

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DAELN - DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

CARLO SGANZERLA
LEONNARDO FURQUIM LOPES

FORNO MICROONDAS COM POTÊNCIA CONTROLÁVEL

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA
2019

CARLO SGANZERLA
LEONNARDO FURQUIM LOPES

FORNO MICROONDAS COM POTÊNCIA CONTROLÁVEL

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel.

Orientador: Prof. Dr. André Eugenio Lazzaretti
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

CURITIBA
2019

CARLO SGANZERLA
LEONNARDO FURQUIM LOPES

FORNO MICROONDAS COM POTÊNCIA CONTROLÁVEL

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi apresentado como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico, do curso de Engenharia Eletrônica do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN) outorgado pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Os alunos foram arguidos pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Curitiba, 12 de dezembro de 2019.

Prof. Dr. Robinson Vida Noronha
Coordenador de Curso
Engenharia Eletrônica

Prof^a. Dr^a. Carmen Caroline Rasera
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Eletrônica do DAELN

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. André Eugenio Lazzaretti
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

Prof. Dr. Guilherme de Santi Peron
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof^a. Dr^a. Carmen Caroline Rasera
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Me. Luiz Fernando Copetti
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Eletrônica.

AGRADECIMENTOS

Agradecemos às nossas famílias e amigos por todo o apoio incondicional sempre fornecido e pela presença nos momentos de maior importância.

Agradecemos aos professores que nos guiaram durante essa jornada e que possibilitaram que o caminho em busca do conhecimento fosse muito mais fácil.

Agradecemos a Universidade Tecnológica Federal do Paraná por toda a formação por ela nos passada e pela estrutura fornecida ao longo desse período.

A tecnologia tornou possível a existência de grandes populações. Grandes populações agora tornam a tecnologia indispensável. (Joseph Krutch)

RESUMO

SGANZERLA, Carlo; LOPES, Leonardo F.;. Forno microondas com potência controlável. 2019. 64 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2019.

Neste projeto, foi desenvolvido um circuito de controle de potência para fornos microondas, que possibilita o controle da potência de saída do magnetron. Este circuito consome menos e energia e tem um tamanho reduzido em relação às fontes ferromagnéticas tradicionais. O controle de potência é feito através de uma planta que é realimentada por um sensor de corrente. A planta consiste em uma solução de *firmware* que é integrada a um circuito de controle de alta potência, que consiste em um inversor ligado ao primário de um transformador de alta potência, o qual possui o magnetron ligado ao secundário. O controle do ciclo de trabalho e frequência do chaveamento possibilita o controle de potência de saída do magnetron. A solução de *firmware* juntamente com o circuito de controle consistem em uma unidade com tamanho reduzido, podendo ser integrada à um forno microondas convencional.

Palavras-chave: Circuito de controle, microondas, controle de potência.

ABSTRACT

SGANZERLA, Carlo; LOPES, Leonnardo F.; Controllable power microwave oven. 2019. 64 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2019.

In this project, a power control circuit was designed for use in microwave ovens, allowing the control of the magnetron's output power. This circuit spends less energy and has a reduced size in relation to traditional ferroresonant power supplies. The control of the output power is done through a plant that is feedback by a current sensor. The plant consists in a firmware solution that is integrated to a high power control circuit, which consists of an inverter that is connected to the primary winding of a high power transformer, that in turn has the magnetron connected to its secondary winding. Controlling the duty cycle and frequency makes the control of the magnetron output power possible. The firmware solution and the control circuit consist in a single, small sized unit, that can be integrated to a conventional microwave oven.

Keywords: Control circuit, microwave oven, power control

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Comparação da radiação MO com as demais faixas de radiação eletromagnética	16
Figura 2 – Diagrama de um Magnetron	17
Figura 3 – Diagrama de uma fonte ferrossonante	18
Figura 4 – Fonte ferrossonante em escala	19
Figura 5 – Diagrama de funcionamento um forno microondas convencional	19
Figura 6 – Visualização da estrutura dos modos de propagação horizontais em um forno microondas utilizando imagens termais infravermelhas. Um prato de vidro com uma fina camada de água foi colocado de uma altura de 8 cm e aquecido por 15 s em uma potência de 800 W.	20
Figura 7 – Inversor ressonante classe E	21
Figura 8 – Ilustração hipotética de um microcontrolador e seus periféricos	22
Figura 9 – Esquemático de uso de IGBTs em paralelo	23
Figura 10 – Controlador PI	23
Figura 11 – Diagrama geral da planta de controle	24
Figura 12 – Fonte inversora para alimentação do magnetron	25
Figura 13 – Circuito da fonte inversora simulada	25
Figura 14 – Forma da onda simulada da tensão na carga	26
Figura 15 – Circuito projetado	27
Figura 16 – Fonte de alimentação do sistema	29
Figura 17 – Condicionador de sinal de realimentação	30
Figura 18 – Esquemático do microcontrolador no circuito	31
Figura 19 – Esquemático do circuito de comunicação	32
Figura 20 – Esquemático da PCB desenvolvida	33
Figura 21 – Placa montada	34
Figura 22 – Placa montada destacando circuito de comunicação	35
Figura 23 – Montagem da interface shunt e do microcontrolador	36
Figura 24 – Montagem da fonte inversora	37
Figura 25 – Magnetron utilizado	38
Figura 26 – Montagem completa	39
Figura 27 – Função <i>main</i>	44
Figura 28 – Algoritmo em C do controlador PI	45
Figura 29 – Manipulador desenvolvido	46
Figura 30 – Maniuplador desenvolvido	46
Figura 31 – Algoritmo desenvolvido	47
Figura 32 – Impelementação do algoritmo de acionamento	48
Figura 33 – Fluxograma do algoritmo	49

Figura 34 – Implementação do algoritmo	49
Figura 35 – Função desenvolvida	50
Figura 36 – Fluxograma desenvolvido	51
Figura 37 – Função desenvolvida	51
Figura 38 – Formas de onda da tensão e corrente	53
Figura 39 – Leitura de potência obtida	54
Figura 40 – Formas de onda: caso 1	55
Figura 41 – Formas de onda: caso 2	56
Figura 42 – Formas de onda: caso 3	56
Figura 43 – Formas de onda dos sinais de comunicação	57

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resultados dos cálculos da conversão	41
Tabela 2 – Resultados dos cálculos da conversão	42
Tabela 3 – Resultados obtidos nos ensaios	59
Tabela 4 – Resultados de fator de potência obtidos	59

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MO	Microondas
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
UC	Microcontrolador
CPU	<i>Central Processing Unit</i>
ROM	<i>Read Only Memory</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
I/O	<i>In and Out</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
CI	Circuito Integrado
DC	<i>Direct Current</i>
AC	<i>Alternated Current</i>
SMD	<i>Surface-mount Device</i>
PLCC	<i>Plastic Leaded Chip Carrier</i>
PI	Proporcional Integral
IRQ	<i>Interruption Request Handler</i>
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
RMS	<i>Root Mean Square</i>
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>

SUMÁRIO

1 – INTRODUÇÃO	13
1.1 OBJETIVOS	14
1.1.1 Objetivo geral	14
1.1.2 Objetivos específicos	14
1.2 JUSTIFICATIVA	14
2 – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	16
2.1 RADIAÇÃO MICROONDAS	16
2.2 MAGNETRON	17
2.3 FONTES FERRORESSONANTES	18
2.4 FUNCIONAMENTO DO FORNO MICROONDAS	19
2.5 INVERSORES RESSONANTES	20
2.6 MICROCONTROLADORES	21
2.7 USO DE IGBTs EM PARALELO	22
2.8 CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL	22
3 – PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	24
3.1 FONTE INVERSORA	24
3.1.1 Simulações	25
3.1.2 Projeto	26
3.1.3 Descrição de funcionamento	26
3.2 FONTE DE ALIMENTAÇÃO	27
3.3 REALIMENTAÇÃO DE CORRENTE	30
3.4 DSPIC33	30
3.5 CIRCUITO DE COMUNICAÇÃO	31
3.6 MONTAGEM DOS CIRCUITOS	32
3.6.1 Fonte de Tensão	33
3.6.2 Circuito de Comunicação	34
3.6.3 Shunt e Microcontrolador	35
3.6.4 Fonte Inversora	36
3.6.5 Magnetron	38
3.6.6 Montagem completa	38
3.7 PLANTA	39
3.7.1 Condicionamento de sinal do <i>shunt</i>	40
3.7.2 Leitura de tensão no microcontrolador	42
3.7.3 Algoritmo de controle	43

3.7.3.1	Controlador PI	44
3.7.3.2	Interrupções do Conversor AD	45
3.7.3.3	Interrupção de <i>input capture</i>	46
3.7.3.4	Algoritmo de acionamento do Magnetron	47
3.7.3.5	Algoritmo de leitura do <i>shunt</i> e da tensão de barramento	48
3.7.3.6	Algoritmo da interface de comunicação	50
4	– APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS	52
4.1	Sistema em Funcionamento	52
4.1.1	Corrente e potência	52
4.1.2	Chaveamento dos IGBTs	54
4.1.3	Sinais de controle e status	57
4.2	Medições de parâmetros	58
4.2.1	Eficiência	58
4.2.2	Fator de Potência	59
4.2.3	Dimensões físicas	59
4.3	Comparativo com Circuito Ferrorressonante	60
5	– CONCLUSÃO	61
	Referências	63

1 INTRODUÇÃO

O forno microondas, também conhecido apenas como microondas, é um forno elétrico que aquece e cozinha alimentos pela exposição à radiação eletromagnética na faixa de frequência das microondas (MO), cerca de 2450 MHz. O forno microondas é um eletrodoméstico relativamente pequeno, em forma de caixa, que aumenta a temperatura dos alimentos através de um campo eletromagnético (Encyclopaedia Britannica, 1998).

A radiação eletromagnética é absorvida pela matéria de maneiras diferentes dependendo do comprimento de onda e do estado da matéria (gasoso, líquido ou sólido). Átomos livres e moléculas geralmente absorvem ultravioleta pela excitação de elétrons, enquanto que no caso da radiação infravermelha, a excitação de vibrações ou rotações moleculares é predominante. Rotações livres e sem perturbações não podem ocorrer na água em seu estado líquido devido às interações com as moléculas vizinhas, entretanto outros líquidos e sólidos podem absorver as microondas devido a polarização induzida pelo campo elétrico oscilante. No caso do forno microondas, as moléculas dipolares da água contida nos alimentos absorvem a maior parte da energia eletromagnética. (VOLLMER, 2004).

A interação complexa das MO com os alimentos, os quais caracterizam um meio com perdas, causa uma não uniformidade no aquecimento, gerando partes quentes e frias nos alimentos. Devido ao fato de que a duração do processo de aquecimento é curta, não há tempo para haver a difusão térmica entre as partes com diferentes temperaturas (MA et al., 1995). Assim, o aquecimento por microondas é rápido e conveniente, porém altamente não uniforme. Quando um alimento possui partes cruas ou parcialmente cozidas, esta não uniformidade no aquecimento pode resultar em um cozimento inadequado, fazendo com que o alimento não esteja seguro contra microorganismos que podem causar doenças (PITCHAI, 2011). Nos anos 1990, a maioria dos fornos de microondas utiliza uma unidade ferrossonante para acionar o magnetron. Este tipo de circuito tem uma potência de saída constante e incontrolável, e que consome uma grande quantidade de energia (KAKO; NAKAGAWA; NARITA, 1991).

Assim, o objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de um circuito para controlar a potência de saída do magnetron, e que possa ser integrado a um forno microondas convencional. Em (KAKO; NAKAGAWA; NARITA, 1991), um circuito de controle para a potência do magnetron é apresentado, demonstrando-se as vantagens deste circuito em relação às fontes de alimentação tradicionais. Neste trabalho, o circuito desenvolvido objetivará uma redução maior no consumo de energia, aumentando a eficiência e fator de potência do circuito.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo geral

O objetivo geral deste projeto é desenvolver um circuito de controle de potência para fornos de microondas, reduzindo o tamanho, peso, custo e consumo de energia do forno microondas, através da variação da potência de saída do magnetron e um menor impacto na rede elétrica.

1.1.2 Objetivos específicos

- Desenvolver um circuito inversor para controlar a tensão de entrada do magnetron, de modo que varie a potência de saída conforme as demandas do controlador;
- Desenvolver uma solução de *firmware* que seja capaz de realizar o controle de potência do forno microondas através da realimentação de corrente;
- Desenvolver uma fonte de tensão que seja capaz de alimentar de forma robusta os componentes de baixa potência e os componentes de alta potência, garantindo integridade do circuito e do usuário;
- Realizar simulações da fonte controlável, de modo a encontrar a solução mais eficaz para controlar a potência de saída do magnetron;
- Dimensionar a solução conjunta de *firmware* e circuito de controle de maneira que este conjunto possa ser integrado a um forno microondas convencional.

1.2 JUSTIFICATIVA

A utilização de fornos microondas para fins de aquecimento é feita desde o fim da segunda guerra mundial. O consumo de produtos congelados feitos para aquecimento no microondas se tornou popular a partir da década de 1990, reduzindo drasticamente o tempo de cozimento em relação aos métodos tradicionais de aquecimento (OHLSSON, 1983). A vantagem do microondas é seu aquecimento rápido e volumétrico. Porém, a grande desvantagem é o aquecimento não uniforme. A interação complexa das microondas com as propriedades do alimento gera aquecimento desuniforme, o que pode afetar não só a segurança do alimento, mas também a qualidade. A fonte ferrossonante, por ser incontrolável, acaba agravando a desuniformidade do aquecimento, sobreaquecendo a parte de fora dos alimentos visto que este circuito sempre opera na potência máxima de operação (MA et al., 1995).

A solução proposta pelo projeto dará foco à uma solução que permita o controle da potência utilizada pelo forno microondas para aquecer o alimento de maneira mais eficiente, fazendo com que a energia seja fornecida de maneira inteligente, reduzindo o consumo total. O controle de potência também possibilitará o cozimento mais rápido de alguns alimentos, diminuindo assim também o custo energético.

O circuito será desenvolvido de modo a ter um tamanho reduzido em relação aos circuitos tradicionais com acionadores ferromagnéticos. Desta maneira, além do controle de potência, a solução irá providenciar a mesma funcionalidade do circuito tradicional com tamanho e peso reduzidos, otimizando o espaço do forno microondas e possibilitando um *design* mais compacto.

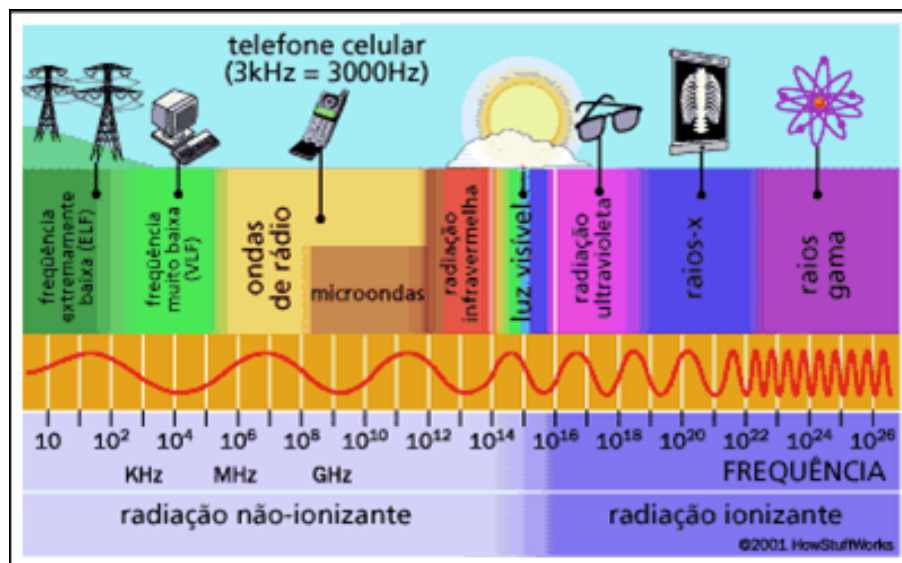
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo tem como finalidade estabelecer a fundamentação teórica associada aos conceitos aqui abordados. Para tal, foram julgados como necessários os seguintes temas: Radiação Microondas (Seção 2.1), Magnetron (Seção 2.2), Fontes Ferro-Ressonantes (Seção 2.3), Funcionamento do forno microondas (Seção 2.4), Inversores ressonantes (Seção 2.5), Microcontroladores (Seção 2.6), Uso de IGBTs em paralelo (Seção 2.7), Controlador Proporcional Integral (Seção 2.8).

2.1 RADIAÇÃO MICROONDAS

A radiação microondas é uma forma da radiação eletromagnética com comprimento de ondas variando de 1 m a 1 mm, com frequências de 300 MHz até 300 GHz. O prefixo micro não tem intenção de sugerir a o comprimento de onda na ordem de grandeza de micrômetros. Este tipo de radiação viaja em linha de visada, não difratando em obstáculos terrestres como morros ou saliências, nem refletem na ionosfera, o que limita a comunicação ao horizonte visível, cerca de 64 km (HITCHCOCK, 2004). Nas frequências mais altas da banda de microondas, os gases da atmosfera absorvem a radiação, limitando as comunicações nessa faixa em distâncias de cerca de 1km. Microondas são utilizadas de forma ampla nas aplicações tecnológicas modernas, tais como radares, redes *wi-fi*, tratamentos médicos, sistemas de prevenção de colisões, controles de garagem e fornos microondas. A figura abaixo compara a radiação microondas com as demais faixas de radiação eletromagnéticas

Figura 1 – Comparação da radiação MO com as demais faixas de radiação eletromagnética

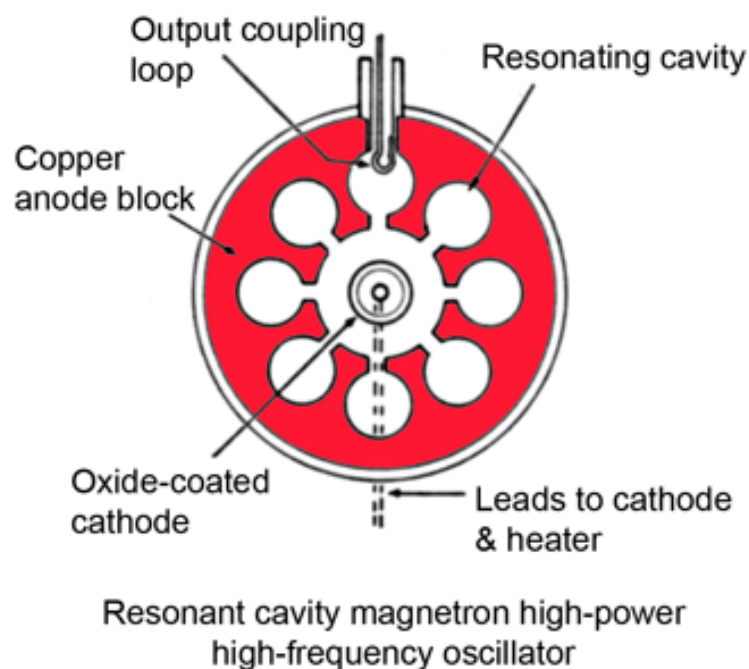


Fonte: Blog Manual do Trabalho Seguro (2015)

2.2 MAGNETRON

O magnetron consiste em um tubo de vácuo de alta potência que gera radiação microondas através da interação de um fluxo de elétrons com um campo magnético. Os elétrons se movem entre uma série de cavidades de metal com aberturas chamadas de cavidades de ressonância. Um cátodo cilíndrico está no eixo principal, alguns milímetros distante de um ânodo circular. Dentro do ânodo, há diversas cavidades projetadas para ressoar em 2,45 GHz. Uma tensão da ordem de alguns kV é aplicada entre os eletrodos e um campo magnético é aplicado em paralelo ao eixo de forma que o campo elétrico e magnético fiquem perpendiculares entre si. Elétrons ejetados pelo cátodo aceleram radialmente no início devido ao campo elétrico mas começam a fazer trajetórias espirais devido à aceleração causada pelo campo magnético. Quando o campo magnético é forte demais, os elétrons não conseguem chegar ao ânodo, e formam uma carga espacial giratória. As cavidades ressonantes do ânodo interagem com os elétrons, exercendo uma aceleração ou desaceleração. Finalmente, uma grande quantidade de elétrons oscila em volta do cátodo com frequências de microondas, que por sua vez gera oscilações auto-sustentáveis nas cavidades ressonantes, emitindo radiação microondas (VOLLMER, 2004). A figura 2 mostra um diagrama do magnetron:

Figura 2 – Diagrama de um Magnetron



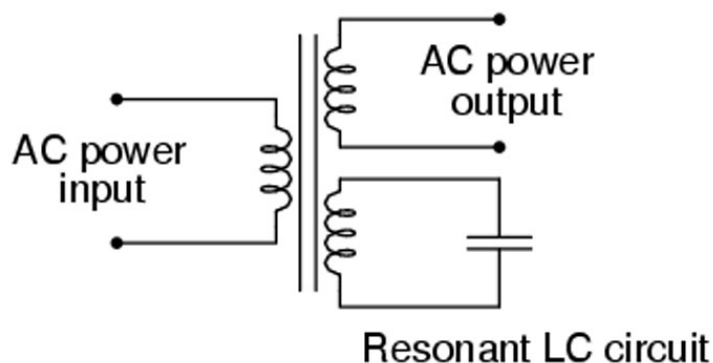
Fonte: Vollmer (2004)

2.3 FONTES FERRORESSONANTES

Uma fonte ferro-ressonante é uma fonte baseada em transformador que usa características magnéticas não lineares e um circuito ressonante para providenciar uma tensão de saída estável sobre uma ampla faixa de tensões de entrada. Estas fontes são utilizadas em uma gama de aplicações que requerem tensões de saída constantes e especialmente utilizadas quando as tensões de entrada são instáveis devido a instabilidades das linhas de energia ou outros fatores, podendo absorver a maior parte dos transientes induzidos pela linha de transmissão.

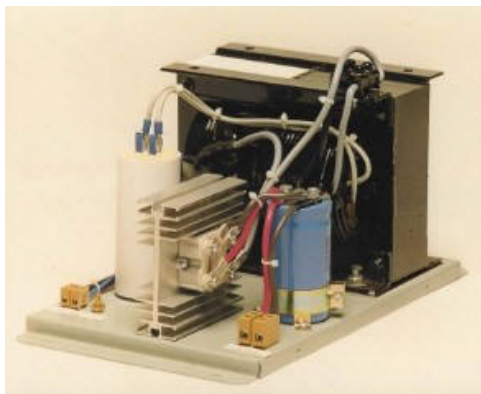
As fontes ferro-ressonantes são muito semelhantes à uma fonte incontrolável comum, exceto pelo fato da presença do transformador ferrorressonante, projetado especialmente para manter a tensão de saída constante em uma ampla faixa de tensões e correntes de entrada. As principais desvantagens deste tipo de fonte são a sensibilidade a mudanças de frequência, à maior dissipação de calor em relação a transformadores comuns, à maior produção de ruído audível na ressonância e seu peso e tamanho em relação a fontes lineares (Sunpower Electronics Ltd., 2015). A figura 3 mostra um esquemático simplificado de uma fonte ferrorressonante, enquanto a figura 4 mostra uma fonte ferrorressonante em escala:

Figura 3 – Diagrama de uma fonte ferrorressonante



Fonte: Sunpower Electronics Ltd. (2015)

Figura 4 – Fonte ferrorresonante em escala

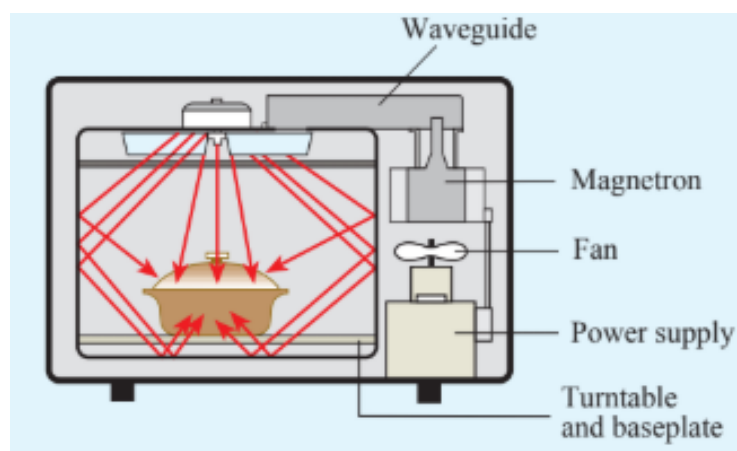


Fonte: Sunpower Electronics Ltd. (2015)

2.4 FUNCIONAMENTO DO FORNO MICROONDAS

O forno microondas consiste em duas partes principais: o magnetron, o qual é alimentado por uma fonte com uma alta tensão de saída e a câmara de cozimento, que é revestida por paredes metálicas e contém uma plataforma giratória para rotacionar o alimento. A medida que o magnetron gera radiação, as ondas eletromagnéticas chegam à câmara através de um guia de onda acoplado ao magnetron. Este guia geralmente é uma seção retangular de um tubo metálico. Uma vez que as MO chegam à câmara, elas são efetivamente refletidas pelas paredes metálicas. As ondas ressoam na cavidade e formam ondas estacionárias. Devido à frequência das ondas, cerca de 2,45 GHz, o comprimento de onda é da ordem das dimensões lineares da câmara. A figura abaixo mostra um diagrama de funcionamento de um forno convencional:

Figura 5 – Diagrama de funcionamento um forno microondas convencional

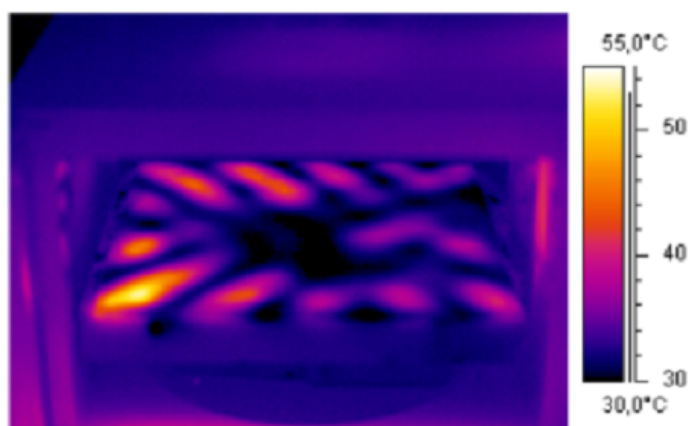


Fonte: Vollmer (2004)

Num forno ideal, todo o alimento será cozido de forma uniforme, porém, na prática os nós das ondas estacionárias geradas fazem que o alimento aqueça e algumas partes e

permaneça frio em outras. A figura 6 mostra a distribuição de temperatura dentro de um forno microondas de dimensões 29 x 29 x 19 cm, em um altura de cerca de 8 cm acima do fundo da cavidade. Um prato de vidro horizontal com uma fina camada de água foi colocado 15 s em um microondas sem a plataforma giratória em potência máxima (cerca de 800 W). Com uma pequena quantidade de água presente, a imagem mostra o padrão de intensidade em uma câmara quase vazia. Nota-se uma existência pronunciada de modos de ressonância horizontais, o que geraria um aquecimento não uniforme. Esta não uniformidade é a principal razão para a existência da plataforma giratória, que levaria o alimento a diferentes nós quentes e frios (VOLLMER, 2004). No entanto, mesmo com a plataforma o alimento ainda é cozido de forma não uniforme, devido à complexa interação entre as MO e os alimentos e as diferentes interações que cada parte do alimento tem com cada um dos nós e antinós.

Figura 6 – Visualização da estrutura dos modos de propagação horizontais em um forno microondas utilizando imagens termais infravermelhas. Um prato de vidro com uma fina camada de água foi colocado de uma altura de 8 cm e aquecido por 15 s em uma potência de 800 W.

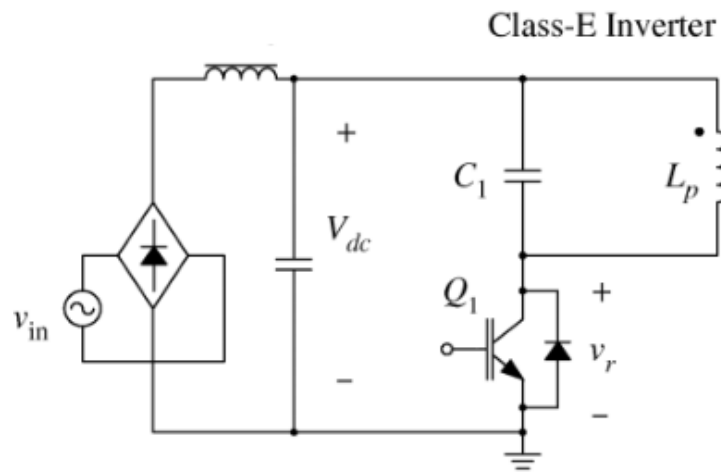


Fonte: Vollmer (2004)

2.5 INVERSORES RESSONANTES

Inversores ressonantes são um tipo de inversor baseados em oscilações ressonantes de corrente. Inversores ressonantes série são colocados em série com a carga para formar um circuito subamortecido. A corrente através destes dispositivos de chaveamento chega a zero devido à natureza do circuito. Se o dispositivo for um tiristor, diz-se que o dispositivo é autocomutado. Este tipo de inversor produz uma forma de onda aproximadamente senoidal de frequências que podem variar de 20 kHz até 100 MHz e é comumente usado em aplicações que necessitam de tensão constante, como lâmpadas fluorescentes, geradores ultrassônicos ou aquecimento por indução. Devido a alta frequência de chaveamento, os componentes do inversor ressonantes tem tamanho reduzido (RASHID, 2001).

Figura 7 – Inversor ressonante classe E

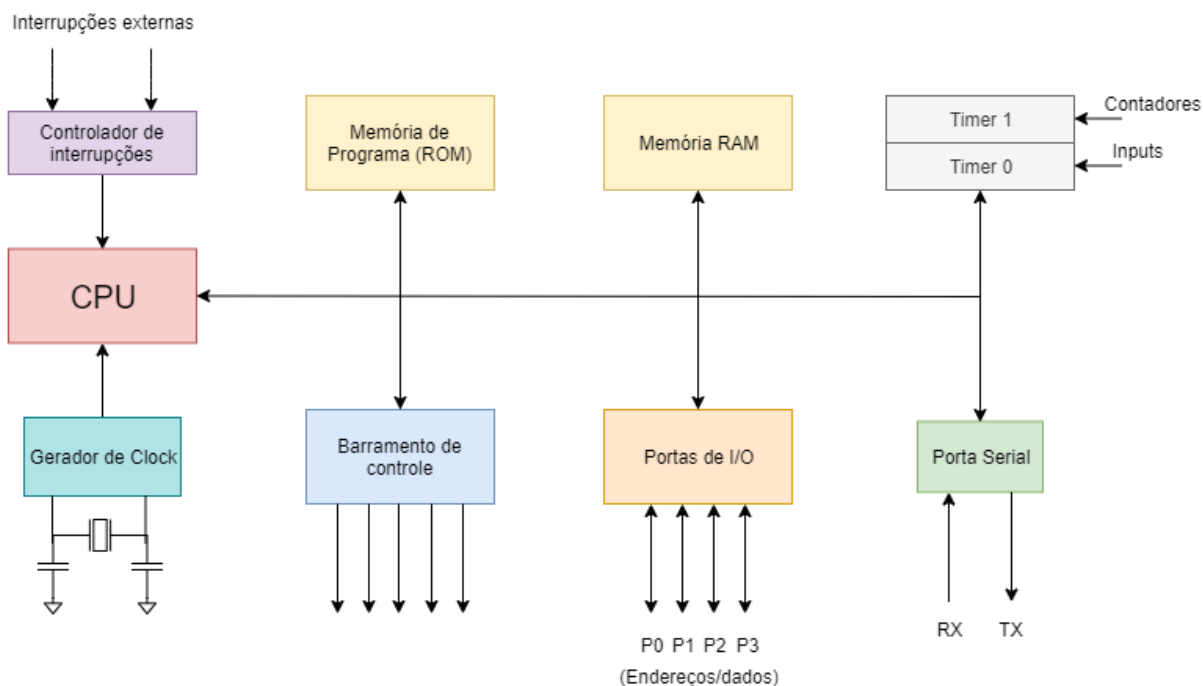


Fonte: Woo, Kim e Cho (2006)

2.6 MICROCONTROLADORES

Um microcontrolador, ou UC (acrônimo para μ -controlador) é um pequeno computador em um único circuito integrado. Um microcontrolador pode ter uma ou mais CPUs, isto é núcleos de processamento, juntamente com uma memória e periféricos de entrada e saída programáveis. Memória na forma de *flash* ou ROM é incluída no *chip*, em conjunto com uma pequena quantidade de memória RAM. Microcontroladores são projetados para aplicações embarcadas, em contraste com os microprocessadores utilizados nos computadores pessoais. Geralmente os UC são aplicados em produtos ou dispositivos controlados automaticamente, tais como sistemas de controle para motores ou controles remotos. Por terem tamanhos e custo reduzidos em relação a um projeto que utiliza um microprocessador, memória e dispositivos de I/O separadamente, os UC são economicamente vantajosos para fazer o controle de um dispositivo ou processo (NICOLOSI, 2005).

Figura 8 – Ilustração hipotética de um microcontrolador e seus periféricos



Fonte: Autoria Própria

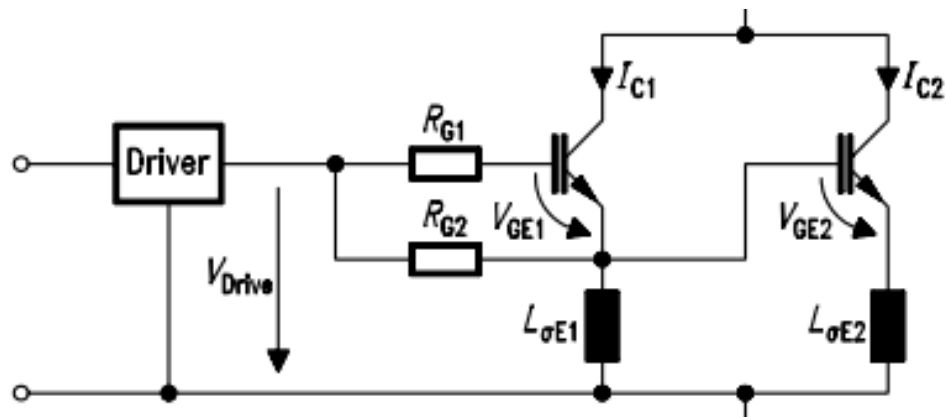
2.7 USO DE IGBTs EM PARALELO

Em muitas aplicações, em vez de se empregar um IGBT projetado para atuar em determinada faixa de tensão, pode-se utilizar dois IGBTs menores conectados em paralelo. As vantagens deste tipo de conexão são uma organização mais flexível e individual do *layout*, fazendo com que as fontes de calor estejam mais distribuídas, de modo que maiores níveis de perdas sejam mitigados. No entanto, a principal desvantagem é a divisão desigual das perdas. A principal razão para isto é a variabilidade entre os parâmetros dos dois dispositivos, os quais dependem muito do fabricante. Outro motivo que pode levar a diferença citada é o uso de circuitos de alimentação assimétricos (Infineon, 2005).

2.8 CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL

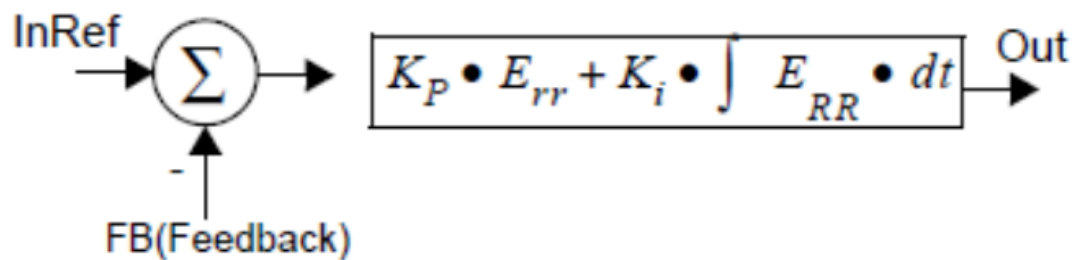
O controlador Proporcional Integral (PI) é um mecanismo de controle em malha fechada empregando realimentação. Este controlador calcula constantemente o erro variante no tempo que é a diferença entre o *set-point* e o valor da variável de processo medida. Segue uma representação da malha de controle PI, com a fórmula do algoritmo:

Figura 9 – Esquemático de uso de IGBTs em paralelo



Fonte: Infineon (2005)

Figura 10 – Controlador PI



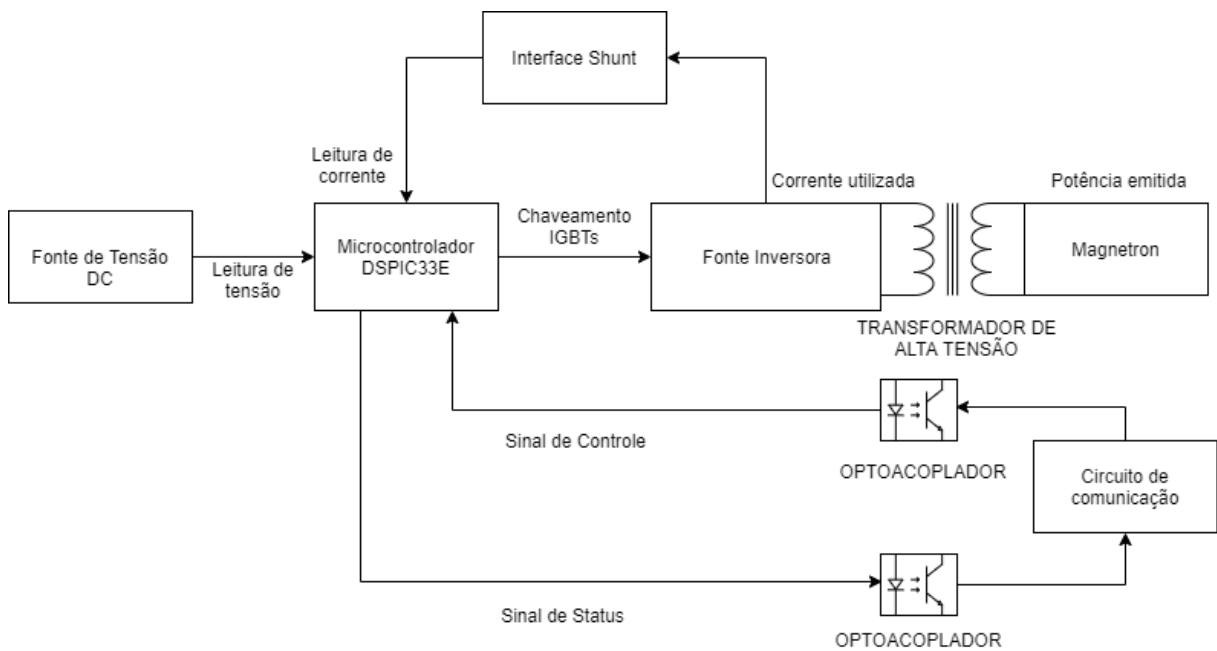
Fonte: Hedengren (2014)

Na figura, o erro variante no tempo é denotado por E_{rr} . Os dois valores de ajuste para o controlador PI são as constantes proporcional (K_p) e integrativa (K_i). A constante proporcional é o que se chama de ganho do controlador, que irá apenas multiplicar a diferença entre o *set point* e o valor da variável de processo medida. Já a constante integrativa é um multiplicador do erro proporcional, e um valor maior torna o controlador mais agressivo, de modo a diminuir o tempo de resposta ao passo que aumenta a instabilidade (HEDENGREN, 2014).

3 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Este capítulo tem como finalidade descrever a metodologia e os procedimentos adotados na confecção deste projeto, bem como também realizar uma consolidação de todos os métodos aqui utilizados e apresentar o funcionamento do sistema como um todo. A figura abaixo mostra um diagrama contendo os diferentes módulos que compõem o projeto:

Figura 11 – Diagrama geral da planta de controle



Fonte: Autoria Própria

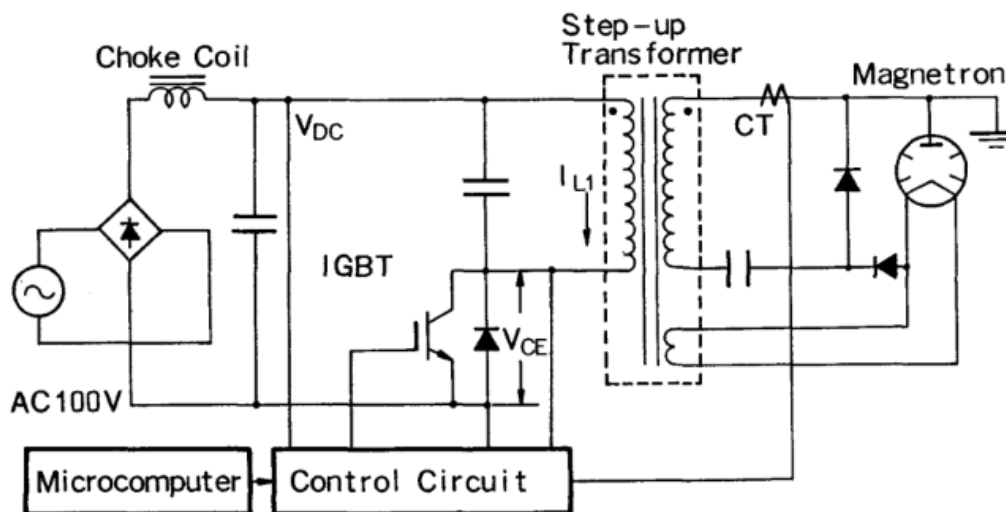
Assim, cada módulo será detalhado nas seções que seguem à este capítulo. Para tal, os procedimentos metodológicos foram divididos da seguinte forma: Fonte inversora (Seção 3.1), Fonte de alimentação (Seção 3.2), Realimentação de corrente (Seção 3.3), DSPIC33 (Seção 3.4), Circuito de comunicação (Seção 3.5), Montagem dos circuitos (Seção 3.6), Planta (seção 3.7).

3.1 FONTE INVERSORA

Para realizar a alimentação do magnetron, foi utilizada uma fonte inversora, a qual consiste em um inversor ressonante classe E. Segundo Kako, Nakagawa e Narita (1991), uma fonte inversora tem as seguintes vantagens em relação à uma fonte ferrossonante tradicional:

- Potência de saída controlável;
- Maior eficiência energética;
- Circuito menor e mais leve;
- Pode operar em maior frequência.

Figura 12 – Fonte inversora para alimentação do magnetron

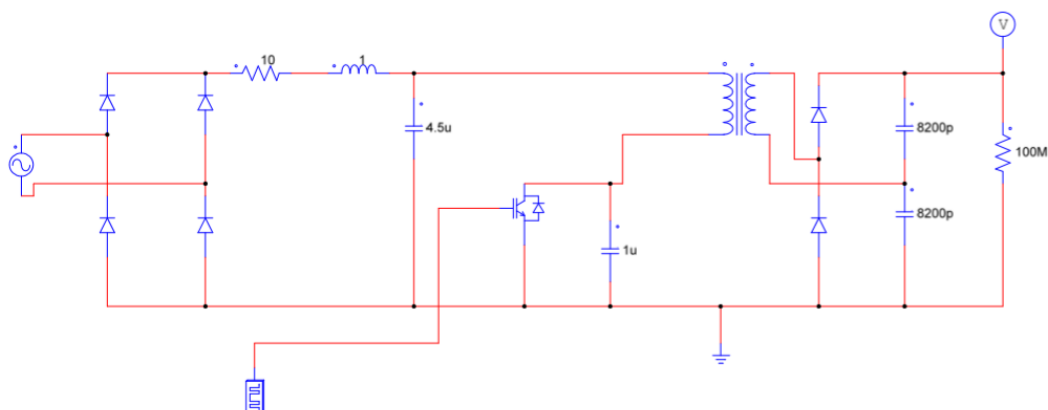


Fonte: Kako, Nakagawa e Narita (1991)

3.1.1 Simulações

Para verificar se a fonte inversora é viável para o projeto, foram feitas simulações do circuito no software *PSIM*. Na alimentação do magnetron, são necessários cerca de 4 kV. Assim, primeiramente foi desenvolvido um circuito para simular a alimentação de uma carga de cerca de 100 MΩ, com uma tensão de entrada de 127 V. A figura a seguir mostra o circuito desenvolvido:

Figura 13 – Circuito da fonte inversora simulada

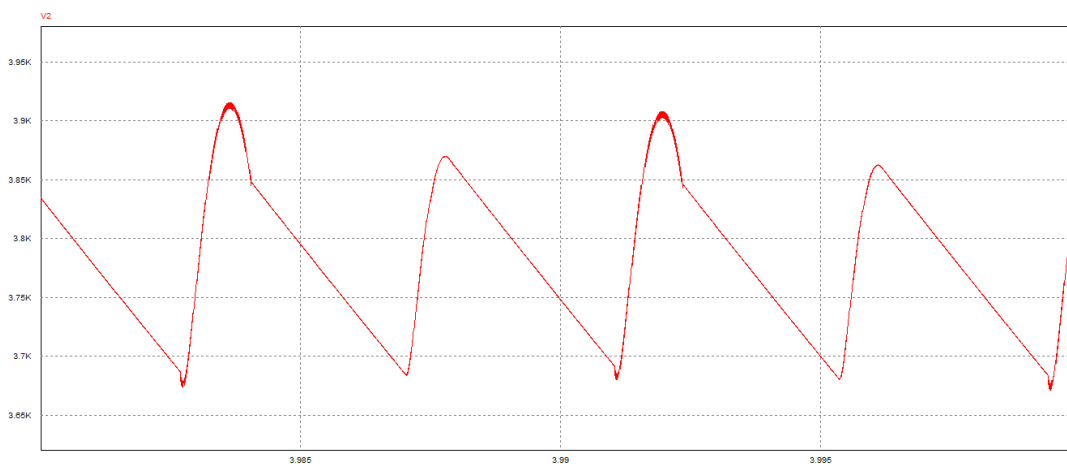


Fonte: Autoria própria (2019)

Para averiguar se uma fonte inversora consegue alimentar uma carga de alta potência à uma tensão de alguns kV, o inversor foi chaveado em um ciclo de trabalho de 50%. A figura abaixo mostra a forma de onda da tensão na carga resistiva:

Na figura 14, pode-se ver que o pico de tensão da carga chega à quase 4 kV, o que já

Figura 14 – Forma da onda simulada da tensão na carga



Fonte: Autoria própria (2019)

é suficiente para o objetivo em questão. Logo, conclui-se que a fonte inversora é viável para a alimentação do circuito de um magnetron.

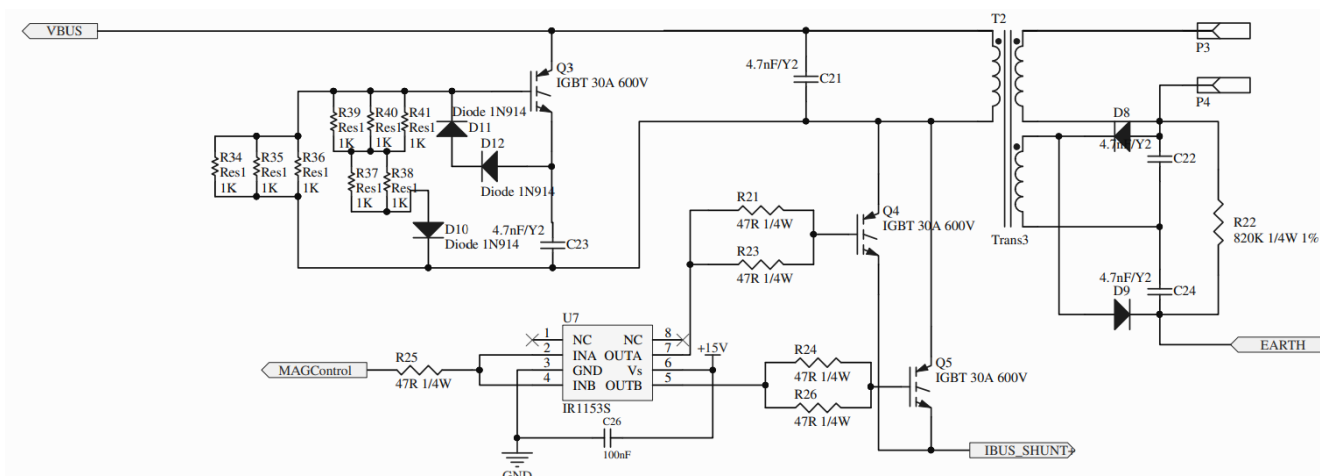
3.1.2 Projeto

O projeto da fonte inversora se baseou em boa parte no conceito desenvolvido por Kako, Nakagawa e Narita (1991). Assim como no circuito implementado pelos engenheiros japoneses, a equipe baseou o projeto da fonte em um inversor classe E e o chaveamento do circuito é feito por um microcontrolador. Devido à operação em alta frequência do sistema, o CI IR1153S foi usado para aplicar uma correção do fator de potência, diminuindo significativamente a taxa de distorção harmônica (TDH). Para uma maior eficiência, foram utilizados IGBTs em paralelo para aumentar a potência dos sistemas e reduzir as perdas no circuito. Um transformador de três enrolamentos de alta potência, em conjunto com um circuito dobrador, alimenta as entradas do magnetron. O polo positivo de um dos enrolamentos do secundário do transformador é ligado ao terra e o polo negativo é ligado ao ânodo do magnetron. No primeiro enrolamento, o pólo negativo está em curto-circuito com o lado positivo do segundo enrolamento e o pólo positivo está ligado ao cátodo do magnetron. Com esta montagem, a tensão de entrada do magnetron é cerca de 4kV. A tensão de entrada do circuito é a tensão da rede retificada por uma ponte de diodos. O esquemático do circuito foi desenvolvido no software *Altium Desginer*. A figura 15 mostra o circuito projetado:

3.1.3 Descrição de funcionamento

O circuito é projetado para permitir o controle da potência de saída do magnetron, cujos terminais são conectados aos conectores P3 e P4, os quais estão ligados na saída do secundário do transformador. Os diodos D8 e D9, juntamente com os capacitores C22 e C24 formam um circuito dobrador, permitindo que o pico da tensão de saída chegue em

Figura 15 – Circuito projetado



Fonte: Autoria própria (2019)

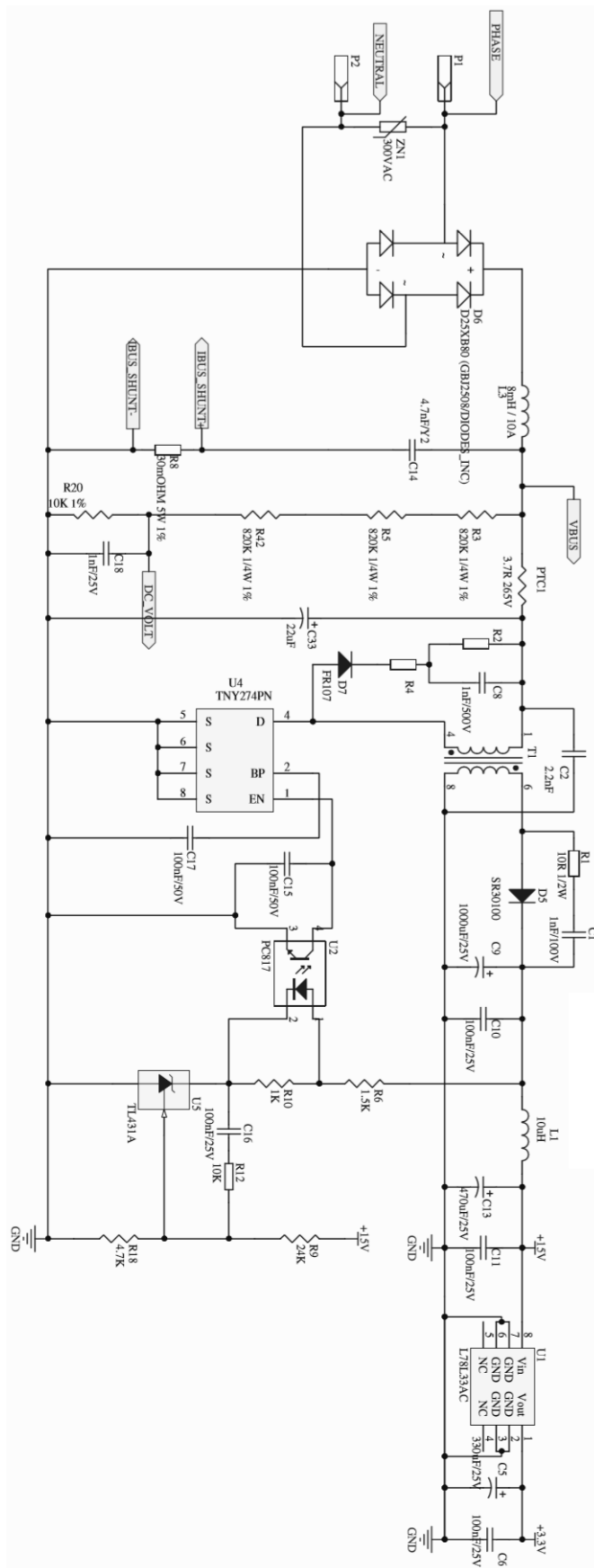
aproximadamente 4 kV. O controle de potência é feito pelo chaveamento conjunto dos IGBTs Q4 e Q5, os quais controlam a passagem de corrente pelo shunt. O chaveamento destes dispositivos é feito por um microcontrolador, que controla o chaveamento de acordo com o valor de corrente lido nos terminais do resistor *shunt*. Quanto maior a corrente neste resistor, maior a potência de entrada do magnetron. O IGBT Q3, juntamente com os diodos D10, D11, D12 e a rede de resistores consistem em um circuito que exerce o mesmo papel de um diodo roda-livre. Este circuito bloqueia os picos de tensão induzida gerada pelo transformador quando os IGBTs Q4 e Q5 são despolarizados. Diferentemente do projeto do circuito da figura 12, o circuito desenvolvido não utiliza um CI para realizar as ações determinadas pelo microcontrolador. No trabalho desenvolvido pela equipe, a realimentação é feita pelo resistor *shunt* ligado ao neutro, em vez do transformador de corrente. Assim, a leitura do valor da corrente pode ser feita por um simples condicionamento do sinal, utilizando uma interface que utiliza resistores, capacitores e um amplificador operacional integrado ao microcontrolador. O CI U7, além de diminuir a TDH, também faz o isolamento do sinal que vem do microcontrolador do resto do circuito. Portanto, optou-se por não utilizar um circuito de controle especializado.

3.2 FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Para alimentar os diferentes componentes do sistema, utilizou-se um projeto de fonte de alimentação isolada, com potência de 10W. A fonte utilizada possui saídas de 3,3V e 15V, utilizando reguladores chaveados para manter o sinal de tensão o mais constante possível. A equipe fez uma modificação no circuito para energizar o inversor que faz o controle de potência do magnetron com a tensão após a ponte de diodos. Outra mudança feita foi o posicionamento de um resistor *shunt*, ligado ao neutro do circuito. Este componente atua como um sensor de corrente que é usado na função de transferência da realimentação da planta. A alimentação do inversor é feita com o sinal de tensão da saída do indutor ligado ao retificador de onda

completa. Também foi adicionada uma série de resistores que são utilizados em um divisor de tensão que é ligado a um conversor AD do microcontrolador. A tensão medida no resistor R20 é utilizada no cálculo da potência utilizada pelo circuito. Na fonte, foram utilizados quatro CIs especializados. O CI TNY274PN é um regulador chaveado e isolado, que permite abaixar para o valor desejado de 15 V uma ampla faixa tensão de entrada DC. Este dispositivo é um dos mais flexíveis do mercado, permitindo o uso de uma maior potência na tensão de entrada, reduzindo os custos com o transformador da fonte. Para chegar à tensão de 3,3 V, foi utilizado o CI L78L33AC, que é um regulador de tensão fixa. Este CI emprega um limitador de corrente que inibe qualquer sobrecarga que a fonte venha a apresentar na saída. Para fazer o acoplamento do regulador chaveado, foi utilizado o optoacoplador PC817. Este modelo é um dos mais comuns para aplicações que precisam isolar dois circuitos com diferentes potências e impedâncias. Para proteger o circuito, foi usado o CI TL431, que exerce a mesma função de um diodo zener, protegendo o circuito em uma eventual sobrecarga. A figura abaixo mostra o esquemático da fonte de alimentação utilizada:

Figura 16 – Fonte de alimentação do sistema



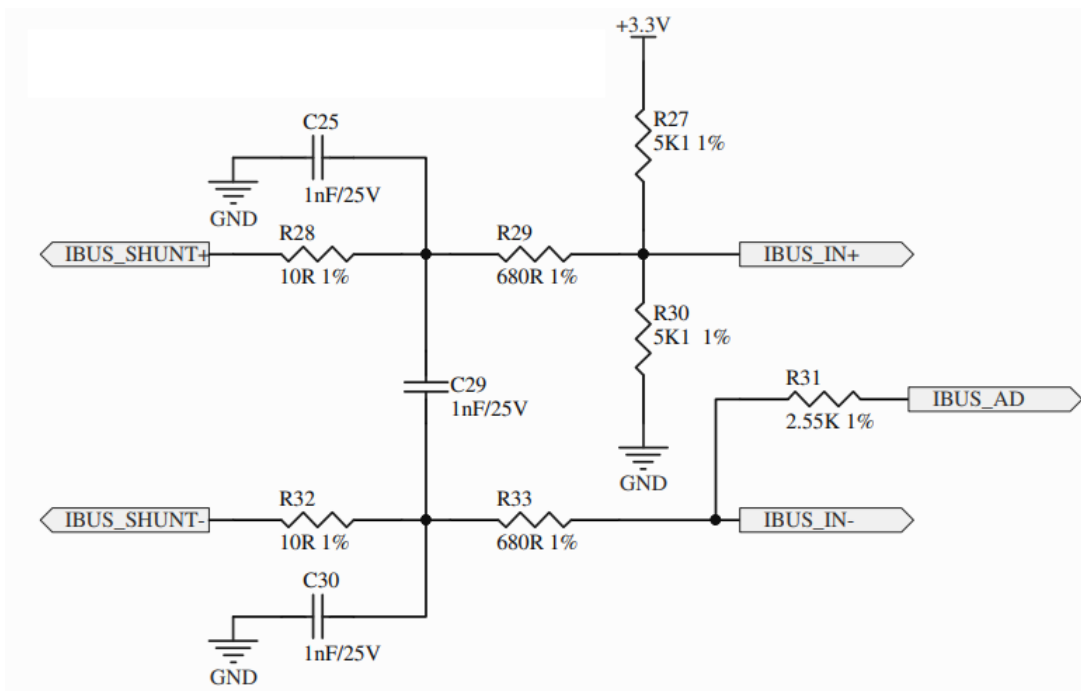
Fonte: Autoria própria (2019)

3.3 REALIMENTAÇÃO DE CORRENTE

No trabalho apresentado por Kako, Nakagawa e Narita (1991), a planta de controle de potência do magnetron utiliza uma realimentação de corrente, através de um transformador de corrente na saída do secundário do transformador de alta tensão. No entanto, esta abordagem causa distorção no circuito. Como a corrente que circula no sistema está diretamente relacionada à potência fornecida pelo magnetron, a realimentação de corrente foi escolhida como solução, porém a equipe decidiu utilizar uma técnica que utiliza um resistor *shunt*.

Para possibilitar esta realimentação, foi desenvolvida uma interface analógica que é ligada diretamente ao ADC do microcontrolador. A interface consiste em um circuito que, em conjunto com um amplificador operacional integrado ao microcontrolador, irá condicionar o sinal da tensão aplicada em um resistor *shunt* de 30 mΩ para os pinos de *input* do microcontrolador. A figura abaixo mostra a interface projetada:

Figura 17 – Condicionador de sinal de realimentação



Fonte: Autoria própria (2019)

3.4 DSPIC33

O DSPIC33 é um microcontrolador da família PIC, desenvolvido pela Microchip Technology Inc., que possui funcionalidade de processador digital de sinais (DSP). Este componente foi escolhido para fazer o controle do chaveamento da fonte inversora pois consegue operar em uma ampla faixa de temperatura e possui diversas funcionalidades interessantes para

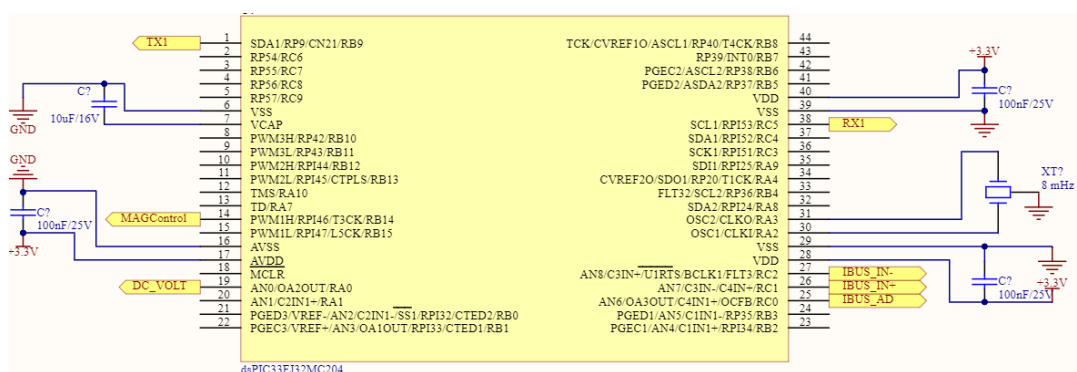
o controle de sinais analógicos de alta frequência. Algumas das funcionalidades, cruciais para o projeto, incluem:

- Módulo ADC configurável de 10 bits e amostragem de 1.1 Msp/s ou 12 bits e amostragem de 500 ksp/s;
- Três amplificadores operacionais integrados ao ADC da plataforma;
- Interrupções de *Input Capture* em todos os pinos de I/O;
- *Timers* e contadores de 32 bits;
- Funções de PWM de alta velocidade.

A CPU da plataforma possui arquitetura Harvard, típica da família de processadores PIC, possuindo uma palavra de instrução de 24 bits e 12 MB de endereços de memória de programa. O microprocessador possui um extenso suporte ao processamento digital de sinais, tendo acumuladores e ULA de 40 bits, dois multiplicadores de alta velocidade 17 por 17 bits e um *barrell shifter* de 40 bits que consegue alternar 16 bits em único ciclo de *clock*. A arquitetura do processador fornece uma compilação eficiente de código, suportando a linguagem C e *Assembly*.

No circuito, o microcontrolador recebe o sinal digital de corrente condicionado da saída do amplificador operacional integrado, que por sua vez tem as entradas ligadas à interface do *shunt*. O dispositivo também faz uma conversão analógica digital do sinal de tensão de um resistor do divisor de tensão de entrada. Os sinais digitais são convertidos em valores analógicos equivalentes e utilizados para calcular a potência utilizada e a corrente total utilizada pelo circuito. De acordo com os valores medidos, o microcontrolador faz o chaveamento dos IGBTs.

Figura 18 – Esquemático do microcontrolador no circuito



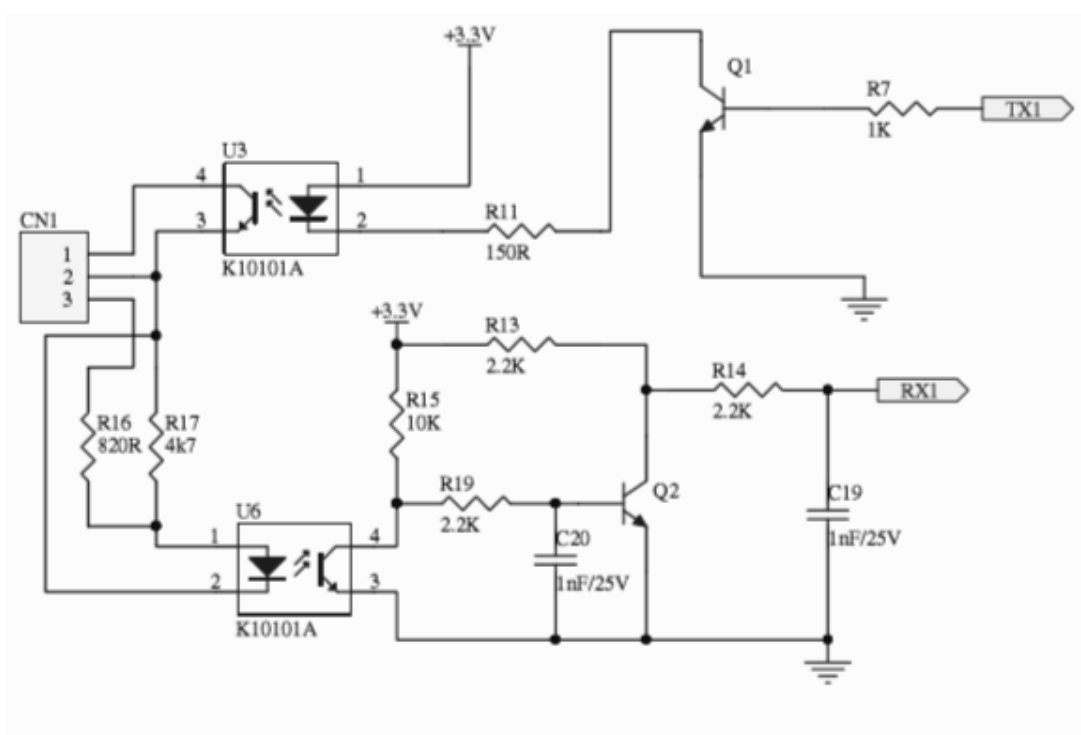
Fonte: Autoria própria (2019)

3.5 CIRCUITO DE COMUNICAÇÃO

O circuito de comunicação é responsável por receber sinais de status e enviar sinais de controle para o microcontrolador. Estes sinais de controle podem ser gerados a partir de uma ação do usuário em uma interface externa ou podem ser uma decisão do próprio algoritmo do processador. Para permitir a comunicação do microcontrolador com componentes de alta

potência, desenvolveu-se um circuito de comunicação que faz a transmissão e recepção de dados. A interface envia dados para o microcontrolador, contendo sinais de controle, os quais determinam o percentual de potência máxima solicitada, enquanto o microcontrolador envia os sinais de status que sinalizam o estado da realimentação. Este circuito utiliza optoacopladores para fazer a transmissão e recepção dos dados e apresenta uma saída de três conectores que são conectadas à saídas digitais. O optoacoplador utilizado foi o modelo K10101A, da marca Cosmo Electronics. Este circuito integrado possui frequência de operação de até 80 kHz, que é mais que suficiente para o projeto, dado que os sinais de controle não necessitam de uma alta taxa de transmissão. O esquemático abaixo mostra o circuito de comunicação:

Figura 19 – Esquemático do circuito de comunicação

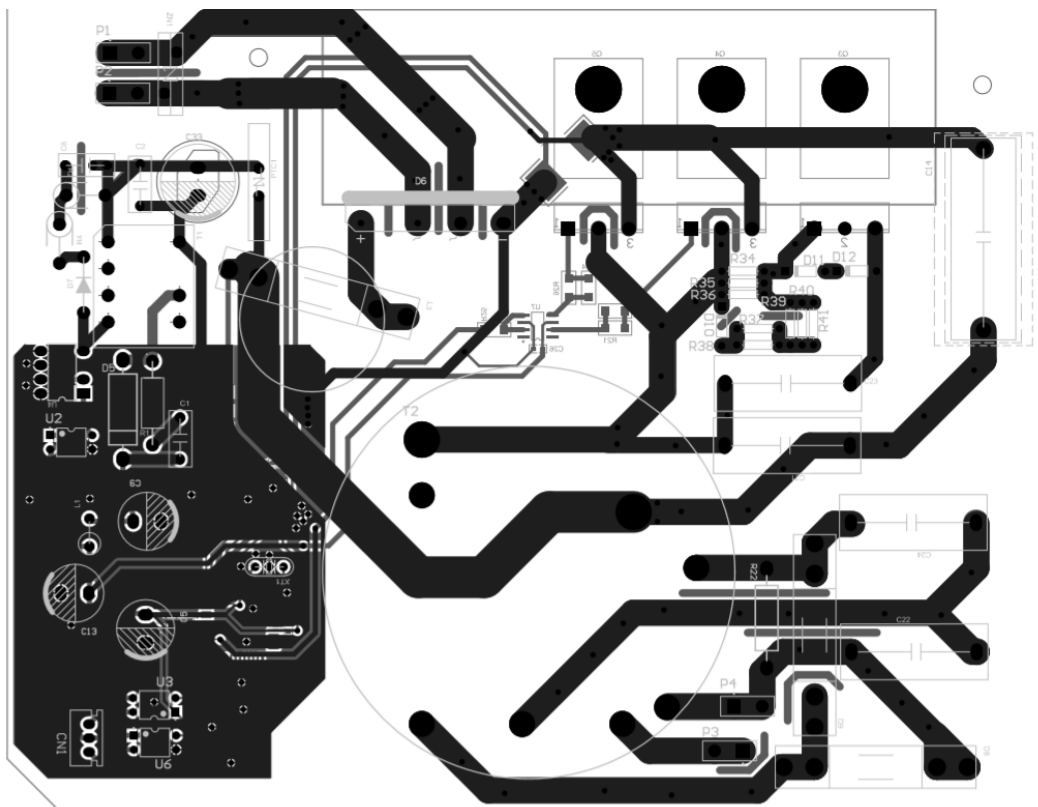


Fonte: Autoria própria (2019)

3.6 MONTAGEM DOS CIRCUITOS

Após desenvolver todos os circuitos que compõe a planta que controla a potência de saída do magnetron, a integração dos diferentes componentes foi feita. Para economizar espaço e deixar a montagem mais robusta, foi desenvolvido um esquemático de PCB que contém todas as partes desenvolvidas, usando tanto componentes comerciais comuns quanto componentes SMD. O projeto da placa levou em consideração as altas frequências que são usadas no sistema e o objetivo de reduzir peso e espaço adicionais presentes em um circuito de forno microondas comum. A figura abaixo mostra o esquemático da PCB desenvolvida no *Altium Designer*.

Figura 20 – Esquemático da PCB desenvolvida

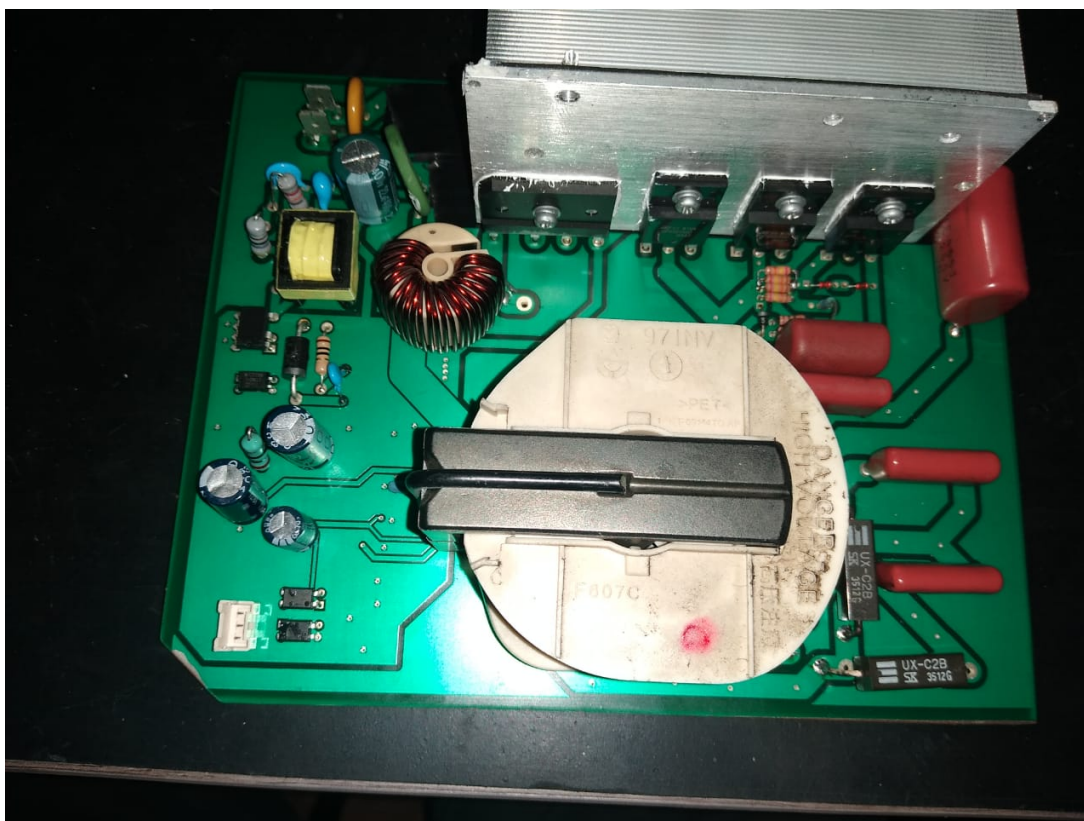


Fonte: Autoria própria (2019)

3.6.1 Fonte de Tensão

Para montar a fonte de tensão, foram consideradas as condições de operação do sistema e os objetivos deste trabalho. A placa deve ser compacta, reduzindo o espaço que seria ocupado pelo circuito tradicional, que utiliza um transformador ferromagnético. A fonte de tensão foi montada utilizando componentes disponíveis no comércio, incluindo componentes SMD. Em vez de utilizar quatro diodos para fazer a ponte retificadora, utilizou-se um CI de 4 pinos que faz a mesma função, utilizando bem menos espaço, sendo acoplável ao dissipador. A fonte possui duas saídas isoladas de tensão contínua, de 3,3 V e 15 V, para permitir a devida alimentação dos diferentes componentes do sistema. O dissipador precisa de tamanho suficiente para dissipar o calor gerado pela retificação da tensão da rede e o chaveamento dos três IGBTs da fonte inversora. Segue a imagem dos componentes da placa montada:

Figura 21 – Placa montada



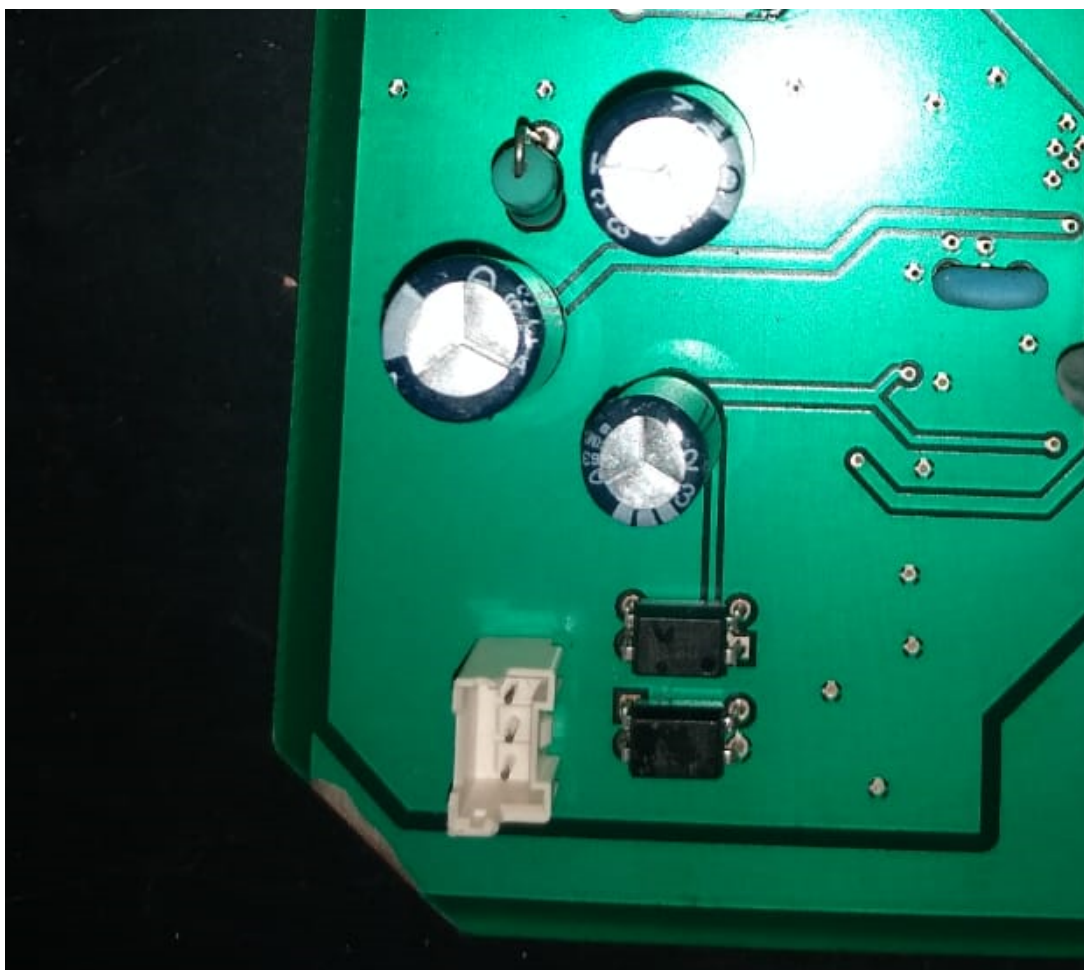
Fonte: Autoria própria (2019)

Em destaque na imagem, vê-se o dissipador, com a ponte de diodos parafusada mais à esquerda. Logo a frente do retificador onda completa, pode-se ver o indutor de estrangulamento, o qual bloqueia altas frequências indesejadas. À esquerda do indutor, vê-se o transformador que diminui a tensão de para o nível adequado às saídas utilizadas. Para os resistores e capacitores, foram utilizados componentes comuns, com tensão e potência de operações que variam de acordo com a necessidade. O tipo do capacitor também varia, utilizando-se os tipos de poliéster, eletrolítico e tântalo.

3.6.2 Circuito de Comunicação

O circuito de comunicação foi montado com capacitores eletrolíticos e resistores comerciais. Os transistores e opto-acopladores utilizados são de modelos de comum utilização em aplicações de baixa potência. A figura 22 destaca onde os componentes desse circuitos foram montados na placa:

Figura 22 – Placa montada destacando circuito de comunicação



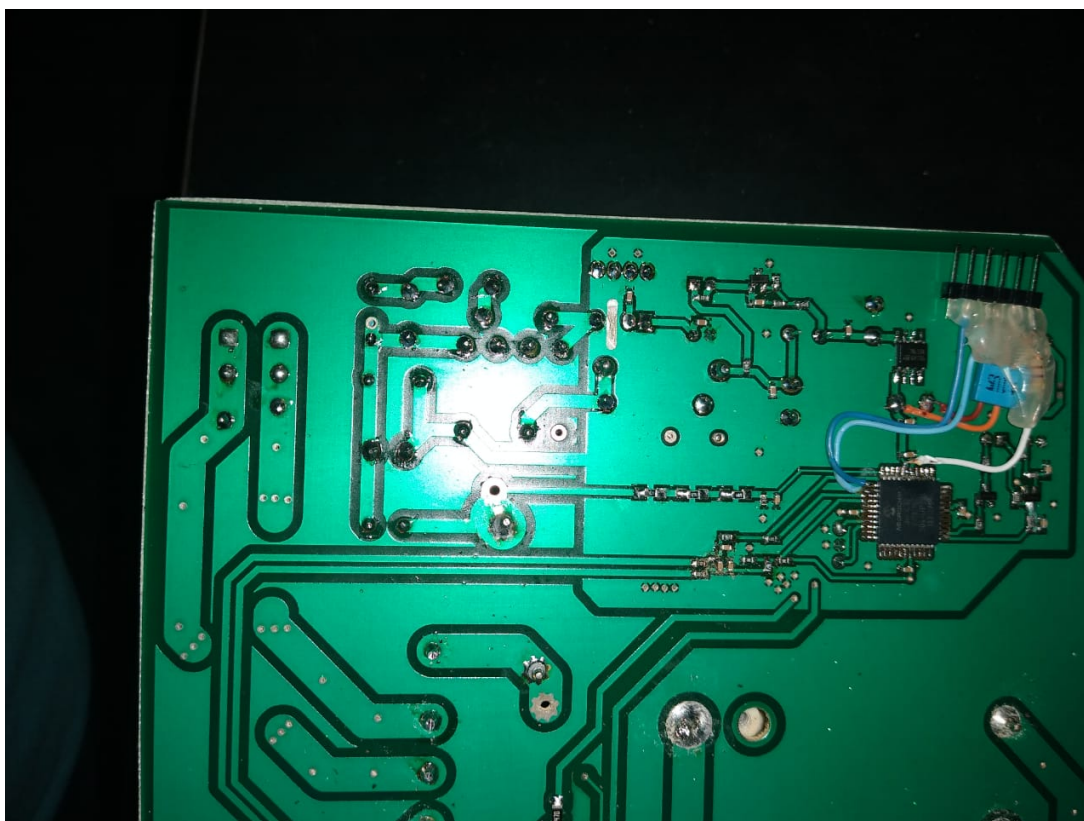
Fonte: Autoria própria (2019)

Na parte de baixo do circuito, pode-se enxergar os dois opto acopladores do circuito e, ao lado deles, vê-se os conectores do sinal de controle. Os resistores do circuito são do tipo SMD, e estão na parte de baixo da placa.

3.6.3 Shunt e Microcontrolador

Para montar a interface que condiciona o sinal dos terminais do shunt à entrada do ADC, foram utilizados componentes comuns. Devido a um erro da equipe na hora de soldar os componentes e o microcontrolador, os pontos originais de solda do circuito foram perdidos. Para não ter que refazer a placa, os componentes foram soldados diretamente uns aos outros com jumpers. Para fixar os objetos, utilizou-se cola quente. O *package* microcontrolador é do tipo PLCC. Segue a foto da montagem do circuito:

Figura 23 – Montagem da interface shunt e do microcontrolador

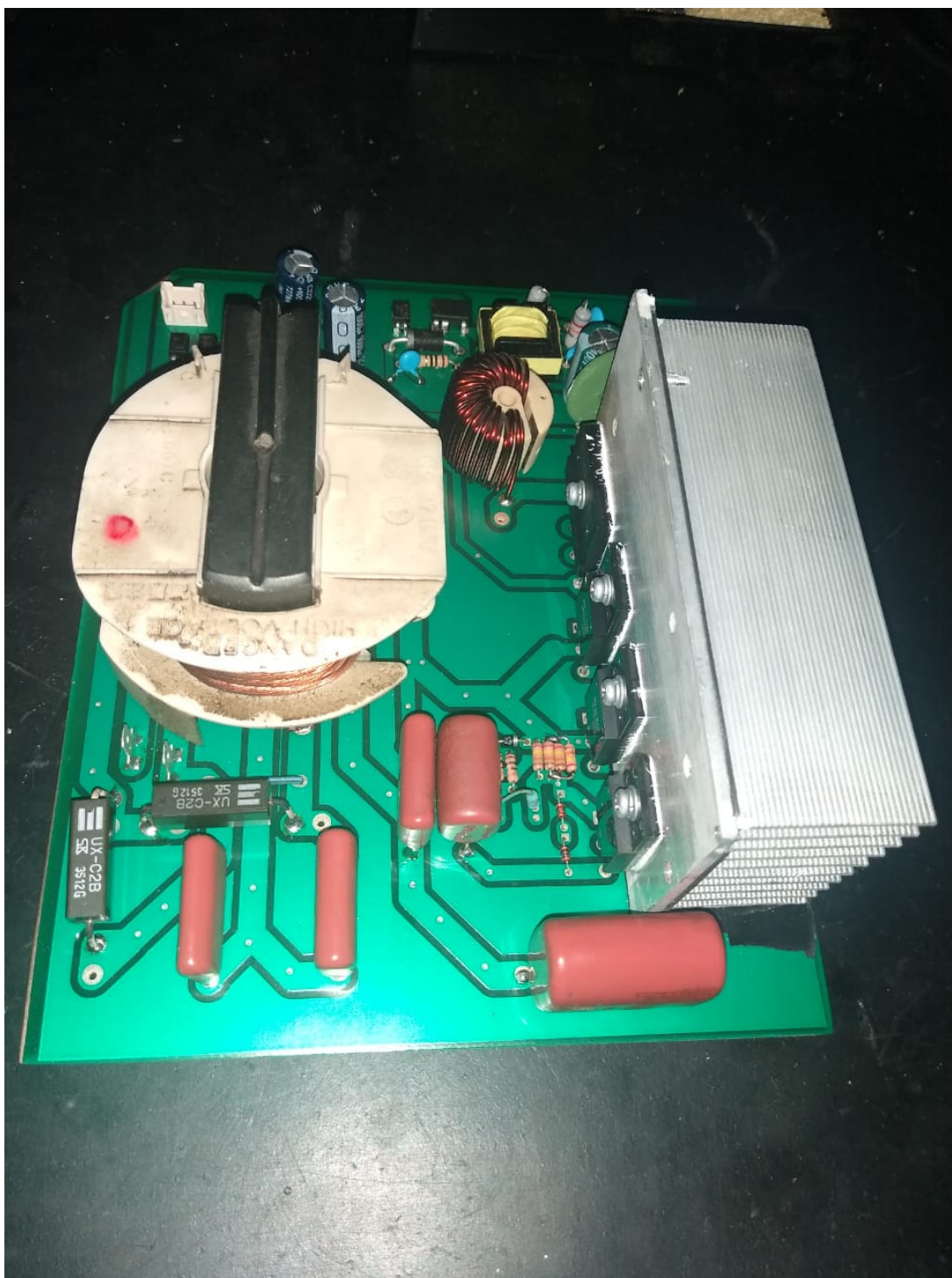


Fonte: Autoria própria (2019)

3.6.4 Fonte Inversora

Na fonte inversora, foram utilizados capacitores de poliéster de alta tensão, resistores comuns e IGBTs 30A, 600V do modelo 1MBH50D, da marca Fuji. O transformador é um modelo de três enrolamentos, com um enrolamento no lado primário e dois enrolamentos no lado secundário. O enrolamento do lado primário é constituído com 19 voltas de um fio de cobre flexível com espessura de 3mm. Um dos enrolamentos do lado secundário é constituído por 270 voltas. Este lado é o lado que é ligado ao circuito dobrador. Já o outro enrolamento, possui apenas uma volta, cuja função é polarizar o magnetron.

Figura 24 – Montagem da fonte inversora



Fonte: Autoria própria (2019)

Na figura 24 destaca-se o transformador de alta tensão à esquerda. Logo abaixo dele, pode-se ver o circuito dobrador, com os capacitores C22 e C24, da figura 15, e os diodos de alta potência. O diodo utilizado foi o modelo UX-C2B. Este modelo é adequado para este tipo de aplicação pois suporta tensões de até 8,5 kV e possui uma baixa taxa de polarização direta. Os dois conectores logo abaixo do transformador, do lado esquerdo são conectados aos

terminais do magnetron. À direita do dobrador, vê-se o circuito roda livre, ao lado esquerdo dos dois IGBTs que fazem o chaveamento do circuito. Para o circuito roda-livre, foi utilizado o mesmo modelo de IGBT que é utilizado no controle de potência, uma rede resistiva de resistores comerciais comuns, com três diodos também comuns. Devido ao uso de um chassi metálico no forno microondas, o lado positivo do enrolamento de 270 fios do secundário é ligado ao terra.

3.6.5 Magnetron

O magnetron utilizado no projeto é um magnetron comum, disponível em microondas domésticos. O dispositivo foi fabricado pela empresa Panasonic, e foi retirado de um modelo de microondas da mesma marca. Segue a foto do magnetron utilizado:

Figura 25 – Magnetron utilizado



Fonte: A autoria própria (2019)

3.6.6 Montagem completa

A montagem completa utilizou um forno microondas da marca Panasonic do ano 1995. A fonte ferromagnética de alimentação do magnetron foi retirada, e trocada pela placa montada desenvolvida pela equipe. O magnetron do forno utilizado foi preservado. A imagem abaixo mostra a montagem completa:

Figura 26 – Montagem completa



Fonte: Autoria própria (2019)

3.7 PLANTA

Para fazer o controle de potência de saída do magnetron, foi projetada uma planta que possibilita o ajuste da potência ao *set point* requerido. Para tal, foram desenvolvidos circuitos e algoritmos para microcontrolador de modo que o controle fosse realizado através do

chaveamento dos IGBTs, utilizando realimentação de corrente pelo resistor *shunt*. A estratégia de controle adotada foi o uso de um controlador proporcional integral (PI). Para controlar a potência de saída, o microcontrolador chaveia dois IGBTs, variando dois parâmetros: ciclo de trabalho e frequência do pulso. Para a leitura do valor do *shunt*, foi utilizado um conversor AD e um amplificador operacional, ambos integrados ao microcontrolador. Para medir a tensão do barramento de tensão da rede retificada (V_{bus}), também foi utilizado um conversor AD integrado ao microcontrolador. Esta tensão é usada tanto no cálculo realizado para o controle potência de saída quanto para medir a potência utilizada pelo circuito.

3.7.1 Condicionamento de sinal do *shunt*

Para condicionar o sinal dos terminais do *shunt*, foram utilizados o amplificador operacional integrado ao microcontrolador e o conversor AD, também integrado ao dispositivo. Alguns valores utilizados já são pré-determinados, utilizando valores que são considerados como valores recomendados pelo fabricante do microcontrolador nos *datasheets* fornecidos. Para realizar este condicionamento, foram calculados os ganhos das entradas do amplificador operacional, bem como os coeficientes de ajuste que minimizam o erro da conversão da corrente analógica para digital. No cálculo, os valores de pico atribuídos à corrente que passa no resistor foram determinados arbitrariamente, levando em conta os valores máximos totais de corrente que irão passar pelo circuito e a conveniência da realização dos cálculos. O conversor AD possui 10 bits, logo, 1024 níveis de corrente. No caso, foi considerado que a o valor máximo de corrente, correspondente ao nível 1023, seria 60 A, pois este valor excede o máximo que ocorre em um possível pico de corrente gerado por instabilidade no magnetron. A partir disto, de acordo com os valores de máximo e mínimo analógicos, calculou-se os valores de corrente lidos pelo conversor a partir de cada nível digital correspondente, considerando-se a tensão de alimentação da fonte. Os ganhos do amplificador operacional são calculados a partir do arranjo de resistores utilizados no circuito projetado mostrado na figura 17. Seja I_{pkr} a corrente de pico real em Ampères que passa pelo *shunt*, V_{dd} a tensão em Volts de alimentação do circuito da figura 17, V_{in+} e V_{in-} as tensões em Volts das alimentações positiva e negativas do amplificador operacional integrado, $G+$, G_{dd} e $G-$ os ganhos do amplificador em relação à V_{in+} , V_{dd} e V_{in-} respectivamente e I_{pkm} a corrente de pico medida pelo microcontrolador. A tabela a seguir mostra o resultado dos da conversão analógico digital, com o respectivo erro em Amperes:

Tabela 1 – Resultados dos cálculos da conversão

Ipkr	Vdd	Vin+	Vin-	Vout	G+	Gdd	G-	Nível	Ipkm	Erro
0,10	3,30	0,44	0,00	1,65277	3,7701	0,5	-2,7701	512	0,10	0,00
0,20	3,30	0,44	0,00	1,65554	3,7701	0,5	-2,7701	513	0,20	0,00
0,30	3,30	0,44	0,00	1,65831	3,7701	0,5	-2,7701	514	0,30	0,00
0,40	3,30	0,44	0,00	1,66108	3,7701	0,5	-2,7701	514	0,30	0,10
0,50	3,30	0,44	0,00	1,66385	3,7701	0,5	-2,7701	515	0,50	0,00
0,60	3,30	0,44	0,00	1,66662	3,7701	0,5	-2,7701	516	0,60	0,00
0,70	3,30	0,44	0,00	1,66939	3,7701	0,5	-2,7701	517	0,70	0,00
0,80	3,30	0,44	0,00	1,67216	3,7701	0,5	-2,7701	518	0,80	0,00
0,90	3,30	0,44	0,00	1,67493	3,7701	0,5	-2,7701	519	0,90	0,00
1,00	3,30	0,45	0,00	1,67770	3,7701	0,5	-2,7701	520	1,00	0,00
2,00	3,30	0,45	0,00	1,70540	3,7701	0,5	-2,7701	528	2,00	0,00
3,00	3,30	0,46	0,00	1,73311	3,7701	0,5	-2,7701	537	3,00	0,00
4,00	3,30	0,47	0,00	1,76081	3,7701	0,5	-2,7701	545	4,00	0,00
5,00	3,30	0,47	0,00	1,78851	3,7701	0,5	-2,7701	554	5,00	0,00
6,00	3,30	0,48	0,00	1,81621	3,7701	0,5	-2,7701	563	6,10	0,10
7,00	3,30	0,49	0,00	1,84391	3,7701	0,5	-2,7701	571	7,00	0,00
8,00	3,30	0,50	0,00	1,87161	3,7701	0,5	-2,7701	580	8,00	0,00
9,00	3,30	0,50	0,00	1,89931	3,7701	0,5	-2,7701	588	9,00	0,00
10,00	3,30	0,51	0,00	1,92701	3,7701	0,5	-2,7701	597	10,00	0,00
11,00	3,30	0,52	0,00	1,95471	3,7701	0,5	-2,7701	605	10,90	0,10
12,00	3,30	0,53	0,00	1,98241	3,7701	0,5	-2,7701	614	12,00	0,00
13,00	3,30	0,53	0,00	2,01011	3,7701	0,5	-2,7701	623	13,00	0,00
14,00	3,30	0,54	0,00	2,03781	3,7701	0,5	-2,7701	631	14,00	0,00
15,00	3,30	0,55	0,00	2,06552	3,7701	0,5	-2,7701	640	15,00	0,00
16,00	3,30	0,56	0,00	2,09322	3,7701	0,5	-2,7701	648	16,00	0,00
17,00	3,30	0,56	0,00	2,12092	3,7701	0,5	-2,7701	657	17,00	0,00
-0,10	3,30	0,44	0,00	1,64723	3,7701	0,5	-2,7701	510	-0,10	0,00
-1,00	3,30	0,43	0,00	1,62230	3,7701	0,5	-2,7701	502	-1,00	0,00
-2,00	3,30	0,42	0,00	1,59460	3,7701	0,5	-2,7701	494	-2,00	0,00
-3,00	3,30	0,42	0,00	1,56690	3,7701	0,5	-2,7701	485	-3,00	0,00
-3,90	3,30	0,41	0,00	1,54197	3,7701	0,5	-2,7701	478	-3,80	0,10
-4,00	3,30	0,41	0,00	1,53920	3,7701	0,5	-2,7701	477	-4,00	0,00
-5,00	3,30	0,40	0,00	1,51150	3,7701	0,5	-2,7701	468	-5,00	0,00
-6,00	3,30	0,39	0,00	1,48380	3,7701	0,5	-2,7701	459	-6,10	0,10
-7,00	3,30	0,39	0,00	1,45610	3,7701	0,5	-2,7701	451	-7,00	0,00
-8,00	3,30	0,38	0,00	1,42840	3,7701	0,5	-2,7701	442	-8,00	0,00
-9,00	3,30	0,37	0,00	1,40070	3,7701	0,5	-2,7701	434	-9,00	0,00
-10,00	3,30	0,36	0,00	1,37300	3,7701	0,5	-2,7701	425	-10,00	0,00
-11,00	3,30	0,36	0,00	1,34529	3,7701	0,5	-2,7701	417	-10,90	0,10
-12,00	3,30	0,35	0,00	1,31759	3,7701	0,5	-2,7701	408	-12,00	0,00
-13,00	3,30	0,34	0,00	1,28989	3,7701	0,5	-2,7701	399	-13,00	0,00
-15,00	3,30	0,33	0,00	1,23449	3,7701	0,5	-2,7701	382	-15,00	0,00
-17,00	3,30	0,31	0,00	1,17909	3,7701	0,5	-2,7701	365	-17,00	0,00
-18,00	3,30	0,31	0,00	1,15139	3,7701	0,5	-2,7701	356	-18,10	0,10

3.7.2 Leitura de tensão no microcontrolador

Para medir o valor da tensão no programa do microcontrolador, foi necessário calcular os parâmetros para conversão da tensão analógica em digital. No cálculo, foram considerados os valores nos quais a tensão de pico de barramento varia (0 V a 180 V). Para cada valor atribuído de tensão de barramento (V_{bus}), foi calculado a tensão medida pelo microcontrolador (V_m) e o correspondente nível digital, considerando 10 bits de resolução. Então, o nível digital foi convertido e foi calculado o erro gerado pela conversão. De forma análoga ao condicionamento do sinal do resistor *shunt*, descrito na seção anterior, foi elaborada uma planilha no software *excel* que calcula o nível digital do sinal para um determinado valor de V_{bus} . Estes valores foram utilizados para se obter os parâmetros de conversão que geram um erro aceitável. O erro máximo gerado pelas conversões foi 2 V. Uma compilação dos resultados obtidos encontra-se na tabela abaixo:

Tabela 2 – Resultados dos cálculos da conversão

V_{bus} real (V)	V_m (V)	Nível Digital	V_{bus} medido (V)	Erro (V)
1	0,00606	1	1	0
2	0,01212	3	2	0
3	0,01818	5	3	0
4	0,02424	7	4	0
5	0,03030	9	5	0
6	0,03636	11	6	0
7	0,04242	13	7	0
8	0,04848	15	8	0
9	0,05455	16	8	1
10	0,06061	18	9	1
20	0,12121	37	19	1
30	0,18182	56	29	1
40	0,24242	75	39	1
50	0,30303	93	49	1
60	0,36364	112	59	1
70	0,42424	131	69	1
80	0,48485	150	79	1
90	0,54545	169	89	1
100	0,60606	187	98	2
110	0,66667	206	108	2
120	0,72727	225	118	2
130	0,78788	244	128	2
140	0,84848	263	138	2
150	0,90909	281	148	2
160	0,96970	300	158	2
170	1,03030	319	168	2
180	1,09091	338	178	2

3.7.3 Algoritmo de controle

Para realizar o controle propriamente dito, foi desenvolvido um algoritmo de controle, que recebe como parâmetros de entrada corrente do *shunt*, a tensão do barramento e os sinais de controle e status do circuito de comunicação. A saída do algoritmo consiste nos pulsos ligados às portas dos IGBTs, que fazem o chaveamento dos componentes. O controlador desenvolvido foi do tipo PI, que de forma digital controla dois parâmetros dos pulsos da porta dos IGBTs: a frequência do pulso e o ciclo de trabalho.

Para desenvolver o algoritmo, foi escrito e compilado um código em C e *Assembly*. Este código contém as funções que fazem o controle dos parâmetros citados e *drivers* para os periféricos utilizados do microcontrolador. Como o microcontrolador não utiliza sistema operacional, o algoritmo foi baseado em máquinas de estado que abstraem os estados dos diferentes componentes que são utilizados na planta. Foram desenvolvidas três funções manipuladoras que são constituídas de máquinas de estado, que representam as principais funções dos circuito: acionamento do magnetron, leitura do *shunt* e da tensão do barramento e interface de comunicação. Além dos manipuladores criados, foram criados manipuladores de interrupções para algumas IRQs que estão presentes no microcontrolador. As IRQs utilizadas foram as interrupções dos conversores AD e as de *input capture*, que é disparada por uma queda ou incremento no sinal do pino de I/O. O programa que determina o máximo de potência que pode ser fornecida. A figura abaixo mostra a função *main* do projeto:

Figura 27 – Função *main*

```
9  int main (void){
10  // Init the peripherals - contain the definitions for config bits
11  // configure PLL, GPIO, PWM & ADC
12  InitPeriph();
13  // Initialize magnetron components
14  MagnetronInit();
15  // Initialize analog components
16  AnalogInit();
17  // Initialize interface communication
18  IntUnitConfiguration();
19  // Initialize time base
20  TimeBaseInit();
21  // Main Loop
22  while(1){
23      // Handles Mwo and Magnetron control
24      MwoControlHandler();
25      // Handles Magnetron control
26      // Handles analog sensor
27      AnalogHandler();
28      // Handles interface communication
29      IntUnitHandler();
30  } // End of Main loop
31  // should never get here
32  while(1){}
33  return 0;
34 }
```

Fonte: Autoria própria (2019)

A função principal consiste apenas na inicialização dos periféricos do circuito e no laço de repetição que chama os manipuladores desenvolvidos.

No algoritmo, parâmetros de mínimos e máximos foram definidos de modo a possibilitar o controle do *set-point* dentro de alguns limites de potência. Definiu-se que a frequência de chaveamento deve estar entre 20 kHz e 45 kHz, devido ao limite audível e a resposta em frequência dos componentes. Já quanto à potência, foi estipulado que deve estar entre 400 W e 1600 W, para possibilitar uma operação segura e contínua do magnetron.

3.7.3.1 Controlador PI

Para determinar o controlador do projeto, foram considerados controladores que pudessem responder de forma adequada à uma variável de processo que é regida por uma função de transferência que é muito difícil de se determinar. Assim, decidiu-se que, ao invés de calcular um controlador com função de transferência específica para a planta, iria utilizar-se um controlador mais flexível. Devido às altas frequências do circuito, e a natureza das grandezas que se deseja controlar, o controlador PI foi utilizado neste projeto. Este controlador permite um controle rápido, estável e apresenta menor *overshoot* em relação à um controlador integral,

além de possuir erro zero em estado estacionário, no caso de se desejar utilizar potência constante. O algoritmo do controlador PI faz, de forma digital, o controle do *set point* através da soma acumulada dos valores anteriores multiplicados pelas constantes de proporção integral somados com a componente proporcional da fórmula. Para determinar os valores das constantes, foi utilizado um método que também é comum no controle de motores elétricos, descrito no manual disponibilizado pela fabricante do microcontrolador DSPIC33 em Microchip Manuals (2010). Este método consiste em zerar o ganho da constante integrativa (K_i) e de forma manual, através da variação da constante proporcional (K_p), alcançar uma resposta aceitável em questão de tempo e *overshoot*. Determinando-se K_p , a constante K_i é habilitada com valor aproximadamente 10 vezes menor que K_p . Em seguida, realiza-se ajustes finos manuais, de forma a se determinar K_i , de acordo com a ausência de *overshoot* e um tempo de resposta de saída que é compatível com os requisitos do sistema. O algoritmo foi implementado na linguagem *Assembly* para uma melhor performance, porém será exposto neste trabalho em C, da maneira em que foi idealizado:

Figura 28 – Algoritmo em C do controlador PI

```
37 void CalcPI()
38 {
39     Err = InRef - InMeas; //ERRO = SET POINT - POT MEDIDA
40     U = Sum + Kp * Err; //SAÍDA = SOMA ACUMULADA * CONSTANTE PROPORCIONAL
41     if (U > Outmax)
42         Out = Outmax; //LIMITA A SAÍDA AO VALOR MÁXIMO ESTIPULADO
43     else if (U < Outmin)
44         Out = Outmin; //LIMITA AO VALOR MÍNIMO ESTIPULADO
45     else
46         Out = U;
47     Exc = U - Out; //TERMO DE EXCESSO QUE É DIFERENTE DE 0
48     //CASO A SAÍDA CALCULADA ESTEJA FORA DOS LIMITES
49     Sum = Sum + Ki * Err - Kc * Exc; //SOMA ACUMULADA DO ALGORÍTMO
50 }
```

Fonte: Autoria própria (2019)

3.7.3.2 Interrupções do Conversor AD

Estas interrupções são disparadas a cada 30 μs , e os manipuladores desenvolvidos para esta interrupção lêem o nível do sinal analógico convertido e fazem o cálculo para o valor analógico equivalente, de acordo com os coeficientes de ajuste calculados. O valor calculado é atribuído à variáveis globais que são utilizadas nos demais algoritmos do sistema. A figura 29 detalha os manipuladores:

Figura 29 – Manipulador desenvolvido

```
390 void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _AD1Interrupt(void)
391 {
392     IFS0bits.AD1IF = 0;
393     if (uGF.RunAntenna)
394     {
395         // Ibus is measured and offset removed from measurement.
396         AnalogSetRawBusCurrent(ADC1BUF0);
397         // Vbus is measured and offset removed from measurement.
398         AnalogSetRawBusVoltage(ADC1BUF1);
399     }
400     return;
401 }
```

Fonte: Aatoria própria (2019)

3.7.3.3 Interrupção de *input capture*

Esta interrupção é acionada quando uma borda de subida ou descida é detectada pelo pino de entrada. O sinal de entrada deste pino é o sinal de controle que vem do circuito de comunicação. O manipulador desenvolvido para esta IRQ verifica se a borda detectada é de subida ou descida e conta o intervalo de tempo em que o sinal está alto e o intervalo de tempo em que o sinal está baixo. Os valores de sinal alto e baixo representam a potência solicitada pelo controlador para regular a potência de saída do magnetron. Esta interrupção também chama uma função que sinaliza que a realimentação está funcionando, a qual será detalhada na subseção da interface de comunicação. A figura 30 contém o algoritmo desenvolvido para esta interrupção:

Figura 30 – Manipulador desenvolvido

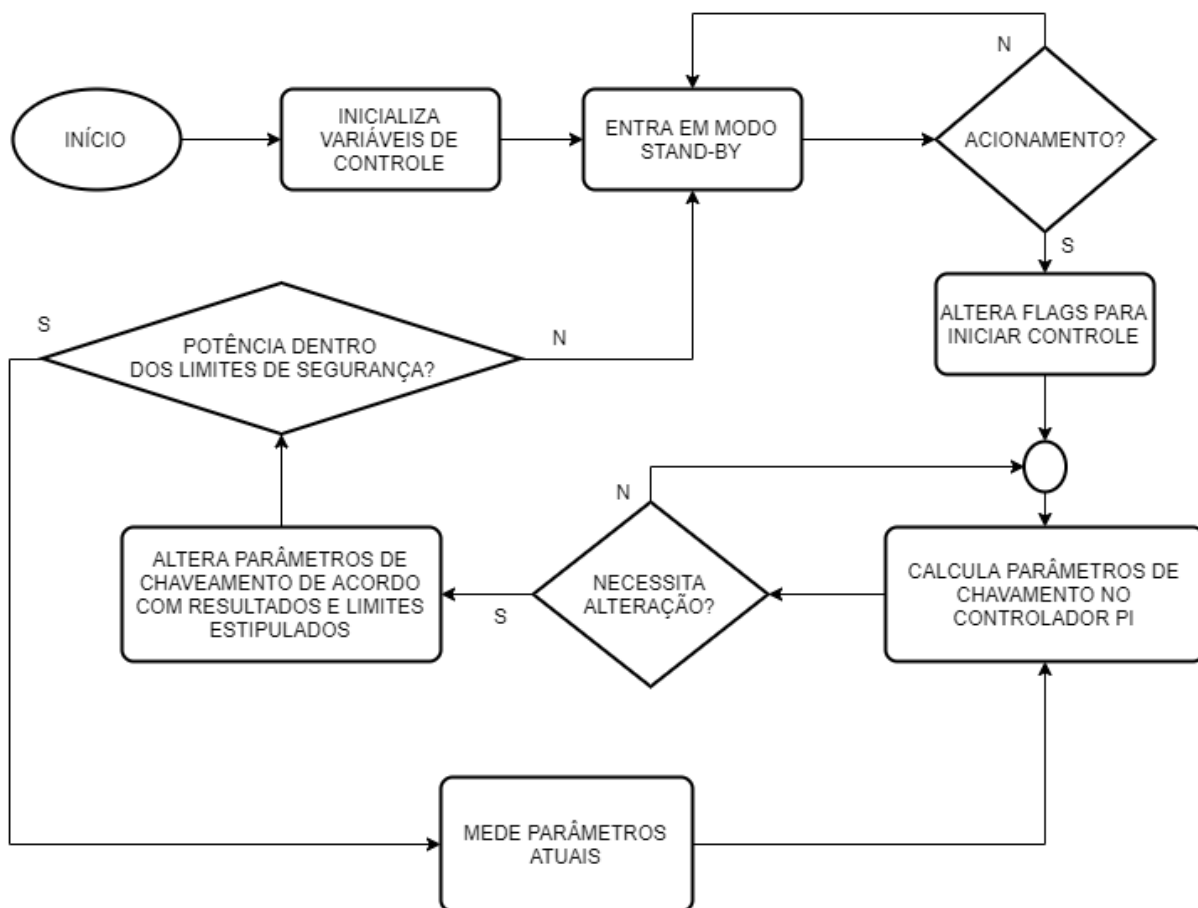
```
94 void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _IC1Interrupt(void){
95     IFS0bits.IC1IF=0;
96     Capture1 = IC1BUF;
97     // First ramp to set start
98     if(int_pwm_sample_to_read == 1){
99         int_pwm_sample_to_read = 2;
100     }else if (int_pwm_sample_to_read == 2){
101         int_pwm_sample_to_read = 3;
102         int_high_pulse_width = GetTick100uCount();
103     }else if (int_pwm_sample_to_read == 3){
104         int_pwm_sample_to_read = 2;
105         int_low_pulse_width = GetTick100uCount();
106         PeripheralsTXToggle();
107     }
108 }
```

Fonte: Aatoria própria (2019)

3.7.3.4 Algoritmo de acionamento do Magnetron

Por ser um componente de alta potência que pode causar danos ao circuito ou a terceiros caso operado incorretamente, o magnetron possui um algoritmo de acionamento próprio que, baseado nas variáveis de entrada medidas pelo microcontrolador e no estado do programa, pode desligar, ligar ou proteger o componente, colocando-o em modo *stand-by*. Para tomar a decisão, o algoritmo leva em consideração a tensão medida pelo conversor AD e o ciclo de trabalho requisitado pelo controlador. Inicialmente, o magnetron começa em estado inicial, o qual somente inicializa variáveis do controlador. Feito isso, o sistema vai para o estado *stand-by*, e aguarda o início do acionamento por parte da interface de usuário. Quando o acionamento é realizado, o algoritmo vai para o estado "rodando", o qual realiza o controle PI, faz verificações de segurança, mede os valores atuais de ciclo de trabalho e frequência e atribui novo ciclo de trabalho e frequência de acordo com o resultado obtido no algoritmo do controlador PI. A figura abaixo mostra o fluxograma do algoritmo desenvolvido:

Figura 31 – Algoritmo desenvolvido



Fonte: Autoria própria (2019)

A figura a seguir detalha o código implementado:

Figura 32 – Implemenção do algoritmo de acionamento

```

28 void MwoControlHandler(void){
29     uint16_t magnetron_duty_cycle = 0; // Variable that receives the magnetron power
30     switch(mwo_control_state){
31     case MWO_CONTROL_STATE_INIT:
32         mwo_control_protection_start_timer.timebase = TIMER_TIME_BASE_1MS;
33         mwo_control_protection_start_timer.timeout = 5;
34         TimerReset(&mwo_control_protection_start_timer);
35         mwo_control_state = MWO_CONTROL_STATE_STAND_BY;
36         break;
37     case MWO_CONTROL_STATE_STAND_BY:
38         PTPER = PWM_STARTUP_FREQUENCY; // Setup PWM period
39         PDC1 = PWM_STARTUP_FREQUENCY;
40         if (!IntUnitIsDisconnected()){
41             TimerReset(&mwo_control_protection_start_timer);
42             mwo_control_state = MWO_CONTROL_STATE_WAIT_STABLE;
43         }
44         break;
45     case MWO_CONTROL_STATE_WAIT_STABLE:
46         if(TimerIsTimeout(&mwo_control_protection_start_timer)){
47             mwo_control_state = MWO_CONTROL_STATE_RUNNING;
48         }
49         break;
50     case MWO_CONTROL_STATE_RUNNING:
51         if((IntUnitIsDisconnected()) || (MagnetronGetDutyCycle() == 0)) // Change system to low consumption
52             mwo_control_state = MWO_CONTROL_STATE_STAND_BY;
53         MagnetronHandler();
54         MagnetronSetDutyCycle(MwoControlGetMagnetronDutyCycle()); // Set requested duty cycle
55         magnetron_duty_cycle = MagnetronGetDutyCycle();
56
57         MwoControlPowerProtectionHandler(SM_RUN); // Protect inverter output power, Populates the variable mwo_control_power_protection_magnetron_power
58         // If magnetron must run. Variable controlled by interface unit or shut down by failure.
59         if(MwoControlIsMagnetronEnable()) // Reduces speed based on power protection algorithm
60         {
61             // Get compressor power protection algorithm speed
62             if(mwo_control_power_protection_magnetron_duty_cycle <
63                 magnetron_duty_cycle)
64                 magnetron_duty_cycle = mwo_control_power_protection_magnetron_duty_cycle;
65             if(magnetron_duty_cycle == 0) MagnetronTurnOff(); // If some protection requested compressor OFF
66             MagnetronSetDutyCycle(magnetron_duty_cycle);
67         }
68         break;
69     }
70 }

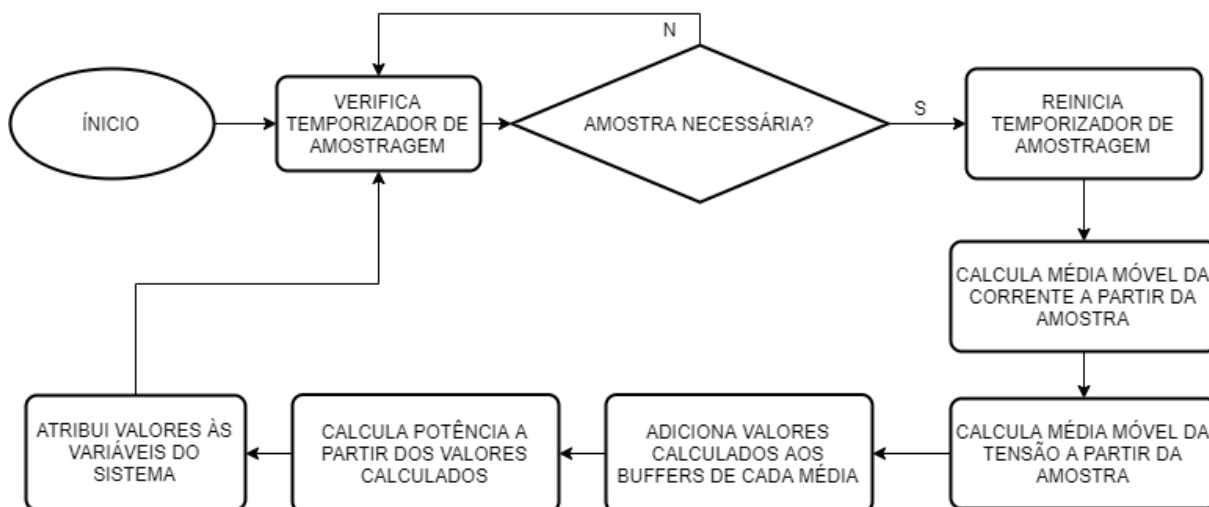
```

Fonte: Autoria própria (2019)

3.7.3.5 Algoritmo de leitura do *shunt* e da tensão de barramento

Este algoritmo realiza as leituras dos valores medidos pelos conversores AD, e atribui os valores adquiridos à variáveis internas do sistema. Um temporizador é constantemente verificado para averiguar a necessidade de se tomar uma amostra. A frequência de amostragem foi definida em 5 kHz. Para adquirir os valores, o programa faz uma média móvel do valor medido e utiliza o resultado para determinar o valor da potência. Esta potência então é lida pelo controlador PI para fazer o controle da potência de saída do magnetron. Segue o algoritmo desenvolvido:

Figura 33 – Fluxograma do algoritmo



Fonte: Autoria própria (2019)

Figura 34 – Implementação do algoritmo

```

37 void AnalogHandler(void){
38     // Main loop for ADC sampling
39     if (TimerIsTimeout(&analog_filter_timer_bus)){
40         // Reset ADC sampling timeout
41         TimerReset(&analog_filter_timer_bus);
42
43         analog_bus_current = AnalogCalculateAverage(IBUS_SENSOR_ID, analog_bus_current_sample);
44         analog_bus_voltage = AnalogCalculateAverage(VBUS_SENSOR_ID, analog_bus_voltage_sample);
45         // Calculate the compression cycle parameters
46         //Stores the bus Current
47         Ibus_average_buffer += analog_bus_current;
48         //Stores the bus Voltage
49         Vbus_average_buffer += analog_bus_voltage;
50
51         //Calculate the power average
52         if(++magnetron_param_sample_window >= MAGNETRON_PARAM_SAMPLE_WINDOW_SIZE){
53             Ibus_average_buffer = Ibus_average_buffer/MAGNETRON_PARAM_SAMPLE_WINDOW_SIZE;
54             Ibus_average_buffer = (int16_t)(Ibus_average_buffer)/10; // Ibus read multiplied by 10
55             MagnetronSetCurrentModule(Ibus_average_buffer);
56             Vbus_average_buffer = Vbus_average_buffer/MAGNETRON_PARAM_SAMPLE_WINDOW_SIZE;
57             Vbus_average_buffer = (int16_t)(Vbus_average_buffer);
58             MagnetronSetVoltageModule(Vbus_average_buffer);
59             MagnetronSetPower(Vbus_average_buffer * Ibus_average_buffer);
60             Vbus_average_buffer = 0;
61             Ibus_average_buffer = 0;
62             magnetron_param_sample_window = 0;
63         }
64     }
65 }
  
```

Fonte: Autoria própria (2019)

Para calcular a média móvel, foi desenvolvida uma função que calcula tanto para o sensor de corrente quanto para o sensor de tensão. Para diferenciar um do outro, apenas recebe um parâmetro com a identificação de qual que se quer fazer a média. A figura abaixo detalha a implementação em C da função desenvolvida:

Figura 35 – Função desenvolvida

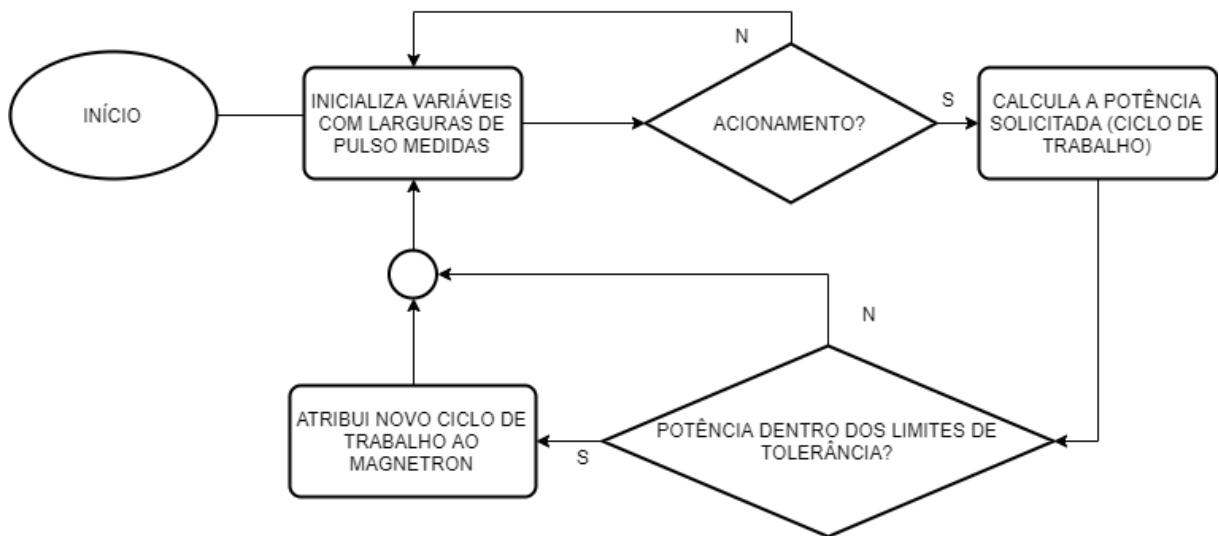
```
67 int16_t AnalogCalculateAverage(uint8_t SENSOR_ID, int16_t new_value){
68     int16_t* ptr;
69     uint8_t i;
70     int32_t value_avarage = 0;
71
72     switch(SENSOR_ID){
73         case IBUS_SENSOR_ID:
74             ptr = (int16_t*)analog_bus_current_array;
75             break;
76         case VBUS_SENSOR_ID:
77             ptr = (int16_t*)analog_bus_voltage_array;
78             break;
79         default:
80             return 0;
81     }
82     //Update buffer
83     for(i=1;i<ANALOG_ARRAY_SIZE;i++){
84         ptr[i-1] = ptr[i];
85         value_avarage += ptr[i];
86     }
87     ptr[ANALOG_ARRAY_SIZE-1] = new_value;
88     value_avarage += new_value;
89     value_avarage /= ANALOG_ARRAY_SIZE;
90     return (int16_t)value_avarage;
91 }
```

Fonte: Autoria própria (2019)

3.7.3.6 Algoritmo da interface de comunicação

O algoritmo desta função recebe como entrada um sinal de frequência de 220 Hz, cujo ciclo de trabalho sinaliza o percentual de potência solicitada pelo magnetron e larguras de pulso são medidas pelo manipulador da interrupção de *input capture*. Como saída, o algoritmo envia um sinal de status com metade da frequência do sinal de controle, e ciclo de trabalho fixado em 50%, que é lido novamente no próprio microcontrolador. O sinal de status do sistema sinaliza se o magnetron está ligado e operante, com a realimentação de corrente funcionando. Este algoritmo contém dois estados de operação: Aguardando início e recebendo pacotes. No primeiro estado, a função verifica um temporizador que é reiniciado pelo sinal de controle. Quando o temporizador indica que há recebimento de sinal, o sistema é colocado no segundo estado. Neste estado, o algoritmo, através das larguras de pulso medidas pelo manipulador da interrupção, calcula o percentual de potência máxima solicitada pelo magnetron. Então, o programa atribui um novo ciclo de trabalho ao magnetron de acordo com o percentual calculado. Ou seja, esta função controla o *set point* da planta. As figuras abaixo mostram o fluxograma e a respectiva implementação em C:

Figura 36 – Fluxograma desenvolvido



Fonte: Autoria própria (2019)

Figura 37 – Função desenvolvida

```

43 void IntUnitHandler(void)
44 {
45     int_low_pulse_width_buffer = int_low_pulse_width;
46     int_high_pulse_width_buffer = int_high_pulse_width;
47     switch(int_unit_handler_state){
48     case INT_UNIT_STATE_WAIT_START:
49         if(TimerIsTimeout(&int_unit_disconnected_timer)){
50             int_unit_handler_state = INT_UNIT_STATE_TREAT_PKT;
51             int_pulse_begin_100us = int_low_pulse_width_buffer;
52         }
53         break;
54     case INT_UNIT_STATE_TREAT_PKT:
55         // Calculate frequency of last received pulse from 100us scale
56         current_comm_freq = (uint32_t)10000/(uint32_t)(int_low_pulse_width_buffer - int_pulse_begin_100us + 1);
57         if((current_comm_freq < INT_UNIT_EXPECTED_FREQ*1.2)&&(current_comm_freq > INT_UNIT_EXPECTED_FREQ*0.8))
58         {
59             // calculate duty cycle from 0 to 1000 scale
60             current_comm_duty_cycle = ((int_high_pulse_width_buffer - int_pulse_begin_100us)*1000)
61             /((int_low_pulse_width_buffer - int_pulse_begin_100us + 1);
62             if(current_comm_duty_cycle > INT_UNIT_MAX_DUTY_CYCLE)
63                 current_comm_duty_cycle = INT_UNIT_MAX_DUTY_CYCLE;
64             if(current_comm_duty_cycle < INT_UNIT_MIN_DUTY_CYCLE )
65                 current_comm_duty_cycle = INT_UNIT_MIN_DUTY_CYCLE;
66             // Update magnetron target power
67             MwoControlSetMagnetronDutyCycle(current_comm_duty_cycle);
68             TimerReset(&int_unit_disconnected_timer);
69         }
70         int_pulse_begin_100us = int_low_pulse_width_buffer;
71         break;
72     }
73 }
    
```

Fonte: Autoria própria (2019)

4 APRESENTAÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS

Aqui serão detalhados os resultados obtidos com o funcionamento do circuito desenvolvido integrado a um forno microondas convencional da marca Panasonic. Nesta capítulo será descrito o funcionamento prático do circuito, expondo o resultado da medições de parâmetros que avaliam a performance e fazendo comparações com os parâmetros do circuito ferrorressonante original do forno microondas utilizado.

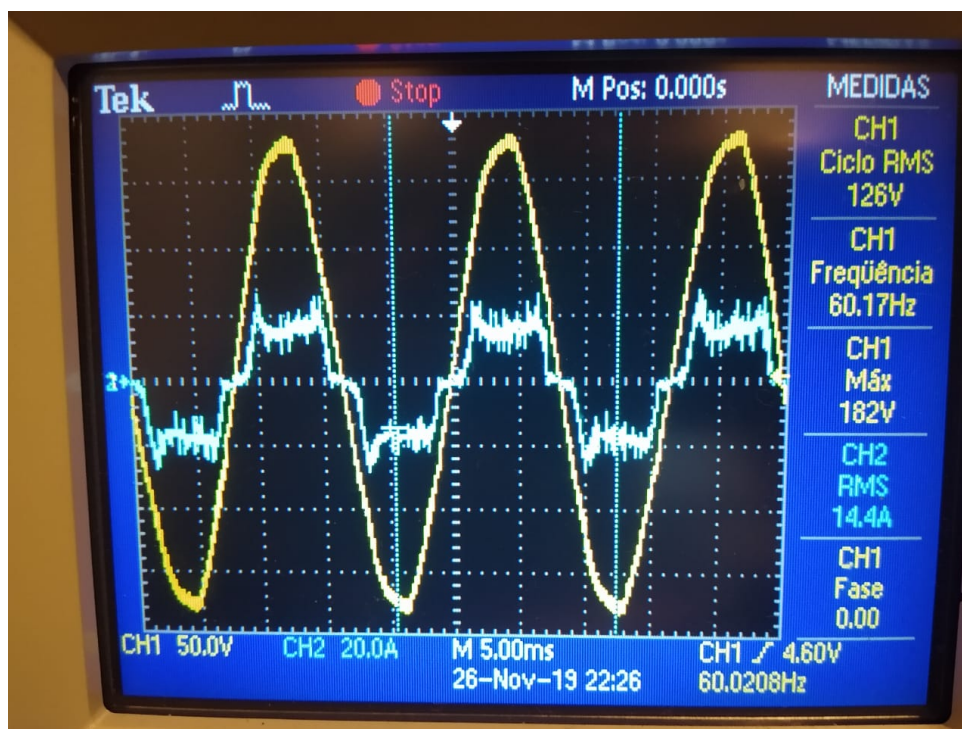
4.1 Sistema em Funcionamento

A placa original do aparelho foi removida e trocada pela placa desenvolvida, ligando-se todos os fios que conectam o circuito projetado à rede e ao magnetron maneira similar à original. Para acionar o circuito, foi utilizada a interface já presente no forno, configurando o nível percentual de potência e o tempo de cozimento de acordo com os experimentos realizados. Para testar o funcionamento, a equipe acionou o circuito em diferentes configurações de potência, medindo-se as formas de onda em diferentes pontos para demonstrar o funcionamento prático do sistema. As subseções a seguir irão descrever este funcionamento.

4.1.1 Corrente e potência

A fim de se verificar o funcionamento correto do circuito montado, as formas da corrente no *shunt* foram verificadas com um osciloscópio digital. A figura abaixo mostra o resultado obtido com o circuito operando em potência máxima:

Figura 38 – Formas de onda da tensão e corrente

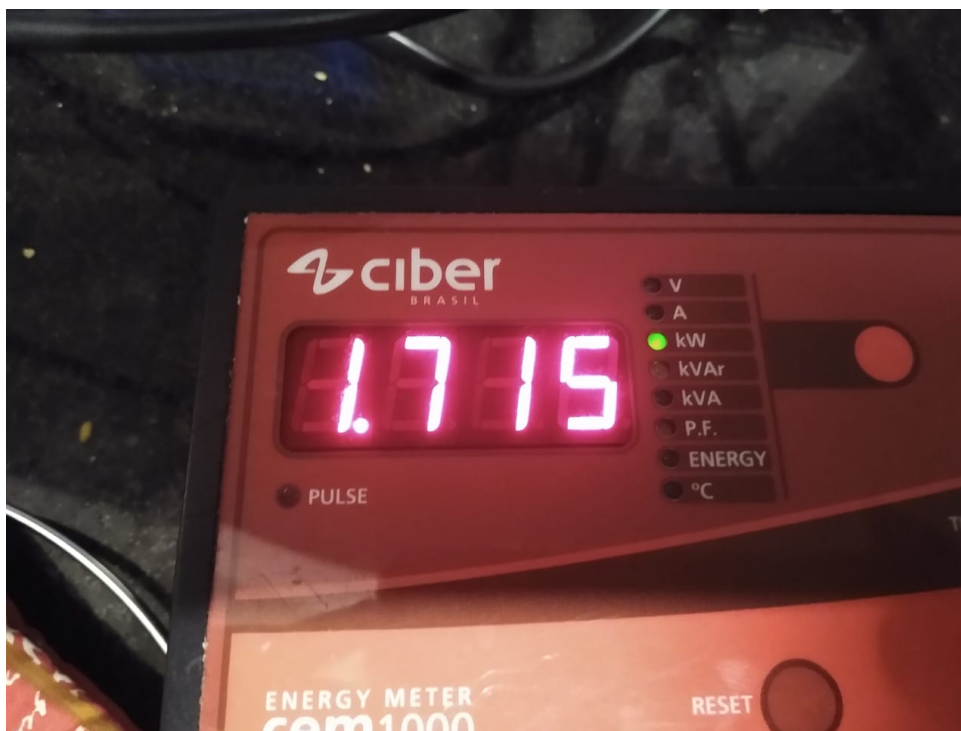


Fonte: Autoria própria (2019)

Na figura, a forma de onda azul (canal 2) é a corrente no *shunt*, enquanto a outra forma de onda, em amarelo (canal 1) é a tensão da rede. Como pode-se observar, o valor da corrente é muito elevado, atingindo um valor RMS de 14,4 A. A medida que o nível de potência varia, maior o valor RMS da corrente e mais a forma de onda tende a suavizar a curvatura que tem em direção ao eixo horizontal. A forma de onda segue o mesmo ciclo que o sinal da tensão da rede, tendo um *ripple* extremamente elevado. Este *ripple* nada mais é que a consequência do forte ruído gerado pelas emissões do magnetron. Salienta-se que o ambiente do experimento não era controlado, e que o chassi metálico do forno não estava completamente fechado, o que contribuiu também para distorções na forma de onda.

Para medir a potência consumida pelo circuito, foi utilizado um medidor de energia elétrica comercial portátil, no qual se conecta a alimentação do forno, enquanto a alimentação do medidor é ligada na tomada no lugar do aparelho. A figura abaixo mostra a leitura obtida no mesmo experimento:

Figura 39 – Leitura de potência obtida



Fonte: Autoria própria (2019)

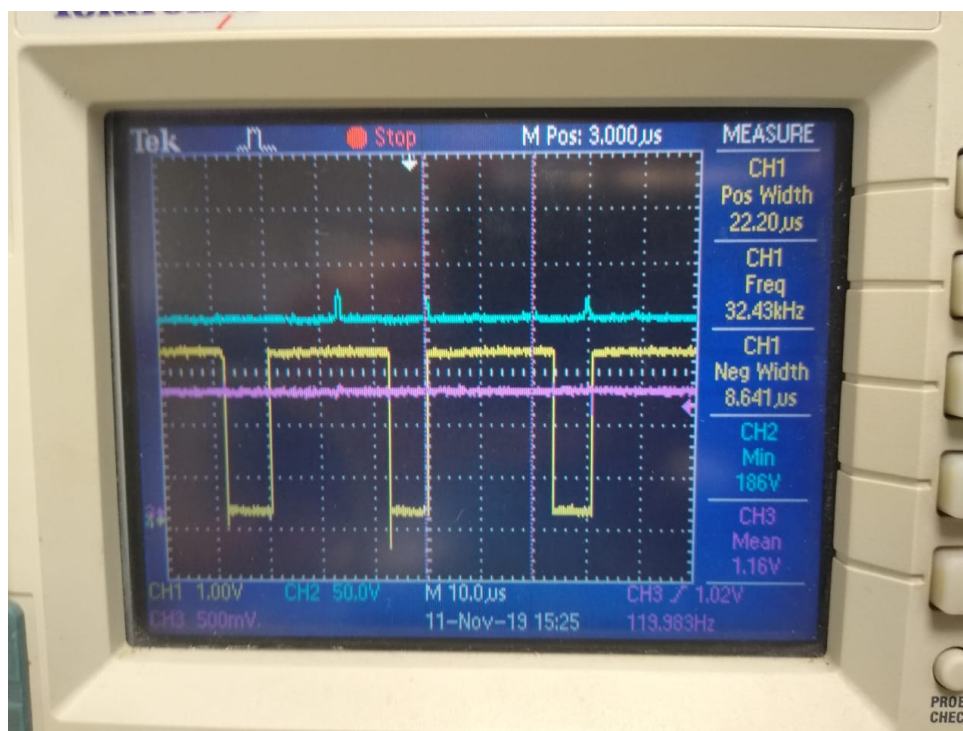
A leitura obtida, como pode-se notar, é de 1715 W. Salienta-se que esta potência corresponde a soma da potência da alimentação do magnetron, da lâmpada e do motor do prato giratório dentro do forno. Pelo manual do aparelho, tem-se que a potência aproximada utilizada pelo motor e pela lâmpada é de aproximadamente 100 W. Ao calcular-se a potência teórica pelos valores RMS medidos na figura 38, obtém-se 1814 W. Para este experimento não foi feita uma calibração com os devidos equipamentos, e portanto não se tem uma precisão elevada para as medições. Outro fator que influencia na precisão, é o elevado ruído de alta frequência detectado na forma de onda da corrente, que também deteriora a qualidade da medição. Para este experimento, a equipe configurou o algoritmo de controle com uma potência máxima de 1600 W, logo com potência máxima utilizada pelo forno de cerca de 1700 W. Devido aos fatores prejudiciais à precisão do experimento, citados anteriormente, o valor real da potência atingida pode sofrer uma pequena alteração percentual. De forma geral, tem-se que a potência obtida pelo experimento está dentro do que foi esperado pela equipe, visto que em ambas as medições o valor medido não ultrapassou os 10% de tolerância estabelecido.

4.1.2 Chaveamento dos IGBTs

O chaveamento dos IGBTs é o que faz efetivamente o controle da potência do magnetron, bloqueando o sinal de tensão no primário quando os dispositivos são colocados em *off*. Para realizar o controle, a planta desenvolvida controla dois parâmetros do sinal da porta do dispositivo: frequência e ciclo de trabalho. As figuras abaixo mostram o circuito operando

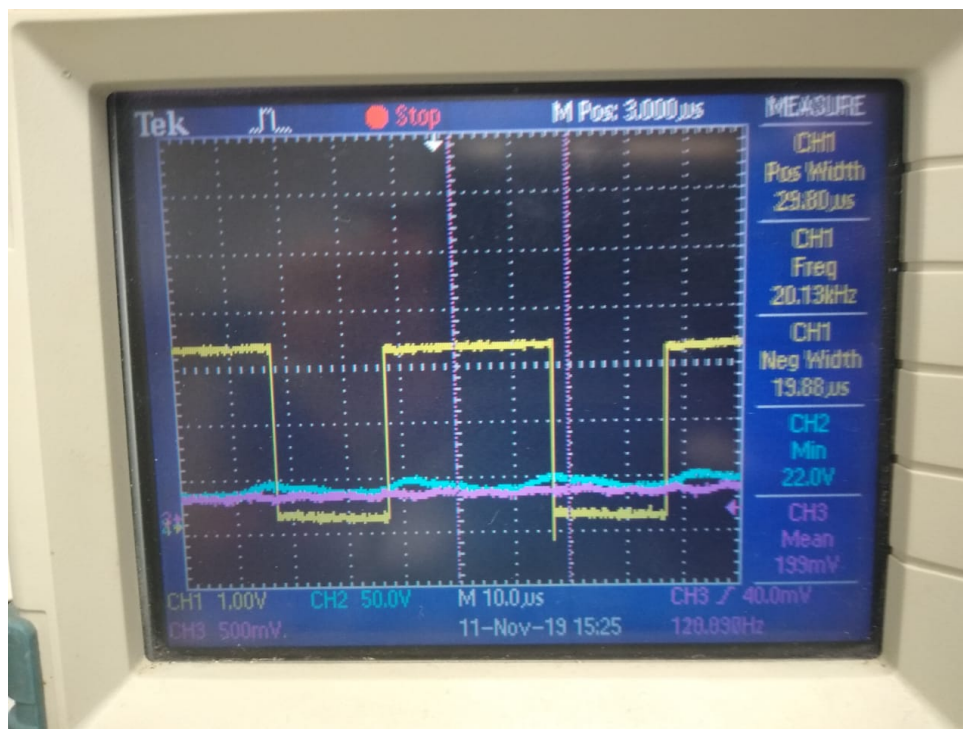
em três configurações. Em amarelo, no canal 1 é mostrado o sinal do IGBT. Em azul, no canal 2, é mostrada a tensão de barramento, enquanto no canal 3, em rosa, mostra-se o sinal que vai para o conversor AD de tensão:

Figura 40 – Formas de onda: caso 1



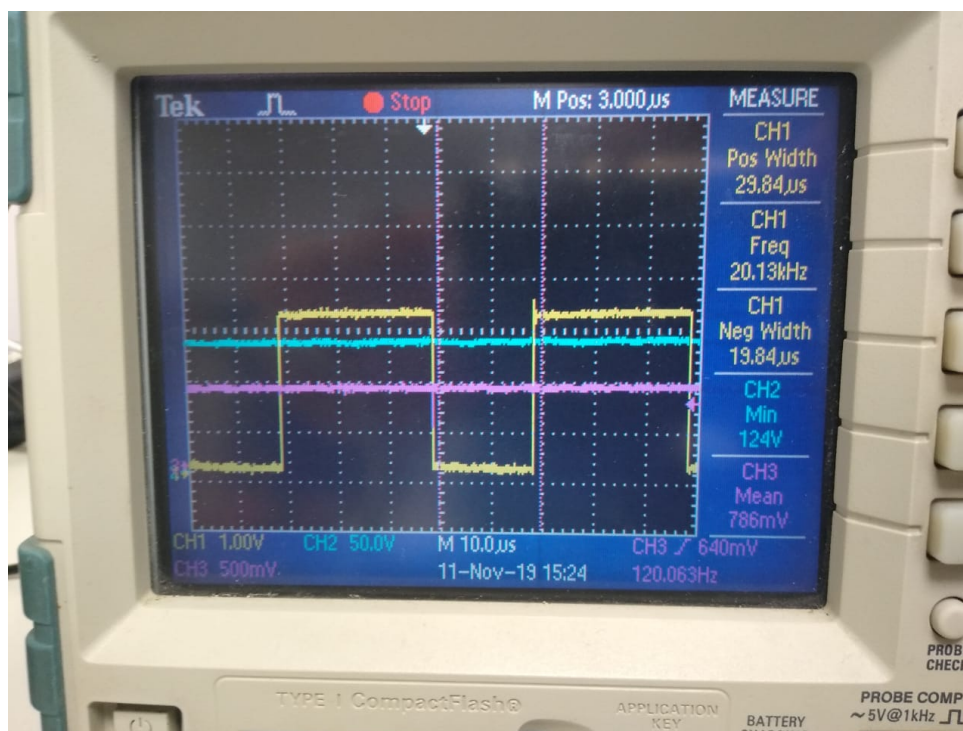
Fonte: Aatoria própria (2019)

Figura 41 – Formas de onda: caso 2



Fonte: Autoria própria (2019)

Figura 42 – Formas de onda: caso 3



Fonte: Autoria própria (2019)

Nas figuras mostradas, tem-se três situações:

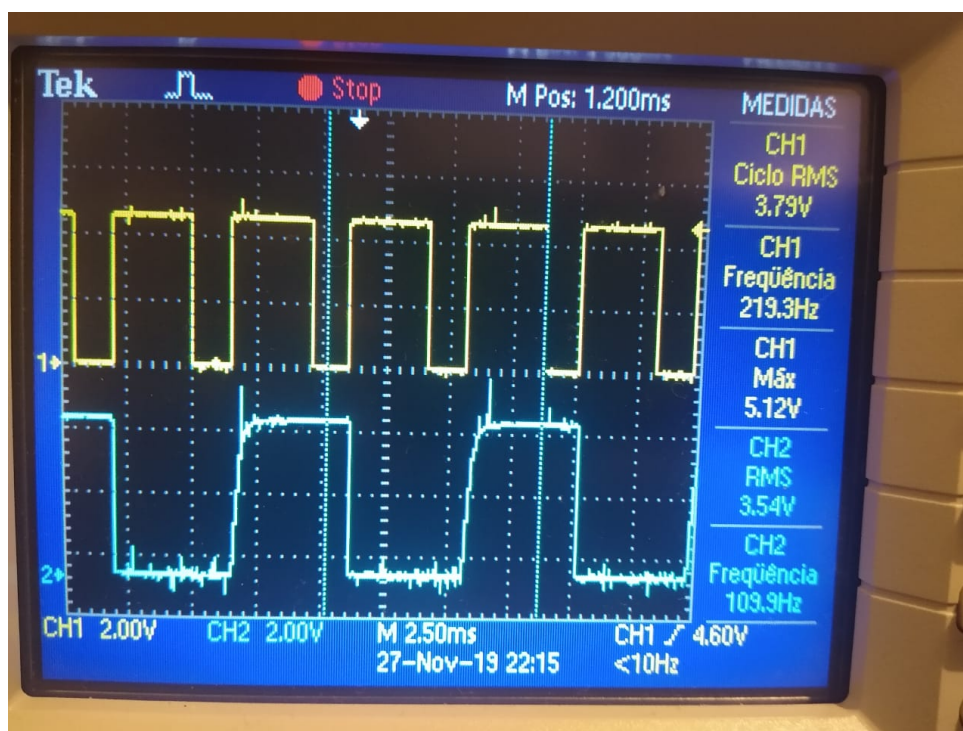
- Ciclo de trabalho 70%, frequência de 32 kHz e tensão do ADC de 1,16 V;
- Ciclo de trabalho 60%, frequência de 20 kHz e tensão do ADC de 199 mV;
- Ciclo de trabalho 60%, frequência de 20 kHz e tensão do ADC de 786 mV.

Cada situação mostra uma diferente decisão tomada pelo *firmware* desenvolvido. A planta desenvolvida, através da realimentação de corrente e cálculo da potência com a medição do conversor AD, determinou o valor do ciclo de trabalho e frequência utilizada no chaveamento para regular a potência no valor estabelecido. Um maior ciclo de trabalho não implica necessariamente numa maior potência, visto que a frequência do sinal exerce um papel fundamental na determinação da potência de saída, dadas às características do circuito.

4.1.3 Sinais de controle e status

O sinal de controle determina a potência solicitada pelo magnetron e o sinal de status verifica se o sistema está operando corretamente. A figura abaixo mostra as formas de onda medidas destes dois sinais operando com potência máxima:

Figura 43 – Formas de onda dos sinais de comunicação



Fonte: Autoria própria (2019)

Em amarelo, no canal 1, é mostrado o sinal de controle. O ciclo de trabalho de 75% representa a solicitação de potência máxima. Caso a potência solicitada diminua, o ciclo de trabalho também irá diminuir, e abaixo de um ciclo de 50%, a forma de onda deixa de ser contínua, ficando um determinado intervalo de tempo com 0 V. Quanto ao sinal de status, nota-se que o mesmo é uma onda quadrada contínua, com ciclo de trabalho fixado em 50%,

sendo sincronizado com a forma de onda do sinal de controle. Portanto, de acordo com o projeto do algoritmo para a interface de comunicação, descrito na seção 3.7, pode-se considerar que o resultado obtido está de acordo com o comportamento previsto.

4.2 Medições de parâmetros

Para comparar o desempenho do circuito desenvolvido com uma fonte ferorrressonante tradicional, foram medidos três parâmetros essenciais para se possibilitar uma discussão válida sobre o tema: eficiência, fator de potência e dimensões físicas, incluindo massa, altura, largura e comprimento.

4.2.1 Eficiência

A eficiência do forno microondas pode ser avaliada de forma geral como a performance do circuito de alimentação do magnetron. Este parâmetro pode ser obtido fazendo-se uma relação entre o calor absorvido pelo líquido dentro na câmara de cozimento do forno e a energia elétrica consumida pelo circuito. Para avaliar a performance, a equipe se baseou em um experimento que é utilizado pelo INMETRO para determinar a eficiência de fornos microondas, o qual está detalhado em INMETRO (2012). O experimento consiste em esquentar 1 litro de água em um determinado tempo. A realização do experimento não seguiu totalmente os critérios estipulados pelo INMETRO, visto que a experiência não foi feita em ambiente controlado e o recipiente utilizado não possui as dimensões, peso e material recomendados. A água usada no teste estava armazenada em um recipiente aberto de vidro, o qual tem massa de 600g. Antes da realização da experiência, a equipe aqueceu o recipiente vazio para determinar se o mesmo aquecia de forma significativa sem a presença de água, a fim de verificar se o recipiente poderia interferir nas medições. Inicialmente o recipiente se encontrava em temperatura ambiente de 20 °C. Após colocá-lo no microondas por 60 segundos, o recipiente apresentou temperatura de 22 °C. Logo a variação foi de 2 °C, a qual não acarreta em impactos significativos na precisão das medidas. Inicialmente mediu-se a temperatura da água no recipiente, utilizando-se um termopar industrial comum. Feito isso, o recipiente foi colocado no forno e acionado em potência máxima durante 65 segundos. Então, retirou-se a o recipiente do aparelho e com o termopar mediu-se a temperatura. Através das fórmulas descritas em INMETRO (2012), mediu-se a eficiência do circuito. No total, foram realizados dois experimentos, cada qual possuindo uma temperatura da água distinta. O tempo de aquecimento não é o tempo de cozimento selecionado no teclado do forno pois o magnetron utilizado leva cerca de 4 segundos para ter seu filamento aquecido e começar a emitir radiação. Seja T_i a temperatura inicial, T_f a temperatura final, T_{amb} a temperatura ambiente, t_{total} o tempo de cozimento configurado, t_{aq} o tempo de aquecimento do filamento, W_{in} a energia consumida durante o ensaio, P a potência de saída de microondas calculada, e η a eficiência energética. A tabela abaixo mostra os resultados obtidos em todas as leituras:

Tabela 3 – Resultados obtidos nos ensaios

T_i (°C)	T_f (°C)	T_{amb} (°C)	t_{total} (s)	t_{aq} (s)	$t_{total} - t_{aq}$	P (W)	W_{in} (Wh)	η (%)
7	18	19	65	4	61	749,623	28	45,36
22	33	20	75	4	71	709,113	31	45,11

Da tabela 3, percebe-se que o valor da eficiência obtida pelos experimentos é muito próximo. Isto demonstra que o circuito possui um comportamento regular, apresentando pouca variação conforme o aumento de temperatura da água. Este comportamento é relevante pois mostra que o calor transmitido mantém-se constante em determinada faixa de temperatura, sugerindo que a uniformidade do aquecimento tende a se manter a mesma ao passo que a temperatura aumenta. Conforme a edição de 2016 do programa brasileiro de etiquetagem e com os resultados medidos, o circuito desenvolvido se encaixaria na categoria C de eficiência energética, com eficiência de 45% (INMETRO, 2016).

4.2.2 Fator de Potência

Neste ensaio, o circuito foi ligado em diversas configurações de potência, medindo-se o fator de potência com o mesmo dispositivo usando na figura 39. Em cada configuração utilizada, foi realizado um minuto de aquecimento. A tabela abaixo contém os resultados obtidos:

Tabela 4 – Resultados de fator de potência obtidos

% de potência máx.	Fator de potência
50	0,95
60	0,96
70	0,96
80	0,96
90	0,96
100	0,97

Nota-se que o fator de potência do circuito desenvolvido é elevado, e tende a variar muito pouco conforme o aumento da potência. Isto mostra que o circuito causa pouco impacto na rede, e é eficiente em utilizar a energia fornecida pela tomada.

4.2.3 Dimensões físicas

Por último, as dimensões físicas da placa foram medidas, com uma régua milimétrica e uma balança de precisão. O comprimento da placa pode ser definido como a distância entre as extremidades no sentido transversal à porta do forno. Já a largura é a distância entre as extremidades no sentido paralelo à porta. A altura, por sua vez, é a distância da base da placa até o topo do dissipador. A lista a seguir contém os valores obtidos:

- Comprimento: 18 cm;
- Largura: 14,5 cm;

- Altura: 6 cm;
- Peso: 730 g.

4.3 Comparativo com Circuito Ferrorressonante

Para fazer a comparação, foram levantados dados do circuito ferrorressonante original do modelo de microondas Panasonic utilizado. Os ensaios da seção 4.2 foram repetidos em condições semelhantes para este circuito. A lista abaixo mostra os mesmos parâmetros utilizados na avaliação do projeto medidos neste circuito:

- Altura: 10 cm;
- Peso: 4250 g;
- Fator de potência: 0,88;
- Eficiência: 43%.

Deve-se frisar que, além das condições prejudiciais à precisão do experimento já citadas, o circuito ferrorressonante não se encontrava na melhor condição, devido ao uso e a idade, o que pode afetar seus parâmetros de forma negativa. No entanto, ainda pode-se afirmar que para os fins deste trabalho a comparação feita aqui é válida. Comparando-se os valores dos parâmetros do circuito ferrorressonante com os valores obtidos no projeto, percebe-se como a placa desenvolvida apresenta desempenho superior em todos eles. Com altura e peso consideravelmente menores, o circuito desenvolvido é mais flexível, permitindo o uso em diferentes aparelhos, otimizando o espaço disponível e reduzindo o peso total. O projeto também apresentou um fator de potência consideravelmente maior. A eficiência foi levemente superior, o que é de se chamar atenção dado que o circuito ferrorressonante original possui componentes que em geral são mais caros. O circuito desenvolvido possui melhor aproveitamento da energia da rede, causando menos impactos e reduzindo o consumo total, convertendo maior quantidade de energia em calor.

5 CONCLUSÃO

No desenvolvimento deste trabalho, de forma geral, foram utilizados conhecimentos adquiridos durante todo o curso de engenharia. Utilizaram-se principalmente conhecimentos de eletrônica de potência, eletrônica digital, controle digital e microcontroladores, mas com significativa contribuição de conhecimentos de eletromagnetismo, comunicações digitais e sensores. O principal desafio do projeto foi a elaboração da fonte inversora controlável, devido à dificuldade de se controlar o magnetron, além das questões de segurança envolvidas, as quais incluem a radiação emitida e a alta tensão presente no secundário.

Quanto ao cumprimento do objetivo geral declarado na introdução, pode-se afirmar que o projeto foi bem sucedido. O objetivo geral foi concluído, visto que o peso e tamanho do circuito de alimentação do magnetron foi reduzido. O consumo de energia também foi reduzido, tendo-se alcançado uma maior eficiência com maior fator de potência.

Em relação aos objetivos específicos, o circuito inversor controlável foi desenvolvido, sendo o principal componente da solução. O uso do inversor classe E realmente se mostrou um método muito mais robusto e eficaz que a utilização de um transformador ferromagnético, que é pesado e apresenta grandes perdas por calor em alta potência. A solução de *firmware* desenvolvida permitiu um controle extremamente rápido e eficiente da potência de saída do magnetron, surpreendendo a equipe com a assertividade do resultado da solução desenvolvida. Na energização dos componentes do circuito, a fonte de alimentação do projeto cumpriu seu papel. Foi possível alimentar o circuito sem qualquer problema, desde o lado primário do transformador até os componentes com tensão DC de dezenas de Volt e os componentes CMOS. A simulação da fonte inversora sem controlador possibilitou a equipe a ter uma boa noção do comportamento do lado primário. Apesar do sucesso das simulações iniciais, as simulações que a equipe almejava realizar não foram concluídas, visto que o lado do secundário é extremamente complexo de se simular, sendo necessário um estudo específico só para levantar a função de transferência do magnetron. A solução conjunta de todos os componentes foi dimensionada de forma correta, podendo ser integrada a um forno microondas convencional, como de fato foi, sendo demonstrado neste trabalho.

No mais, a realização deste trabalho foi extremamente gratificante para a equipe. Aprendeu-se muito com o extenso referencial bibliográfico consultado, além de se ter tido a oportunidade de realizar uma solução real para um problema real. Este viés prático e científico é o que compõe a essência do curso de engenharia, exercendo papel fundamental na formação de seus alunos.

Para trabalhos futuros, poderia realizar-se um estudo mais detalhado da função de transferência do magnetron, a fim de utilizar um controlador específico para este dispositivo, através do método do lugar das raízes. Com um controlador especialmente projetado para o controle de potência de magnetron, é bem provável que uma maior eficiência seja alcançada,

além de permitir um controle muito mais robusto.

Referências

- Blog Manual do Trabalho Seguro. **Radiações Não Ionizantes**. 2015. Disponível em: <<http://manualdotrabalhoseguro.blogspot.com/2014/08/radiacoes-nao-ionizantes-afinal-o-que-e.html>>. Acesso em: 25 de abril de 2019. Citado na página 16.
- Encyclopaedia Britannica. **Microwave oven**. 1998. Disponível em: <<https://www.britannica.com/technology/microwave-oven>>. Acesso em: 02 de fevereiro de 2019. Citado na página 13.
- HEDENGREN, J. D. **Proportional Integral (PI) Control**. 2014. Disponível em: <<https://apmonitor.com/pdc/index.php/Main/ProportionalIntegralControl>>. Acesso em: 19 de novembro de 2019. Citado na página 23.
- HITCHCOCK, R. **Radio-frequency and Microwave Radiation**. 1. ed. [S.l.]: American Industrial Hygiene Assn, 2004. Citado na página 16.
- Infineon. **IGBT Application Hints**. 2005. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Connecting_IGBTs_in_Parallel-AN-v1.0-en.pdf?fileId=5546d462502ee6fd015023070b8b306d>. Acesso em: 25 de julho de 2019. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.
- INMETRO. **TABELA DE CONSUMO DE ENERGIA ELÉTRICA - Fornos Microondas - Edição 2016**. 2016. Disponível em: <http://www.inmetro.gov.br/consumidor/pbe/fornos_de_micro-ondas.pdf>. Acesso em: 27 de novembro de 2019. Citado na página 59.
- INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA, QUALIDADE E TECNOLOGIA. **Regulamento Técnico da Qualidade para Fornos de Microondas**. Ministério do Desenvolvimento, Indústria e Comércio Exterior, 2012. 22 p. Citado na página 58.
- KAKO, H.; NAKAGAWA, T.; NARITA, R. Development of compact inverter power supply for microwave oven. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, v. 37, n. 3, p. 611–616, 1991. Citado 5 vezes nas páginas 13, 24, 25, 26 e 30.
- MA, L. et al. Experimental validation of a combined electromagnetic and thermal fdtd model of a microwave heating process. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 43, n. 11, p. 2565–2572, 1995. Citado 2 vezes nas páginas 13 e 14.
- MICROCHIP TECHNOLOGY INC. **Sensorless Field Oriented Control of a PMSM**. 2355 West Chandler Blvd. Chandler, AZ, 2010. 28 p. Citado na página 45.
- NICOLOSI, D. E. C. **Microcontrolador 8051 detalhado**. 6. ed. [S.l.]: Editora Érica, 2005. Citado na página 21.
- OHLSSON, T. Fundamentals of microwave cooking. **Microwave world**, v. 2, n. 4, p. 4–9, 1983. Citado na página 14.
- PITCHAI, K. **Electromagnetic and Heat Transfer Modeling of Microwave Heating in Domestic Ovens**. Abril 2011. 179 f. Dissertação (Dissertations, Theses and Student Research in Food) — University of Nebraska, Science and Technology Department, 2011. Citado na página 13.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications**. 2. ed. [S.l.]: Academic Press, 2001. Citado na página 20.

Sunpower Electronics Ltd. **What is a Ferroresonant Power Supply?** 2015. Disponível em: <<https://www.sunpower-uk.com/glossary/what-is-a-ferroresonant-power-supply/>>. Acesso em: 25 de abril de 2019. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.

VOLLMER, M. Physics of the microwave oven. **Physics Education**, v. 39, n. 1, p. 74–81, 2004. Citado 4 vezes nas páginas 13, 17, 19 e 20.

WOO, Y.-J.; KIM, S.-K.; CHO, G.-H. Voltage-clamped class-e inverter with harmonic tuning network for magnetron drive. **IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II**, v. 53, n. 12, p. 1456–1460, 2006. Citado na página 21.