2017). Para avaliação estatística foi utilizado o *software Jamovi* (Versão 2.3.28.0, 2023). Aplicamos o teste de *Shapiro-Wilk* para confirmar a normalidade dos dados. Na definição qualitativa do procedimento mais responsivos, foi utilizado o teste *TOPSIS* do inglês *Technique for Order of Preference by Similarity to Ideal Solution* proposto por Hwang *et al.* (1981) [32].

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

O desenvolvimento de um novo *hardware* para trabalhos em equipamentos clínicos requer pesquisa e análise de estado da arte para o histórico de resultados sejam utilizados como base para o novo projeto. Para o presente trabalho, utilizamos como parâmetro de comparação os resultados obtidos pelas versões dos ablares anteriores, sendo eles o equipamento SOFIA® e sua versão atualizada, intitulada SOFIA CLÍNICO®.

O projeto ARFACTA conta com a premissa do desenvolvimento de um novo *hardware* capaz de fornecer as condições elétricas suficientes para que os procedimentos de ARF, em diferentes tipos de tecido, sejam executados de maneira adequada, agregando os resultados positivos dos dispositivos anteriores e disponibilizando novas melhorias, como possível capacidade de leitura de impedância complexa, conectividade, bem como uma nova proposta para a sua versão final.

### 4.1 Seleção da fonte de alimentação

Atendendo à demanda de potência sugerida, recomenda-se a fonte de modelo RSP-500-48 *Meanwell*® ou similar, apresentado na figura 44, conforme o quadro 5, possuindo certificação médica. Essa fonte será capaz de atender a demanda de potência necessária à placa, uma vez que nos valores de testes de tensão, os valores obtidos em bancada não excediam 50 VCC e os valores de correntes não ultrapassaram os 5 A, o que enquadra a fonte escolhida com segurança e potência disponível para futuros aprimoramentos. Além dos valores de tensão e correntes adequados fornecidos pela fonte escolhida, este modelo conta com certificações IEC62368-1.

### 4.2 Circuitos de reguladores abaixadores

Após a escolha da fonte de entrada de 48 VCC, o próximo circuito a ser implementado no *hardware* foram os conversores abaixadores, capazes de fornecer 12 VCC e 5 VCC em suas respectivas saídas. Nos testes realizados com o *WEBENCH*® *POWER DESIGNER* definimos os componentes que foram aplicados ao LM 2576, caracterizando o abaixador de 12 VCC. A corrente disponibilizada é de 3 A. A figura 45 apresenta a curva de resposta da simulação para o circuito proposto e montado na placa.

Importante salientar que o circuito admite pequenas flutuações que, provenientes do princípio de funcionamento do circuito, no nível de oscilação atingido, não oferece risco ao funcionamento dos demais componentes os quais dependem deles.

Figura 44 – A fonte de energia recomendada para o projeto, a RSP-500-48, é um dispositivo de alimentação de 504 W potência capaz de fornecer uma tensão de saída de 48 VCC. Ela é amplamente utilizada em aplicações industriais e comerciais e médicas, que requerem uma fonte robusta de alta confiabilidade.

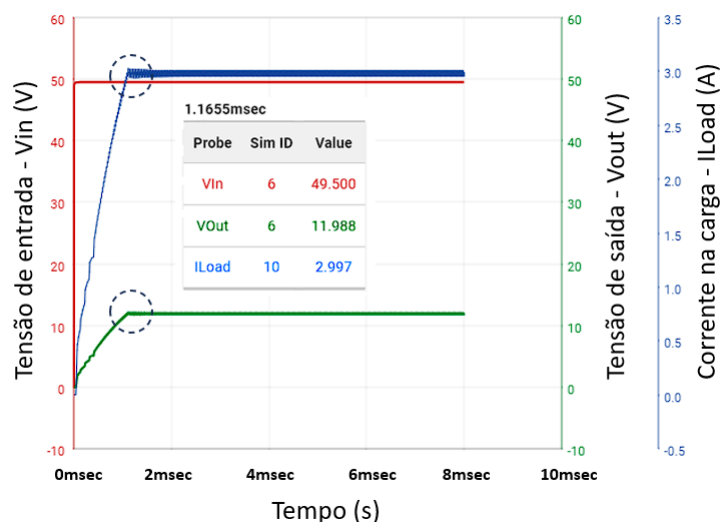


Fonte: Autoria própria

Para o projeto, adquirimos o circuito em módulo pré-fabricado separadamente, ajustado para a demanda do ARFACTA através de *trimpots*, conforme a figura 46.

Para o dimensionamento do circuito responsável por fornecer 5 VCC de saída, utilizamos o mesmo procedimento utilizado para o LM2576, selecionando os valores desejáveis

Figura 45 – O gráfico apresenta regime permanente do sinal de saída simulado do LM2576 no tempo igual à 1,165 ms, através dos componentes sugeridos, demonstrando que o circuito será capaz de fornecer 11,988 VCC ao ser alimentado com os 49,5 VCC de entrada, além de garantir entrega de 3 A na saída.



Fonte: Autoria própria

	<b>Modelo</b>	<b>RSP-500-48</b>
<b>Saída</b>	Tensão CC	48 VCC
	Corrente nominal	10,5 A
	Faixa de corrente	0 a 10,5 A
	Potência nominal	504 W
	<i>Ripple</i> e ruído (máx.)	150 mVp-p
	Ajuste de tensão	41 a 56 VCC
	Tolerância de tensão	$\pm 1,0\%$
	Regulação de linha	$\pm 0,2\%$
	Regulação de carga	$\pm 0,5\%$
	Tempo de subida	1500 ms a 80 ms / 230 VCA 3000 ms a 80 ms / 115 VCA A plena carga
	Tempo de espera (típico)	18 ms / 230 VCA 14 ms / 115 VCA A plena carga
<b>Entrada</b>	Faixa de tensão	85 a 264 VCA
	Faixa de frequência	47 a 63 Hz
	Fator de potência (típico)	PF > 0,95 / 230 VCA PF > 0,98 / 115 VCA A plena carga
	Eficiência (típico)	90,5%
	Corrente CA (típico)	4,2 A / 115 VCA 2,1 A / 230 VCA
	Corrente de inrush (tip.)	20 A / 115 VCA 40 A / 230 VCA
	Corrente de fuga	< 2 mA / 240 VCA
	Sobrecarga	105 a 130% da potência nominal de saída

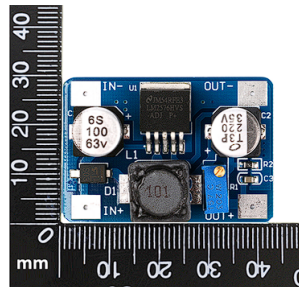
Tabela 5 – Especificação técnica da fonte Meanwell RSP-500-48, com as principais informações de que caracterizam a escolha da fonte para o projeto, sendo as principais delas a tensão de saída em 48 VCC, corrente de 10.5 A, o que resulta em 504 W de potência.

de entrada e saída, para que o simulador fosse capaz de determinar os componentes intermediários. O CI selecionado para esse regulador abaixador de 5 VCC foi o LM2596. O critério de seleção onde a tensão de entrada deve estar entre 8 VCC e 60 VCC, bem como a corrente máxima não pode ultrapassar à 3 A, do qual consideramos no máximo 2,5 A, conforme mostrado na figura 47. As flutuações de tensão encontradas na saída de ambos os reguladores estão dentro dos padrões estabelecidos pelos fabricantes conforme a figura 48.

### 4.3 Circuito de *BUCK* de potência

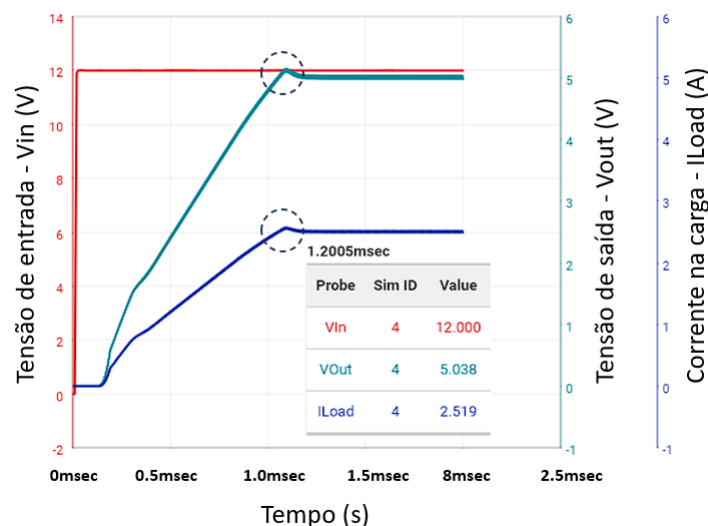
Em resposta ao arranjo proposto para o circuito *BUCK* de potência, a simulação apresentou resultados significativos no que condiz com a proposta. É possível observar na figura

Figura 46 – Dimensões do circuito *BUCK step down* modular comercializado, capaz de ser agregado a circuitos diversos. Seu controle de tensão de saída pode ser ajustado pelo resistor variável R1. Para os testes do projeto fizemos o ajuste em 12 VCC.



Fonte: Autoria própria

Figura 47 – O gráfico apresenta regime permanente do sinal de saída simulado do regulador abaixador ao utilizar o LM2596 no tempo igual a 1,2 ms, através dos componentes sugeridos, demonstrando que o circuito será capaz de fornecer 5,038 VCC ao ser alimentado com os 12 VCC na entrada, fornecidos pelo regulador de 12 VCC anterior.



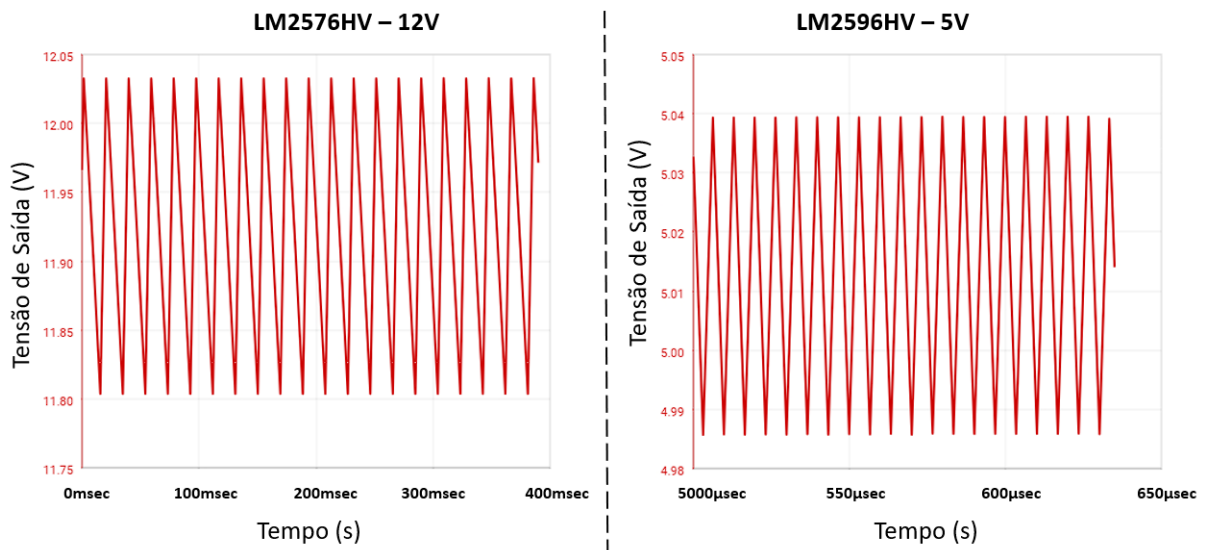
Fonte: Autoria própria

49 que a variação do PWM alterada no arranjo simulado, obtemos uma resposta proporcional de tensão e corrente na saída. Em que será aplicada ao transformador de radiofrequência. Entretanto, observamos que o nível de tensão tende a apresentar comportamento instável quando *duty cycle* encontra-se abaixo de 20% ou maior do que 80%.

Após garantir a operação do circuito *BUCK* de potência, simulamos sua atuação aplicado ao TAP central do transformador de RF. Para esta etapa, o circuito *BUCK* foi substituído por um arranjo equivalente com a proposta de simplificar o processo de simulação e diminuir as possibilidades de falhas nos testes, conforme figura 50.

O circuito apresentado, proposto para a simulação, demonstrou resposta adequada ao circuito *BUCK* de potência, o que satisfaz as condições para o teste com o transformador

Figura 48 – As oscilações de tensão presentes nas saídas dos circuitos abaixadores podem ser observados através da simulação. Tais sinais são naturais desta topologia de circuitos e está enquadrado dentro dos limites estabelecidos pelos fabricantes.



Fonte: Autoria própria

RF. O sinal gerado em sua saída é proporcional ao encontrado no circuito referido, conforme figura 51.

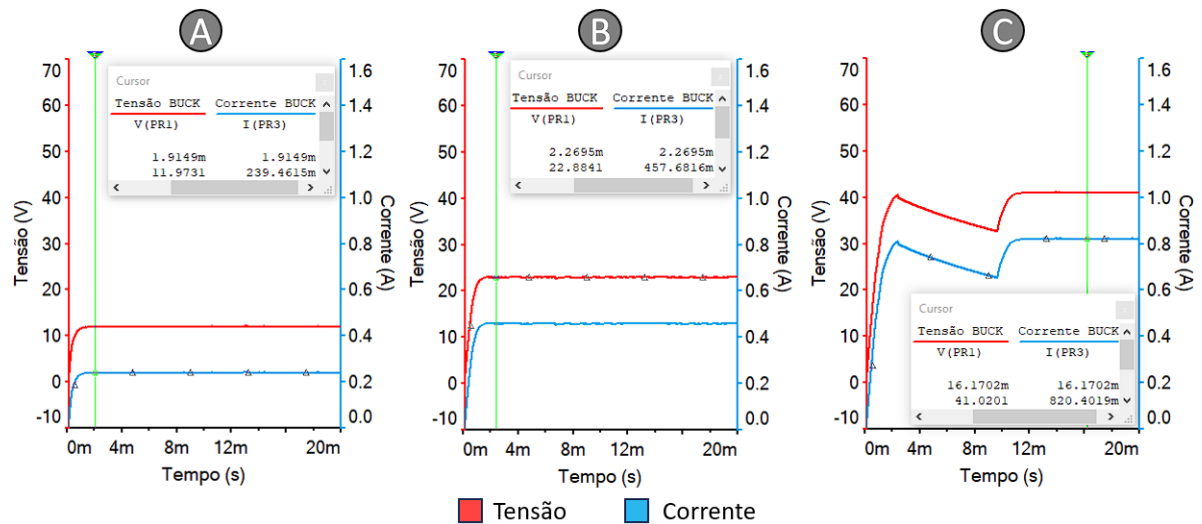
O próximo item a ser abordado foi a resposta do *drive gate* responsável pelo controle do inversor *Push-Pull*, que desempenha a função de chaveamento da tensão fornecida pelo *BUCK* de potência em 48 VCC, que será utilizada durante o procedimento de ARF. A resposta a esse arranjo pode ser observada na figura 52.

No teste de controle do inversor, o arranjo demonstrado na figura 34 apresenta, nas extremidades de cada *MOSFET*, a saída do sinal que será enviado para cada uma das extremidades do transformador de radiofrequência T1. Este sinal é responsável por polarizar o primário do transformador, induzindo-o a uma comutação alternada graças aos pulsos enviados pelo *gate driver* IR2110. Este procedimento é responsável por transformar a corrente contínua proveniente no *BUCK* de potência em corrente alternada, que será aplicada ao eletrodo de ablação e aos circuitos de medição posteriores ao inversor.

O chaveamento dos *MOSFETs* resulta em dois canais de dreno, q1\_rf e q2\_rf, disponibilizando um referencial GND para as extremidades do TAP do transformador de RF. O transformador acoplado possui relação de 1: 10, o que faz com que a tensão de 48 VCC aplicada ao TAP central seja amplificada para aproximadamente 700 Vpp. Entretanto, em condições normais, o que é equivalente a aproximadamente 500 Vrms. Esse procedimento caracteriza e satisfaz a aplicação do inversor CC-CA. A resposta desse chaveamento é visualizada na figura 53

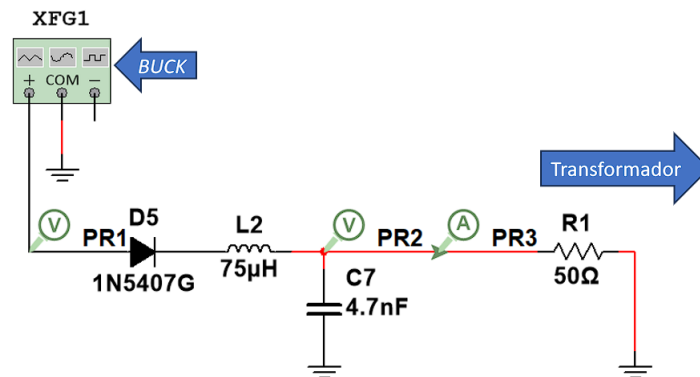
Na saída do secundário do transformador, onde será acoplado o terminal para o

Figura 49 – Sinais de resposta do circuito *BUCK* de potência em relação à variação do sinal PWM. O gráfico (A) representa o valor de tensão *VPR1* e corrente *IPR3* para um PWM com *duty cycle* em 30%, alcançando estabilidade em 1.87 ms, com saída em 12 VCC e 240,09 mA. Em (B), o PWM foi ajustado em 50%, com estabilidade em 2,26 ms, saída em 22,88 VCC e 457,68 mA. Em (C), 80%, notou-se uma perturbação a qual fez com que o circuito se estabilizasse em 16,17 ms com 41,02 VCC e 829,40 mA.



Fonte: Autoria própria

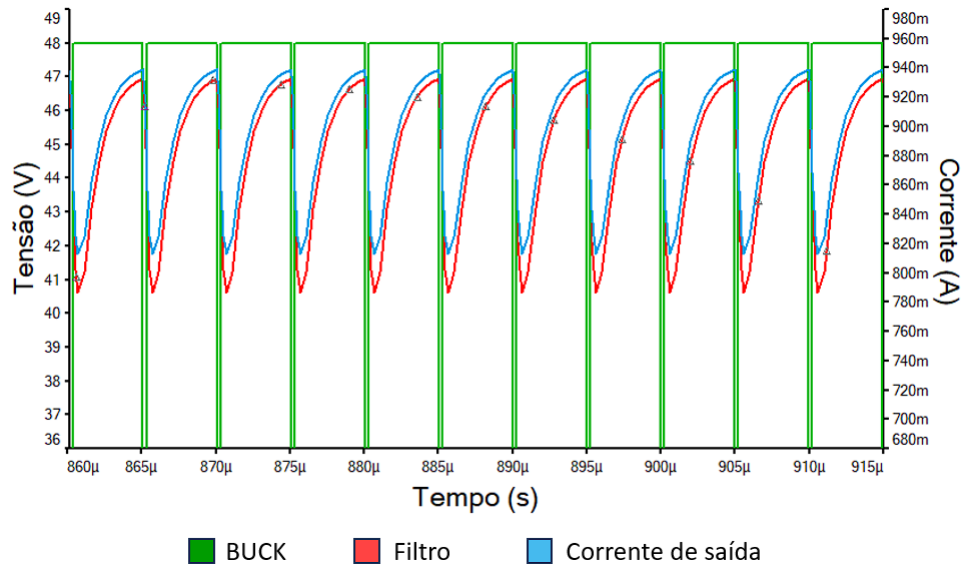
Figura 50 – Representação do circuito de entrada do transformador do inversor composto por um gerador de função XFG1, equivalente ao *BUCK* de potência conectado ao filtro *Butterworth* e aplicado a uma carga de 50 ohms. Os pontos de medição são representados por PR1, PR2 e PR3.



Fonte: Autoria própria

eletrodo de radiofrequência e circuitos de medição, foi acoplado um filtro CLC, sugerido por Cavalcante *et al.* (2018) [11] e aplicado por Santos *et al.* (2022) [71], capaz de suprimir as deformidades. A simulação do secundário do transformador T1 com o filtro aplicado é observado na figura 54.

Figura 51 – Representação do sinal simulado de saída transiente do circuito *BUCK* de potência, na figura 50, que será aplicado ao *tap* central do primário do transformador (T1) do inversor. O ponto de medição do sinal do *BUCK* é PR1, o filtro é PR2 e a corrente aplicada à carga em PR3.



Fonte: Autoria própria

## 4.4 Circuito de medição

O sistema de medição foi projetado de maneira a ser capaz de captar as variações de tensão corrente proveniente do procedimento de ablação. Para avaliar corretamente a capacidade de identificação e tratamento dos sinais, substituímos o sinal de entrada proveniente do transformador RF T1 por uma fonte genérica de corrente alternada com as mesmas características. Os resultados podem ser observados através das figuras 55 e 56.

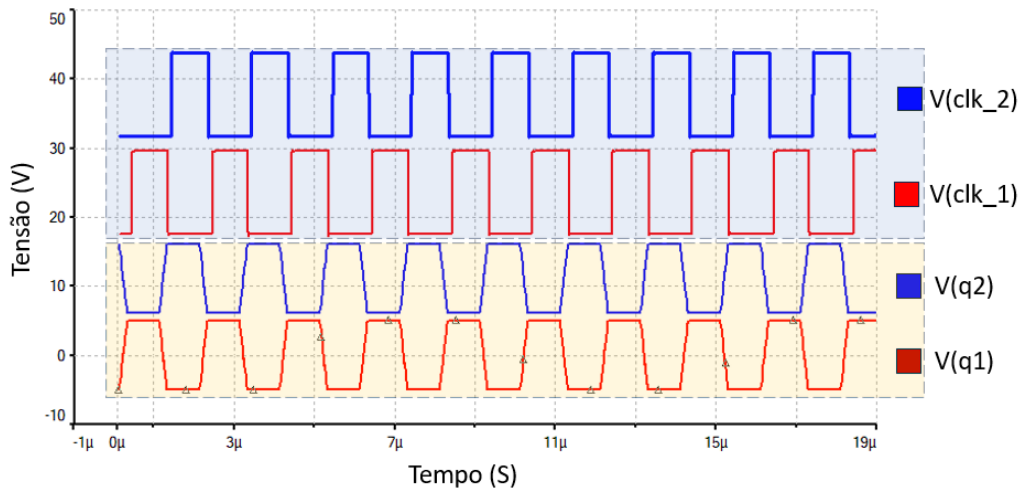
## 4.5 Experimento de ablação em fígado bovino *ex vivo*

Os resultados apresentados na tabela 7 foram obtidos mediante testes conduzidos em amostras de fígado bovino *ex vivo*. Devido à disponibilidade limitada de material e às restrições experimentais, as amostras foram reduzidas em tamanho em relação ao fígado convencional, exigindo uma adaptação na proporção da potência aplicada.

Nesse estágio, o equipamento foi submetido a um teste prático com a reprodução controlada do procedimento de ARF. Os resultados refletiram o desempenho do *hardware* projetado, evidenciando a estabilidade do equipamento, sua capacidade de realizar a ablação, a área ablacionada, o tempo de *Roll off* e a perda de massa da amostra após o procedimento. Esses dados desempenharam um papel essencial na avaliação da eficácia e confiabilidade do equipamento, bem como na realização de análises estatísticas subsequentes.

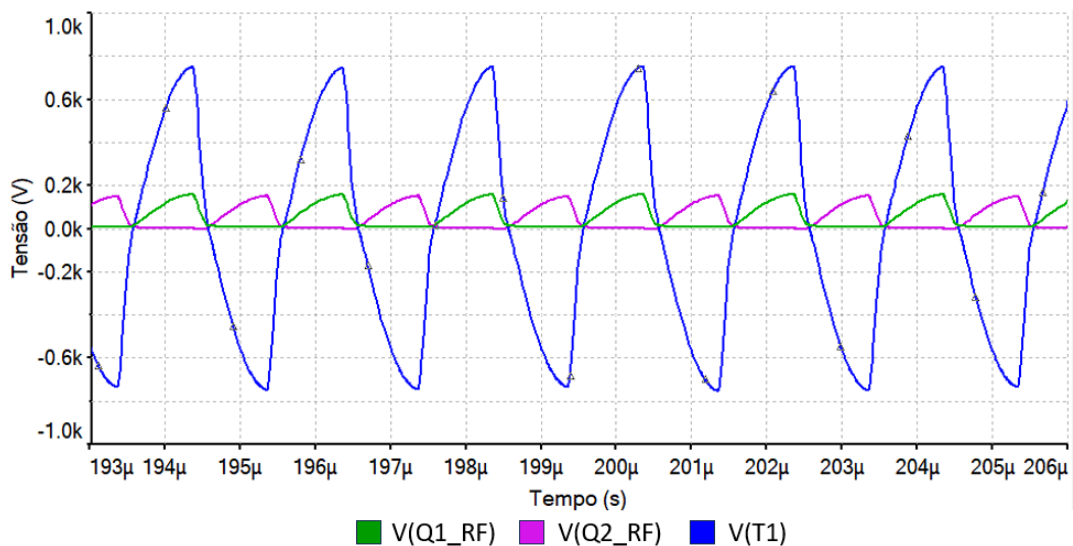


Figura 52 – Vistas dos sinais do *gate driver* IR2110 do inversor *Push-Pull*. Os sinais *clk\_1* e *clk\_2* são provenientes do sinal de *clock* gerados pelo microcontrolador, aqui representados por um gerador de funções. Os sinais *q1* e *q2* são os sinais de saída do *driver gate* IR2110 para o controle de chaveamento dos *MOSFETs* IRPF250. Os sinais estão com um *OFFSET* automático para separação e para demonstração gráfica.



Fonte: Autoria própria

Figura 53 – O chaveamento dos *MOSFETs* resulta na condução dos canais *Q1\_RF* e *Q2\_RF*, proporcionando um referencial de GND para o transformador de RF *T1*, onde a tensão do *BUCK* aplicada ao *TAP* central flui entre os terminais, como visto na variação do sinal *V(T1)*.

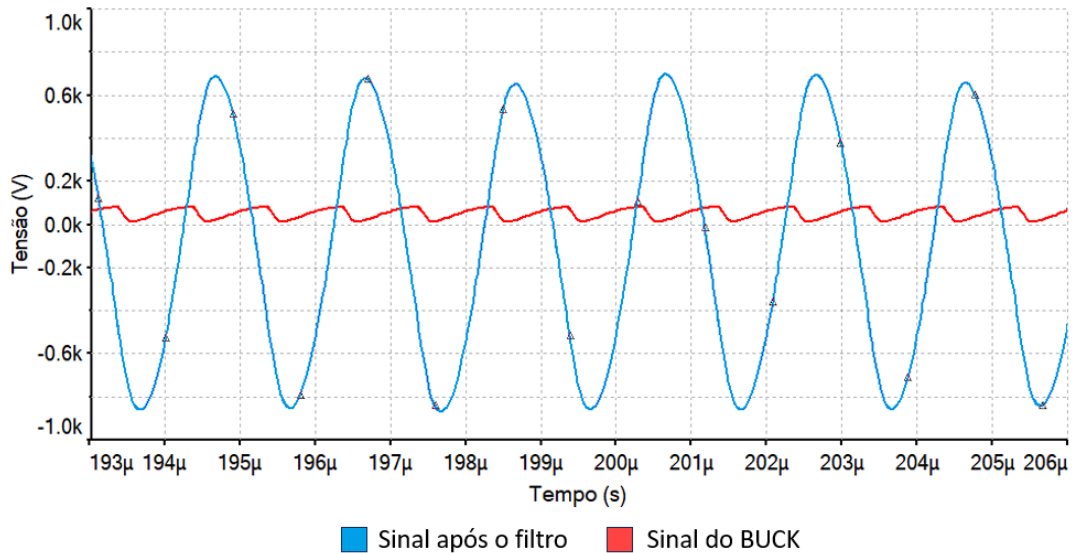


Fonte: Autoria própria

#### 4.5.1 Análise dos dados do experimento

Através da análise estatística dos dados foi possível concluir que as amostras apresentam resultados capazes de validar o experimento. O tecido apresentou resposta proporcional aos atingidos em estudos com versões anteriores, como tempo de procedimento, característica do tecido ablacionado, tempo de *Roll off*, perda de massa, dentre outros. Tais características

Figura 54 – Comparação entre o sinal de entrada de 48 VCC proveniente do *BUCK* e o sinal de saída do secundário do transformador T1, após o filtro *Butterworth*, evidenciando o princípio de funcionamento do inversor *Push-Pull*. O sinal agora está pronto para ser aplicado ao eletrodo de ablação. Importante observar que, mesmo oscilando em amplitude, o sinal do *BUCK* ainda é caracterizado como corrente contínua, pois não há inversão de fase.



Fonte: Autoria própria

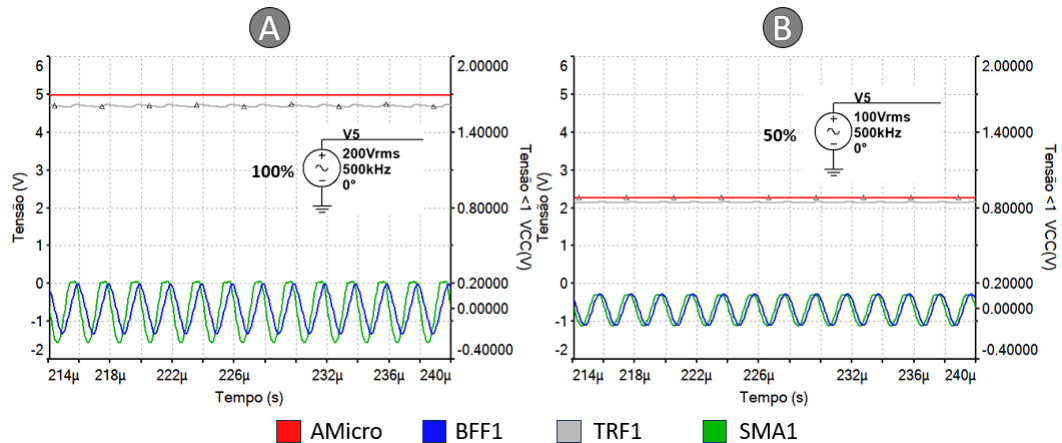
Ponderação	0,3	0,3	0,2	0,2
Amostra	Potência (W)	Área (mm <sup>2</sup> )	Massa perdida (g)	Tempo de procedimento (s)
1	22	473,91	8,59	67,6
2	11	264,29	3,18	362
3	6	842,96	6,23	1373,3
4	8	628,9	5,17	1118,1
5	10	551,15	1,68	358,5
6	7	596,8	2,64	997,1
7	5	444,8	2,54	1155,5
8	14	362,8	2,28	223,6
9	16	362,38	0,56	184,7
10	18	364,5	0,35	171,1

Tabela 6 – Resultados obtidos do procedimento de ablação de 10 amostras de tecido hepático bovino com potências distintas. A tabela apresenta informações em ordem de amostragem, contendo o número da amostra, potência aplicada, área ablacionada e massa perdida durante o procedimento.

evidenciam a eficiência do equipamento desenvolvido. Os dados coletados foram elencados e analisados, conforme a tabela 7.

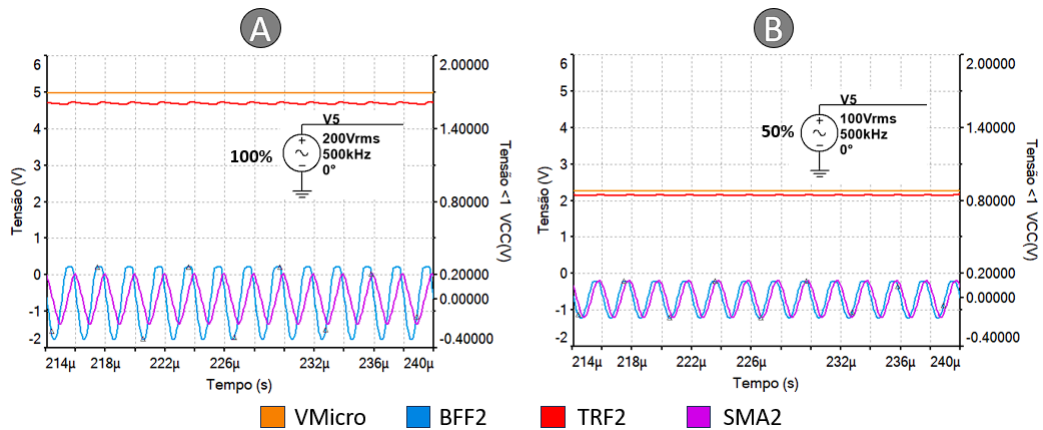
O valor de *W de Shapiro-Wilk* é um resultado do teste de normalidade de *Shapiro-Wilk*, que é utilizado para verificar se uma amostra de dados segue uma distribuição normal. O valor de *W* varia entre 0 e 1, sendo que quanto mais próximo de 1, mais provável é que a amostra siga uma distribuição normal. Geralmente, um valor de *W* abaixo de 0,90 pode sugerir uma não normalidade dos dados e apenas a variável tempo foi categorizada dessa maneira, com valor igual a 0,840. Essa mesma variável apresenta um *p*-valor menor do que o

Figura 55 – Teste para o circuito de medição de corrente em condições de 100% (A) e 50% (B) relativo ao sinal disponibilizado pelo transformador de RF. Os sinais de entrada TRF1 e saída Amicro apresentaram resposta satisfatória em 5 VCC. O sinal de do BFF1 apresentou aproximadamente 250 mV de amplitude, condizente com a demanda do U2A, o que resultara em um sinal semelhante de terminal SM1. Todos os valores encontrados estão dentro da proposta.



Fonte: Autoria própria

Figura 56 – Teste para o circuito de medição de tensão em condições de 100% (A) e 50% (B) relativo ao sinal disponibilizado pelo transformador de RF. Os sinais de entrada TRF1 e saída Vmicro apresentaram resposta satisfatória em 5 VCC. O sinal de do BFF3 apresentou aproximadamente 250 mV de amplitude, condizente com a demanda do U2B, o que resultara em um sinal semelhante de terminal SM2. Todos os valores encontrados estão dentro da proposta.



Fonte: Autoria própria

nível de significância de 0,05, indicando que podemos rejeitar a hipótese nula e concluir que a amostra não segue uma distribuição normal. Os outros não apresentam evidências para rejeitar a hipótese nula e podem ser considerados como provenientes de uma distribuição normal, como demonstrado nos gráficos da figura 57.

Estatística Descritiva					
	Potência (W)	Área (mm <sup>2</sup> )	Perda de massa (g)	Tempo de procedimento (s)	
N	10	10	10	10	10
Omisso	0	0	0	0	0
Média	11,7	489	3,32	601	
Erro-padrão da média	1,78	53,8	0,823	157	
Mediana	10,5	459	2,59	360	
Desvio-padrão	5,64	170	2,6	498	
Variância	31,8	28942	6,77	247689	
Amplitude	17	579	8,24	1306	
Mínimo	5	264	0,35	67,6	
Máximo	22	843	8,59	1373	
W de Shapiro-Wilk	0,941	0,937	0,912	0,84	
p Shapiro-Wilk	0,563	0,515	0,293	0,044	

Tabela 7 – Tabela contendo análise estatística realizada com os dados extraídos do experimento com o fígado *ex vivo*. Os valores aqui encontrados são utilizados na definição de validação do experimento. O teste de *Shapiro-Wilk* foi detalhado logo abaixo.

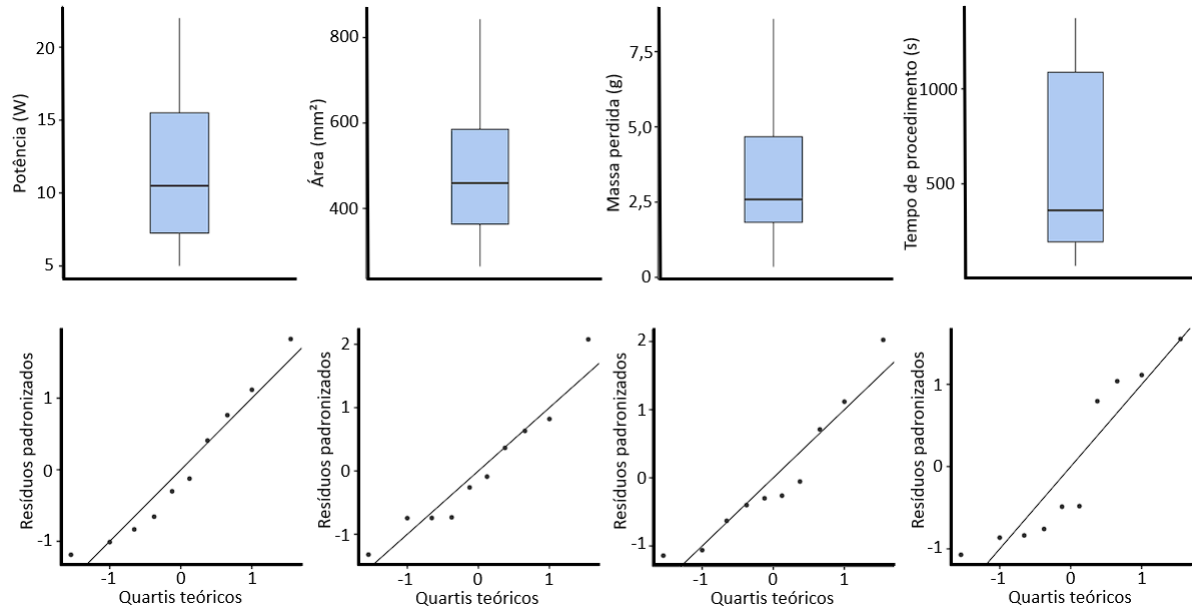
#### 4.5.2 Resultado da análise das amostras

A análise qualitativa das amostras do experimento de ARF foi definida através do resultado do teste estatístico utilizando o método *TOPSIS*. Após fim do procedimento, através do cálculo da medida de similaridade posterior e ordenação das alternativas, define-se que os valores próximos a 1 serão preferíveis a valores próximos a 0, os quais são considerados distantes do ideal. Analisando a tabela 8, concluímos que o procedimento que apresentou o resultado mais eficiente correspondeu à amostra 3, pois apresentou tempo de procedimento próximo ao padrão de mercado (aproximadamente 5 minutos), perda de massa considerável, área ablacionada de forma homogênea e com baixa demanda de potência. O resultado menos expressivo foi correspondente à mostra 10, devido sua área ablacionada ser menor que as demais, bem como ter apresentado pico de potência no momento do *Roll off* de forma abrupta, como demonstrado na figura 58. As amostras foram comparadas na figura 59.

## 4.6 Nova placa para o circuito ARFACTA

Com base nos resultados obtidos de simulações, testes e análises, foi desenvolvido um novo modelo de placa unificada para o projeto ARFACTA, como pode ser observado na figura 60. O novo design inclui um conector único de entrada para fonte, capaz de suprir toda a demanda do circuito, bem como uma pré-disposição dos *MOSFETs* para facilitar o acesso aos dissipadores. Além disso, há um espaço dedicado à implementação do circuito AD8302, para leitura de impedância complexa, e melhor posicionamento da conexão de eletrodo de ablação na extremidade da placa. Uma versão em perspectiva é mostrada na

Figura 57 – Gráficos de *box plot* e, logo mais abaixo, gráfico respectivo Q-Q. Potência e área demonstram que os dados tendem a obedecer a uma distribuição normal, não apresentando *outliers* consideráveis. Para os demais, por estarem próximos ao primeiro quartil, podem sugerir novos testes.



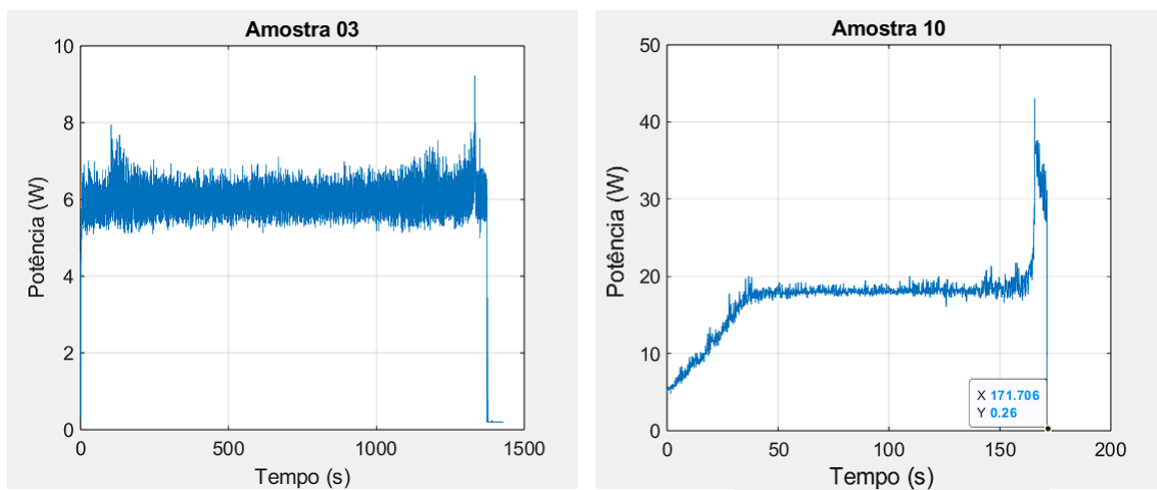
Fonte: Autoria própria

Ponderação	0,3	0,3	0,2	0,2	
Amostra	Potência (W)	Área (mm <sup>2</sup> )	Massa perdida (g)	Tempo de procedimento (s)	Classificação
1	1	4	9	2	0,1257
2	6	1	4	8	0,1247
3	8	9	7	1	0,2136
4	7	6	6	1	0,1551
5	6	5	2	8	0,144
6	8	6	3	1	0,153
7	9	3	3	1	0,1357
8	4	2	3	7	0,0949
9	3	2	1	6	0,0729
10	2	2	1	6	0,0675

Tabela 8 – Para os níveis de ponderação, os itens de potência e área foram considerados mais importantes. A classificação final se dá da análise dessa matriz, definindo que o desempenho do equipamento na amostra 3 foi o mais proporcional com a resposta esperada do equipamento. As condições da amostra 10 foram as que menos atenderam ao conjunto de critérios aplicados.

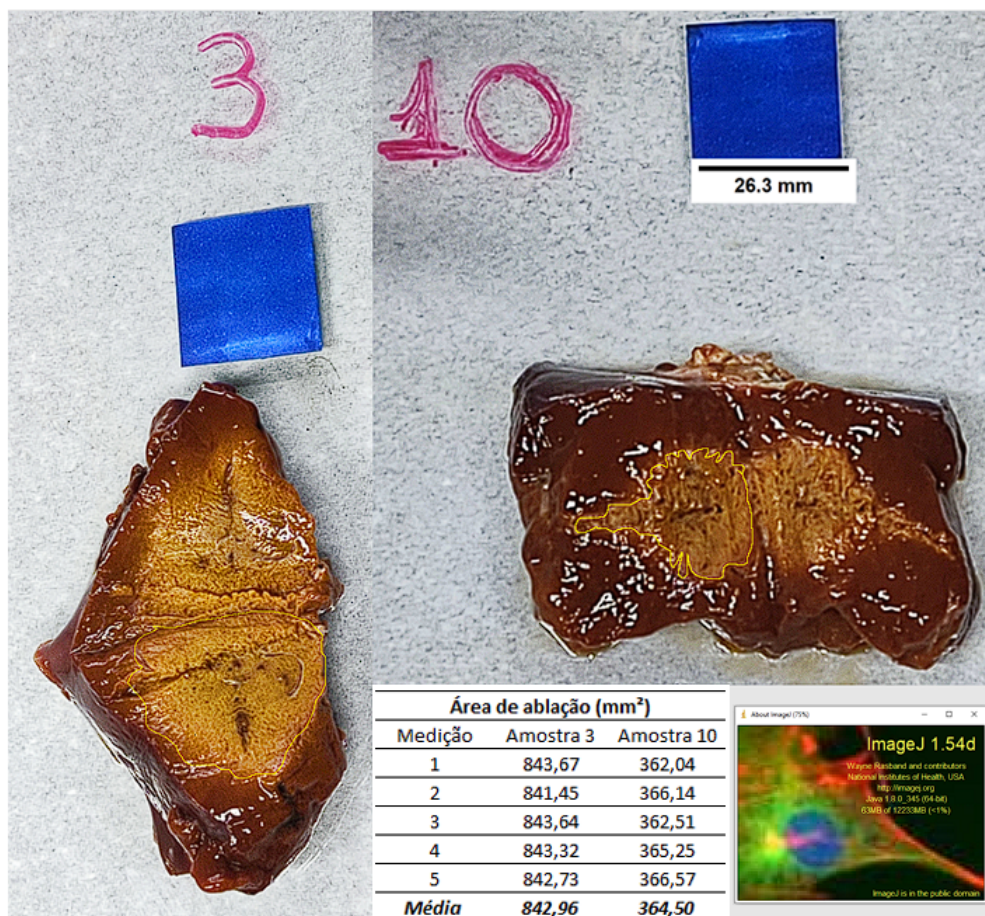
figura 61.

Figura 58 – Gráficos para comparação entre os valores de potências aplicadas em relação tempo de procedimento. Utilizando a análise *TOPSIS*, concluímos que a amostra 3, correspondente à aplicação de 6 W, apresentou maior estabilidade e eficiência no procedimento de ablação. A Amostra 10 apresentou menor área de aplicação, tempo inadequado para o procedimento e *Roll off* mais nocivo ao *hardware* em detrimento dos outros ensaios.



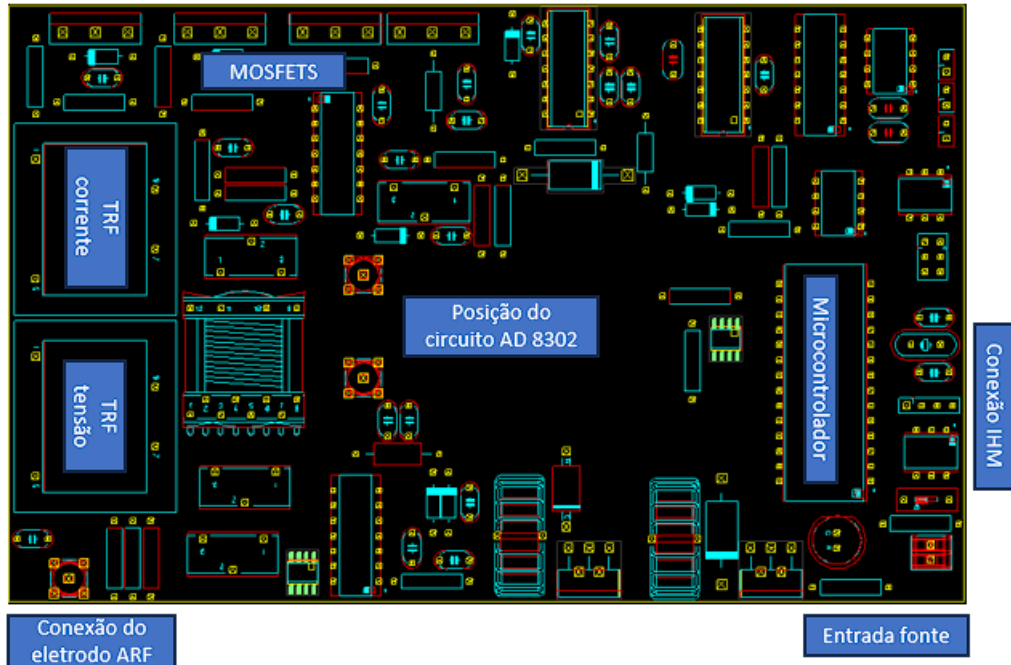
Fonte: Autoria própria

Figura 59 – O processo de comparação entre áreas de ablação em amostras de fígado bovino *ex vivo* foi realizado com o *software ImageJ*®. A amostra 3 apresentou a área ablacionada maior e mais homogênea em relação à amostra 10, conforme análise visual e medições das áreas.



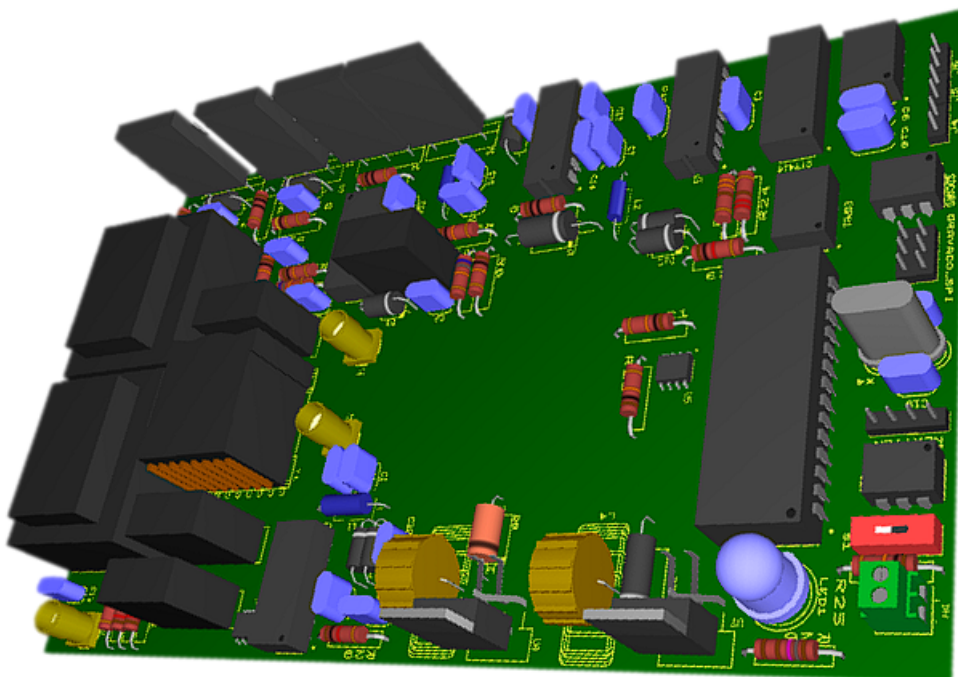
Fonte: Autoria própria

Figura 60 – Circuito projetado da placa unificada para o projeto ARFACTA, com destaque para a disposição dos elementos dos s, o circuito AD8302 e a conexão de eletrodo. O circuito é apresentado em uma visão em 2D.



Fonte: Autoria própria

Figura 61 – Simulação da placa do equipamento ARFACTA em perspectiva.



Fonte: Autoria própria



## 5 CONCLUSÃO

Nesta dissertação, investigamos o desempenho do equipamento ARFACTA e sua capacidade de atender aos critérios de potência esperados para a realização de ARF. Os resultados obtidos demonstraram que o equipamento é capaz de realizar o procedimento fornecendo a potência proporcional requerida para o procedimento de ablação com eficácia.

É importante destacar os excelentes resultados obtidos por meio da simulação no *NI Multisim*<sup>®</sup> e *WEBENCH*<sup>®</sup> para os circuitos de potência e alimentação do ARFACTA. As simulações revelaram um desempenho altamente satisfatório, com respostas precisas e com bom nível de fidelidade. Através dessas ferramentas, foi possível validar a adequação dos componentes escolhidos e verificar que os circuitos projetados atendem aos critérios de potência esperados.

As simulações também permitiram identificar eventuais pontos de melhoria e otimização, proporcionando uma abordagem pró-ativa para refinamentos antes da implementação física do equipamento. Isso reduziu significativamente o tempo de desenvolvimento, evitando problemas e retrabalhos em estágios posteriores.

É fundamental destacar que para o pleno funcionamento do equipamento ARFACTA, é necessário realizar o cálculo adequado dos dissipadores dos elementos de potência, garantindo a dissipação térmica eficiente e a segurança operacional.

Em relação ao sinal fornecido pelo circuito *BUCK* de potência em aproximadamente 48 VCC, é importante realizar um detalhamento mais profundo do *gate driver*, com a finalidade de entregar o máximo de desempenho com boa estabilidade. Este é um dos principais elementos do projeto. Sua caracterização depende dentre outros motivos, do detalhamento dos componentes que serão ligados ao seu ramo. Assim, para determinação das características reais do sinal gerado pelo circuito *BUCK* de potência seria necessária uma modelagem e ensaios mais precisos do transformador utilizado para gerar o sinal de RF, o que proporcionaria uma resposta mais precisa do seu secundário em relação ao sinal de entrada

Além disso, o sistema de medição proposto, que inclui o circuito AD8302, requer mais testes e refinamentos para assegurar a precisão e confiabilidade das leituras obtidas. São necessários estudos adicionais para calibrar o circuito e verificar sua exatidão em diferentes situações e condições de operação. É fundamental a realização de estudos adicionais para garantir que o circuito esteja ajustado de forma adequada e que a leitura das medições do AD8302 esteja alinhada com os parâmetros desejados, principalmente quando se refere a leitura de impedância complexa.

Dessa forma, ao superar esses desafios e realizar as melhorias sugeridas, o ARFACTA

estará mais apto a atender às demandas da ARF, proporcionando resultados ainda mais promissores para aplicações médicas e futuras pesquisas na área.

## 6 TRABALHOS FUTUROS

Na versão atual do sistema de funcionamento, o controle de ambos é feito separadamente, de forma manual, através da IHM ou por parametrização prévia diretamente na programação dos pinos do ATMEGA328P. Isto é, o LTC6903 controla o sinal de frequência dos *MOSFETs* ligados ao transformador T1, enquanto o sinal de PWM controla a variação de tensão fornecida pelo *BUCK* de potência através do *duty cycle*. Para o controle completo do sistema de ablação, levando em consideração os efeitos da impedância do tecido, é necessário mais estudos para formular um novo controle unificado, capaz de gerar um sinal de resposta precisa de tensão e frequência automático em decorrência da variação da impedância do tecido.

Alguns componentes utilizados nos ARFACTA podem gerar calor excessivo ao serem abrigados em uma *case* comercial. Para evitar problemas futuros com excesso de temperatura no interior do dispositivo, é necessário dimensionar e instalar dissipadores para os circuitos integrados de potência e um sistema de ventilação para o receptáculo do *hardware*.

Para uma versão final da placa são recomendados ensaios que atenda aos requisitos de segurança das normas vigentes como ensaio de curto-circuito, corrente de fuga, carga máxima, isolamento térmica, isolamento acústica, interferências de sinais de alta frequência nos componentes da própria placa, entre outros.

Um dos objetivos do hardware proposto está atrelado à possibilidade da instalação do módulo AD8302, o qual possibilitar a leitura da impedância complexa em tempo real durante o procedimento de ablação. A placa atual foi concebida com a possibilidade da instalação deste módulo. Entretanto, é necessária a correta instalação, programação e calibração desse dispositivo. Isso pode ser executado em projetos futuros, o que pode expandir as capacidades do ARFACTA atual.

# REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Misbawu Adami et al. “Performance of CLC Filters with Shunt APF for Harmonic Current Mitigation”. Em: *Proc. 2nd International Conference on Mechatronics, Control and Automation Engineering (MCAE 2017), China*. 2017, pp. 32–41.
- [2] Tomi Akinyemiju et al. “The burden of primary liver cancer and underlying etiologies from 1990 to 2015 at the global, regional, and national level: results from the global burden of disease study 2015”. Em: *JAMA oncology* 3.12 (2017), pp. 1683–1691.
- [3] Tony Richard de Oliveira de Almeida. “Development of a stent-based electrode for radio frequency thermal ablation procedure”. Tese de dout. Universidade de Coimbra (Portugal), 2012.
- [4] Analog Devices. *LTC6903 High Frequency Precision Oscillator*. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/69034fe.pdf>. Accessed: [2023]. 2021.
- [5] Marcelo Esteves de Andrade, Luiz Otavio Buffon e Alfeu Scarpato Junior. “O Uso de um software de simulações para a aprendizagem de circuitos elétricos simples: uma abordagem a partir do ensino por investigação”. Em: *Revista do Professor de Física* 2.2 (2018).
- [6] Quentin M Anstee et al. “From NASH to HCC: current concepts and future challenges”. Em: *Nature reviews Gastroenterology & hepatology* 16.7 (2019), pp. 411–428.
- [7] Emad M Boctor et al. “Precisely shaped acoustic ablation of tumors utilizing steerable needle and 3D ultrasound image guidance”. Em: *Medical Imaging 2010: Visualization, Image-Guided Procedures, and Modeling*. Vol. 7625. SPIE. 2010, pp. 828–837.
- [8] J Bruix. “sherman M”. Em: *Management of hepatocellular carcinoma. Hepatology* 42 (2005), pp. 1208–1236.
- [9] Julien Calderaro et al. “Molecular and histological correlations in liver cancer”. Em: *Journal of hepatology* 71.3 (2019), pp. 616–630.
- [10] Ronei Delfino da Fonseca Campos. “Modelagem Bond Graph e controlador discreto de um equipamento médico assistencial de ablação por radiofrequência”. Em: (2022).
- [11] Gilvanson Costa Cavalcante. “Desenvolvimento e avaliação de um equipamento médico assistencial: ablator hepático por radiofrequência-Sofia”. Em: (2018).
- [12] Landon ChD et al. “Nanoscale drug delivery and hyperthermia: The material design and preclinical and clinical testing of low temperaturesensitive liposomes used in combination with mild hyperthermia in treatment of local cancer”. Em: *Open Nanomedicine Journal* 3 (2013), pp. 38–64.

- 
- [13] Components101. *IR2110 Datasheet*. 2003. URL: [https://components101.com/sites/default/files/component\\_datasheet/IR2110-DATASHEET.pdf](https://components101.com/sites/default/files/component_datasheet/IR2110-DATASHEET.pdf).
- [14] Ian Nicholas Crispe. “The liver as a lymphoid organ”. Em: *Annual review of immunology* 27 (2009), pp. 147–163.
- [15] MA d’Arsonval. “Action physiologique des courants alternatifs”. Em: *CR Soc Biol* 43 (1891), pp. 283–286.
- [16] Analog Devices. *LT1014/LT1013 Precision Operational Amplifier Data Sheet*. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT1013-LT1014.pdf>. Acessado em: Julho de 2023. 2021.
- [17] RC Dorf e JA Svoboda. “Introdução aos circuitos elétricos 8ª Edição”. Em: *GEN LTC* (2012).
- [18] Cândido Duarte, Vitor Grade Tavares e Hélio Mendonça. “Simulação de Circuitos com MULTISIM”. Em: *Disponível na plataforma Moodle da Universidade do Porto* (2016).
- [19] Chris Estes et al. “Modeling the epidemic of nonalcoholic fatty liver disease demonstrates an exponential increase in burden of disease”. Em: *Hepatology* 67.1 (2018), pp. 123–133.
- [20] Jacques Ferlay et al. “Estimates of worldwide burden of cancer in 2008: GLOBOCAN 2008”. Em: *International journal of cancer* 127.12 (2010), pp. 2893–2917.
- [21] Luciana Alves Fernandes. “Construção de protocolos para o gerador de ablação hepática Sofia, utilizando formas de ondas periódicas, em modelo ex vivo”. Em: (2018).
- [22] Ronei Delfino da Fonseca. “Deslocamento do roll off na ablação hepática por radiofrequência pelo controle da impedância”. Em: (2017).
- [23] Scott L Friedman et al. “Mechanisms of NAFLD development and therapeutic strategies”. Em: *Nature medicine* 24.7 (2018), pp. 908–922.
- [24] Oscar Fernando Gaidos Rosero. “Predição da zona de ablação na terapia de ablação por radiofrequência para carcinoma hepatocelular”. Em: (2021).
- [25] Peter R Galle et al. “EASL clinical practice guidelines: management of hepatocellular carcinoma”. Em: *Journal of hepatology* 69.1 (2018), pp. 182–236.
- [26] Marcos Antonio Gomes et al. “Hepatocellular carcinoma: epidemiology, biology, diagnosis, and therapies”. Em: *Revista da Associação Médica Brasileira (English Edition)* 59.5 (2013), pp. 514–524.
- [27] Cécile Guichard et al. “Integrated analysis of somatic mutations and focal copy-number changes identifies key genes and pathways in hepatocellular carcinoma”. Em: *Nature genetics* 44.6 (2012), pp. 694–698.

- 
- [28] Liping Guo. “Implementation of digital PID controllers for DC-DC converters using digital signal processors”. Em: *2007 IEEE International Conference on Electro/Information Technology*. IEEE. 2007, pp. 306–311.
- [29] Dieter Haemmerich. “Biophysics of radiofrequency ablation”. Em: *Critical Reviews™ in Biomedical Engineering* 38.1 (2010).
- [30] Julie K Heimbach et al. “AASLD guidelines for the treatment of hepatocellular carcinoma”. Em: *Hepatology* 67.1 (2018), pp. 358–380.
- [31] Takao Hiraki et al. “Radiofrequency ablation as treatment for pulmonary metastasis of colorectal cancer”. Em: *World Journal of Gastroenterology: WJG* 20.4 (2014), p. 988.
- [32] Ching-Lai Hwang et al. “Methods for multiple attribute decision making”. Em: *Multiple attribute decision making: methods and applications a state-of-the-art survey* (1981), pp. 58–191.
- [33] Hiroki Ihara et al. “Radiofrequency ablation of lung tumors using a multitined expandable electrode: impact of the electrode array diameter on local tumor progression”. Em: *Journal of Vascular and Interventional Radiology* 27.1 (2016), pp. 87–95.
- [34] Texas Instruments. *LM2576 - SIMPLE SWITCHER® 3A Step-Down Voltage Regulator*. 2021. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2576.pdf>.
- [35] Texas Instruments. *LM358 Dual Operational Amplifier*. <https://www.mouser.com/datasheet/2/308/lm358-d-299970.pdf>. Acessado em: Julho de 2023. 2023.
- [36] International Rectifier. *IRFP250 Datasheet*. URL: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp250.pdf>.
- [37] Scott Jensen e Dragan Maksimovic. “Fast tracking electrosurgical generator using two-rail multiphase buck converter with gan switches”. Em: *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.1 (2016), pp. 634–641.
- [38] Luciana Oba Onishi Kikuchi. “Análise da sobrevida de pacientes com carcinoma hepatocelular atendidos no Instituto do Câncer do Estado de São Paulo”. Tese de dout. Universidade de São Paulo, 2015.
- [39] Dong Seok Kim et al. “An on-chip soft-start technique of current-mode DC-DC converter for biomedical applications”. Em: *2010 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*. IEEE. 2010, pp. 500–503.
- [40] Jungmoon Kim, Hyunho Chu e Chulwoo Kim. “Current-mode DC-DC buck converter with reliable hysteretic-mode control and dual modulator for fast dynamic voltage scaling”. Em: *2009 52nd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*. IEEE. 2009, pp. 941–944.

- 
- [41] Hiroshi Kodama et al. “Radiofrequency ablation for ground-glass opacity–dominant lung adenocarcinoma”. Em: *Journal of Vascular and Interventional Radiology* 25.3 (2014), pp. 333–339.
- [42] Alexander Kusnik e Andreas Teufel. “Association of Aspirin with Hepatocellular Carcinoma and Liver-Related Mortality”. Em: *Zeitschrift für Gastroenterologie* 58.10 (2020), pp. 1003–1005.
- [43] Eric Letouzé et al. “Mutational signatures reveal the dynamic interplay of risk factors and cellular processes during liver tumorigenesis”. Em: *Nature communications* 8.1 (2017), p. 1315.
- [44] Bao-Dong Liu et al. “Expert consensus on image-guided radiofrequency ablation of pulmonary tumors: 2018 edition”. Em: *Thoracic Cancer* 9.9 (2018), pp. 1194–1208.
- [45] Dabin Liu et al. “Squalene epoxidase drives NAFLD-induced hepatocellular carcinoma and is a pharmaceutical target”. Em: *Science translational medicine* 10.437 (2018), eaap9840.
- [46] Cancer of the Liver Italian Program (CLIP) Investigators. “A new prognostic system for hepatocellular carcinoma: a retrospective study of 435 patients”. Em: *Hepatology* 28.3 (1998), pp. 751–755.
- [47] JM Llovet e J Zucman-Rossi. “Pikarsky Eet al. et al”. Em: *Hepatocellular carcinoma. Nature Reviews Disease Primers* 2 (2016), p. 16018.
- [48] JM Llovet et al. “European Association for the Study of the Liver European Organisation for Research and Treatment of Cancer: EASL-EORTC clinical practice guidelines: management of hepatocellular carcinoma”. Em: *J Hepatol* 56.4 (2012), pp. 908–943.
- [49] Josep M Llovet, Concepció Brú e Jordi Bruix. “Prognosis of hepatocellular carcinoma: the BCLC staging classification”. Em: *Seminars in liver disease*. Vol. 19. 03. © 1999 by Thieme Medical Publishers, Inc. 1999, pp. 329–338.
- [50] Josep M Llovet et al. “Locoregional therapies in the era of molecular and immune treatments for hepatocellular carcinoma”. Em: *Nature reviews Gastroenterology & hepatology* 18.5 (2021), pp. 293–313.
- [51] Josep M Llovet et al. “Molecular therapies and precision medicine for hepatocellular carcinoma”. Em: *Nature reviews Clinical oncology* 15.10 (2018), pp. 599–616.
- [52] Marina Pinheiro Marques. “Desenvolvimento de um dispositivo para ablação hepática”. Em: (2017).
- [53] Marina Pinheiro Marques. “Desenvolvimento de um eletrodo expansível de níquel-titânio para ablação hepática por radiofrequência”. Em: (2016).

- 
- [54] Jorge A Marrero et al. “Diagnosis, Staging, and Management of Hepatocellular Carcinoma: 2018 Practice Guidance by the American Association for the Study of Liver Diseases”. Em: *Hepatology* 68.2 (2018), pp. 723–750.
- [55] Alexandre Medeiros e Cleide Farias de Medeiros. “Possibilidades e limitações das simulações computacionais no ensino da Física”. Em: *Revista Brasileira de Ensino de Física* 24 (2002), pp. 77–86.
- [56] *Medical electrical equipment - Part 2-2: Particular requirements for the basic safety and essential performance of high frequency surgical equipment and high frequency surgical accessories*. IEC 60601-2-2:2022. International Electrotechnical Commission, mar. de 2022.
- [57] Stefaan Mulier et al. “Electrodes and multiple electrode systems for radio frequency ablation: a proposal for updated terminology”. Em: *Liver and Pancreatic Diseases Management*. Springer. 2006, pp. 57–73.
- [58] Nextion. *NX8048K070 Datasheet*. Data de acesso: 13/07/2023. URL: <https://nextion.tech/datasheets/nx8048k070/>.
- [59] Naoshi Nishida et al. “Unique features associated with hepatic oxidative DNA damage and DNA methylation in non-alcoholic fatty liver disease”. Em: *Journal of Gastroenterology and Hepatology* 31.9 (2016), pp. 1646–1653.
- [60] Kunio Okuda. “Natural history of hepatocellular carcinoma including fibrolamellar and hepato-cholangiocarcinoma variants”. Em: *Journal of gastroenterology and hepatology* 17.4 (2002), pp. 401–405.
- [61] Kunio Okuda et al. “Natural history of hepatocellular carcinoma and prognosis in relation to treatment study of 850 patients”. Em: *Cancer* 56.4 (1985), pp. 918–928.
- [62] Marcell de Oliveira Santos et al. “Estimativa de incidência de câncer no Brasil, 2023-2025”. Em: *Revista Brasileira de Cancerologia* 69.1 (2023).
- [63] George Papatheodoridis et al. “PAGE-B predicts the risk of developing hepatocellular carcinoma in Caucasians with chronic hepatitis B on 5-year antiviral therapy”. Em: *Journal of hepatology* 64.4 (2016), pp. 800–806.
- [64] Antonio Pazin Filho e Sandro Scarpelini. “Simulação: definição”. Em: *Medicina (Ribeirão Preto)* 40.2 (2007), pp. 162–166.
- [65] Antonio Pazin-Filho, Ana Paula de Carvalho Panzeri Carlotti e Sandro Scarpelini. “Implantação e desenvolvimento do Laboratório de Simulação (LabSim) da Faculdade de Medicina de Ribeirão Preto da Universidade de São Paulo (FMRP-USP)”. Em: *Med* 50.4 (2017), pp. 272–83.
- [66] Muhammad H Rashid et al. *Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações*. Makron, 1999.



- 
- [67] Hendrik Rathke et al. “Comparison of four radiofrequency ablation systems at two target volumes in an ex vivo bovine liver model”. Em: *Diagnostic and interventional radiology* 20.3 (2014), p. 251.
- [68] Sandra Rebouissou e Jean-Charles Nault. “Advances in molecular classification and precision oncology in hepatocellular carcinoma”. Em: *Journal of hepatology* 72.2 (2020), pp. 215–229.
- [69] Marcelo Augusto Fontenelle Ribeiro Jr et al. “Ablação por radiofrequência de tumores hepáticos primários e metastáticos: experiência em 113 casos”. Em: *ABCD. Arquivos Brasileiros de Cirurgia Digestiva (São Paulo)* 20 (2007), pp. 38–44.
- [70] Marc Ringelhan et al. “The immunology of hepatocellular carcinoma”. Em: *Nature immunology* 19.3 (2018), pp. 222–232.
- [71] Antônio Vanderlei dos Santos, Selan Rodrigues dos Santos e Luciane Machado Fraga. “Sistema de realidade virtual para simulação e visualização de cargas pontuais discretas e seu campo elétrico”. Em: *Revista Brasileira de Ensino de Física* 24 (2002), pp. 185–195.
- [72] Paulo Roberto dos Santos. “Construção de um equipamento médico de média complexidade aplicado em tratamento de tumores por meio de radiofrequência, com casamento de impedância tecidual”. Em: (2021).
- [73] Antonio Francisco dos Santos Souza. “SOFTWARE DE SIMULAÇÃO DE CIRCUITOS ELÉTRICOS MULTISIM E CONSTRUÇÃO DE PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO CAPAZ DE MEDIR RESISTÊNCIA EQUIVALENTE”. Tese de dout. UNIVERSIDADE FEDERAL DO SUL E SUDESTE DO PARÁ, 2020.
- [74] Kornelius Schulze et al. “Exome sequencing of hepatocellular carcinomas identifies new mutational signatures and potential therapeutic targets”. Em: *Nature genetics* 47.5 (2015), pp. 505–511.
- [75] Morris Sherman e Andrew Klein. “AASLD single–topic research conference on hepatocellular carcinoma: Conference proceedings”. Em: *Hepatology* 40.6 (2004), pp. 1465–1473.
- [76] Yesl Shin et al. “CLC filter design of a flyback-inverter for photovoltaic systems”. Em: *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA)*. IEEE. 2014, pp. 493–497.
- [77] Daniela Sia et al. “Liver cancer cell of origin, molecular class, and effects on patient prognosis”. Em: *Gastroenterology* 152.4 (2017), pp. 745–761.
- [78] Daniela Nascimento Velame da Silva. “Revisao sistemática sobre terapia ablativa versus tratamento convencional para câncer de pulmao nao pequenas células”. Em: (2015).

- 
- [79] Amit G Singal, Pietro Lampertico e Pierre Nahon. “Epidemiology and surveillance for hepatocellular carcinoma: New trends”. Em: *Journal of hepatology* 72.2 (2020), pp. 250–261.
- [80] Microchip Technology. *ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P Datasheet*. 2018. URL: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/ATmega48A-PA-88A-PA-168A-PA-328-P-DS-DS40002061A.pdf>.
- [81] Texas Instruments. *LM2596 Series - SIMPLE SWITCHER® 4.5V to 40V, 3A Low Component Count Step-Down Voltage Regulator*. <https://www.ti.com/lit/gpn/lm2596>. Acessado em 2023.
- [82] AI-Thinker. *ESP-01M Product Specification*. URL: [https://docs.ai-thinker.com/\\_media/esp8266/docs/esp-01m\\_product\\_specification\\_en.pdf](https://docs.ai-thinker.com/_media/esp8266/docs/esp-01m_product_specification_en.pdf).
- [83] Murilo Venturin. “Avaliação técnica do equipamento de ablação hepática por radiofrequência-SOFIA”. Em: (2017).
- [84] Vishay. *1N5400 Datasheet*. 2023. URL: <https://www.vishay.com/docs/88516/1n5400.pdf>.
- [85] Nicolas Voizard et al. “Assessment of hepatocellular carcinoma treatment response with LI-RADS: a pictorial review”. Em: *Insights into imaging* 10.1 (2019), pp. 1–22.
- [86] Yoshito Wada et al. “Clinicopathological study on hepatocellular carcinoma with lymphocytic infiltration”. Em: *Hepatology* 27.2 (1998), pp. 407–414.
- [87] Worcester Polytechnic Institute. *DS3231 Real-Time Clock Datasheet*. Acesso em: Junho de 2023. 2001. URL: <https://web.wpi.edu/Pubs/E-project/Available/E-project-010908-124414/unrestricted/DS3231-DS3231S.pdf>.
- [88] Fangfang Xie et al. “Navigation bronchoscopy-guided radiofrequency ablation for nonsurgical peripheral pulmonary tumors”. Em: *Respiration* 94.3 (2017), pp. 293–298.
- [89] Ai-Ping Yao et al. “A novel on-chip soft-started DC-DC buck converter for biomedical applications”. Em: *Proceedings of 2012 IEEE-EMBS International Conference on Biomedical and Health Informatics*. IEEE. 2012, pp. 806–809.
- [90] Bing Zhang et al. “A new approach to feedback control of radiofrequency ablation systems for large coagulation zones”. Em: *International Journal of Hyperthermia* 33.4 (2017), pp. 367–377.
- [91] Jessica Zucman-Rossi et al. “Genetic landscape and biomarkers of hepatocellular carcinoma”. Em: *Gastroenterology* 149.5 (2015), pp. 1226–1239.