



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

**Transferência Simultânea  
de Dados e Energia sem Fio  
Aplicado a Rede de Sensores**

Elpidio Cândido de Araújo Bisneto

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS MECATRÔNICOS

Brasília  
2023

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

**Transferência Simultânea  
de Dados e Energia sem Fio  
Aplicado a Rede de Sensores**

Elpidio Cândido de Araújo Bisneto

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

Orientador: Prof. Dr. Daniel Mauricio Muñoz Arboleda

Coorientador: Prof. Dr. Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau

Brasília

2023

769t , Elpidio Cândido de Araújo Bisneto .  
Transferência Simultânea de Dados e Energia sem Fio Apli-  
cado a Rede de Sensores / Elpidio Cândido de Araújo Bisneto  
; orientador Daniel Mauricio Muñoz Arboleda ; coorientador  
Sébastien Roland Marie Joseph Rondineau . -- Brasília, 2023.  
119 p.

Dissertação de Mestrado (Programa de Pós-Graduação em  
Sistemas Mecatrônicos) -- Universidade de Brasília, 2023.

1. SWIPT. 2. Rectenna. 3. IoT. 4. Algoritmos Bioinspirado. I. ,  
Daniel Mauricio Muñoz Arboleda, orient. II. , Sébastien Roland  
Marie Joseph Rondineau, coorient. III. Título

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

**Transferência Simultânea  
de Dados e Energia sem Fio  
Aplicado a Rede de Sensores**

Elpidio Cândido de Araújo Bisneto

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

Trabalho aprovado. Brasília, 14 de junho de 2023:

---

**Prof. Dr. Daniel Mauricio Muñoz  
Arboleda, UnB/FT/ENM**  
Orientador

---

**Prof. Dr. Leonardo Aguayo, UnB/FT/ENE**  
Examinador interno

---

**Prof. Dr. Olympio Lucchini Coutinho,  
PG-CTE/ITA**  
Examinador externo

---

**Prof. Dr. Daniel Costa Araújo, UnB/FGA**  
Suplente

Brasília  
2023

*Dedico esse trabalho a pessoa que sempre me apoiou e acreditou em mim em todos os momentos, mas que infelizmente não está mais aqui para dividir essa conquista, dedico ao meu avô paterno.*

# Agradecimentos

Essa caminhada foi de muito crescimento pessoal e profissional e muitas pessoas me ajudaram a chegar onde estou.

Por isso quero agradecer primeiramente a minha família, principalmente minha mãe que me apoiou muito em todos os momentos, ao meu padrasto Danda. Ao meu primo Barbiton que me ajudou em momentos complicados da faculdade.

A tia Neire que me acompanhou desde a graduação e foi um suporte para que eu pudesse alcançar esse objetivo.

Gostaria de agradecer ao Professor Daniel Muñoz por toda a paciência, por acreditar no projeto, pelos ensinamentos e por devolver a vontade de ser engenheiro. Gostaria de agradecer também ao professor Sébastien por todo o apoio desde a graduação, por todos os ensinamentos.

Um agradecimento especial a minha companheira de pesquisa Mariana Borges que esteve comigo em todos os momentos, se cheguei até aqui você me ajudou muito.

Gostaria de agradecer ao pessoal da Onboard, Valter, Marcel, Luiz, Danovan, Nicolle, Lucas, Bruno e Sofia, Pedro, por todo o convívio durante esse período, pelo apoio dado em momentos difíceis. Se estou aqui é porque vocês me ajudaram muito.

Gostaria de agradecer aos meus amigos Luana, Guilherme, Daniele, Helton, Cristiane, Ana Paula, Bruno Carvalho, Ana Neves, Manuela, Mateus Alves, Julie, Nauam, Felipe Freitas, Rodrigo Santos, Alexia, Kewin, Stefânia, Diego, Vitor Carvalho, Vinícius pelo apoio em diferentes momentos durante esse trajeto.

Ao meu parceiro de mestrado Rodrigo Bonifácio que me ajudou a chegar até aqui.

Agradeço o apoio da FAPDF pela ajuda financeira a publicação e apresentação no WCCI.

Agradeço o apoio do DPG pelo suporte financeiro parcial durante este período.

A todos aqueles que de alguma forma contribuíram para que pudesse tornar essa conquista possível.

Muito obrigado, sou grato por ter vocês comigo.

*“Inteligência é a capacidade de se adaptar à mudança.”*  
*(Stephen Hawking)*

# Resumo

A tecnologia de Transferência Simultânea de Dados e Energia Sem Fio (SWIPT) tem se destacado como uma solução promissora para transmitir dados e fornecer energia simultaneamente de forma estável. O SWIPT utiliza sinais de radiofrequência (RF) para transportar tanto dados quanto energia, o que o torna uma opção atrativa para aplicações em ambientes de difícil acesso, como em monitoramento de estruturas mecânicas, como pontes, barragens, também pode ser utilizado em veículos aéreos não tripulados (UAVs), em agricultura de precisão, entre outros.

No entanto, o SWIPT enfrenta desafios, como a transmissão eficiente de energia a longas distâncias e a restrição de potência na faixa de frequência ISM. Além disso, é necessário encontrar um equilíbrio entre a transmissão de dados e energia, levando em consideração o consumo energético e a robustez na transmissão e recepção de dados.

Nesse contexto, este trabalho tem como objetivo desenvolver um circuito SWIPT baseado na modulação *Amplitude Shift Keying* (ASK) e na arquitetura *Dual-Polarized* (DP). São considerados aspectos como a eficiência de captura de energia, a taxa de transmissão de dados e o *trade-off* entre os dois. Além disso, é proposta uma otimização no arranjo de antenas utilizando algoritmos bioinspirados para a diminuição de lóbulos secundários.

Os resultados obtidos mostram uma eficiência do conversor RF-DC de 78,94% para 17 dBm, uma taxa de transmissão de dados de 7 kbps com uma taxa de erro de bit (BER) de  $10^{-3}$  para uma relação sinal-ruído (SNR) de 13 dB. O arranjo de antenas alcançou um ganho de 12.55 dBi na polarização vertical e uma média de ganho de 7.16 dBi na polarização horizontal.

Os dados experimentais demonstram que o sistema proposto é um receptor SWIPT viável para diversas aplicações de monitoramento usando redes de sensores sem fio. A solução alcançou uma boa eficiência energética e capacidade de receber potências altas de entrada. O arranjo de antenas permite a transmissão simultânea de dados e energia, garantindo o isolamento entre os sistemas. Este trabalho destaca a arquitetura *Dual Polarized* como promissora, com possibilidade de otimizações e melhorias em trabalhos futuros.

**Palavras-chave:** SWIPT. Rectenna. IoT. Algoritmos Bioinspirado.

# Abstract

The Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT) technology has emerged as a promising solution for simultaneously transmitting data and providing stable power. SWIPT uses radiofrequency (RF) signals to carry both data and energy, making it an attractive option for applications in hard-to-reach environments, such as structural monitoring of bridges and dams. It can also be utilized in unmanned aerial vehicles (UAVs), precision agriculture, among other fields.

However, SWIPT faces obstacles such as efficient long-distance power transmission and power constraints in the ISM frequency range. Additionally, a balance needs to be struck between data and energy transmission, considering energy consumption and robustness in data transmission and reception.

In this context, this work aims to develop a SWIPT circuit based on Amplitude Shift Keying (ASK) modulation coupled with a Dual-Polarized (DP) architecture. Aspects such as energy harvesting efficiency, data transmission rate, and the trade-off between the two are considered. Furthermore, an optimization in the antenna array is proposed using bio-inspired algorithms to reduce side lobes.

The obtained results show an RF-DC converter efficiency of 78.94% for 17 dBm, a data transmission rate of 7 kbps with a bit error rate (BER) of  $10^{-3}$  for a signal-to-noise ratio (SNR) of 13 dB. The antenna array achieved a gain of 12.55 dBi in the vertical polarization and an average gain of 7.16 dBi in the horizontal polarization.

Experimental data demonstrates that the proposed system is a viable SWIPT receiver for various monitoring applications using wireless sensor networks. The solution achieved good energy efficiency and the ability to receive high input powers. The antenna array allows for simultaneous data and energy transmission while ensuring isolation between the systems. This work highlights the Dual-Polarized architecture as promising, with potential optimizations and improvements in future works.

**Keywords:** SWIPT. Rectenna. IoT. Bioinspired algorithms.

# Lista de ilustrações

Figura 1	– Áreas de aplicação do sistema SWIPT. . . . .	22
Figura 2	– Demonstração de um padrão de radiação e suas características principais. . . . .	26
Figura 3	– Polarizações linear, elíptica e circular para antenas, nas quais AR é a razão entre o semieixo grande (a) e o semieixo pequeno (b). . . . .	27
Figura 4	– Arranjo linear de antenas dispostas a uma distância $d$ de separação entre elas recebendo um sinal proveniente de uma onda plana incidente em um ângulo $\theta$ . O caminho de recepção não é o mesmo entre todos os elementos, produzindo uma mudança de fase em cada um deles. . . . .	28
Figura 5	– Esquemático de uma rectenna. . . . .	29
Figura 6	– Circuito equivalente de Schottky, na qual $L_s$ , $C_p$ são as variáveis que representam o encapsulamento do diodo e $R_s$ é a resistência em série, responsável pela resistência à propagação de corrente e contato, e $R_j(V)$ e $C_j(V)$ são a resistência e capacitância de junção do diodo. . . . .	30
Figura 7	– Esquemático de um circuito retificador dobrador de tensão. . . . .	31
Figura 8	– Topologias de multiplicador de tensão Dickson e Villard. A diferença entre as duas se dá pelo fato de que a topologia Villard realiza conexões em série entre os dobradores de tensão, ao passo em que a Dickson realiza conexões em paralelo. . . . .	32
Figura 9	– Estrutura básica de um ressonador acoplado de malha aberta em <i>microstrip</i> . $w$ é a largura da trilha, $l$ é o comprimento de cada lado do ressonador e $g$ ( <i>gap</i> ) é a abertura da malha. . . . .	32
Figura 10	– Estrutura de alimentação de filtros COLR. . . . .	33
Figura 11	– Diferentes estruturas de acoplamento de ressonadores. (a) Acoplamento elétrico. (b) Acoplamento magnético. (c) Acoplamento misto - tipo 1. (d) Acoplamento misto - tipo2. . . . .	33
Figura 12	– Arquiteturas SWIPT de recepção. (a) <i>Antenna switching</i> ; (b) <i>Power Splitting</i> ; (c) <i>Integrated information-energy receiver</i> ; (d) <i>Time Switching</i> ; (e) <i>Dual-Polarized</i> . . . . .	38
Figura 13	– Exemplo de modulação 2-ASK, no qual o nível de amplitude alta representa bit 1 e o baixo representa 0. . . . .	39
Figura 14	– Sistema SWIPT proposto. . . . .	44
Figura 15	– Arquitetura SWIPT de recepção proposta, com duas polarizações. . . . .	46
Figura 16	– Comparação de eficiência dos modelos de diodo pesquisados para a faixa de potência de 0 dBm a 30 dBm para a frequência de 2.45GHz. . . . .	50
Figura 17	– Comparação da eficiência das topologias de multiplicadores de tensão de 1, 2 e 3 estágios. . . . .	51

Figura 18 – Diagrama esquemático do conversor RF-DC. . . . .	52
Figura 19 – Simulação da eficiência em função da resistência de carga na potência de 15 dBm e frequência de 2.45 GHz . . . . .	52
Figura 20 – Comparativo de tensão e corrente de saída DC para as cargas de 0 $\Omega$ e 10 k $\Omega$ . 52	
Figura 21 – Impedância de entrada para a potência $P_{in}$ de 0 dBm a 30 dBm e frequência fixada em 2.45 GHz, com carga de 1 k $\Omega$ . . . . .	53
Figura 22 – Resultados de simulação eletromagnética do conversor RF-DC. . . . .	54
Figura 23 – Layout do circuito conversor RF-DC em <i>microstrip</i> . . . . .	55
Figura 24 – Layout da placa Conversor RF-DC para fabricação: (a) camada superior <i>Top</i> ; (b) camada inferior <i>Bottom</i> . . . . .	55
Figura 25 – Diagrama geral do sistema ID. O Filtro de 2.485 GHz é usado para a comunicação da base ao transceptor ( <i>Downlink</i> ) e o filtro de 2.405 GHz é usado para a comunicação do transceptor à base ( <i>Uplink</i> ). . . . .	56
Figura 26 – Geometria de um filtro ressonador de malha aberta de ordem 4 com a indicação das estruturas de acoplamento. . . . .	58
Figura 27 – Comparativo do coeficiente de reflexão e transmissão do filtro para frequência central de 2.405 GHz. Esquerda: alimentação acoplada; Direita: alimentação direta. . . . .	59
Figura 28 – Comparativo do coeficiente de reflexão e transmissão para os filtros com alimentação acoplada. Esquerda: <i>Uplink</i> ; Direita: <i>Downlink</i> . . . . .	59
Figura 29 – Modelo de um divisor de potência Wilkinson de 3 portas. . . . .	60
Figura 30 – Perda de inserção e coeficiente de reflexão do divisor de potência. . . . .	60
Figura 31 – Layout do duplexador em <i>microstrip</i> . . . . .	61
Figura 32 – Curvas de análise de desempenho do duplexador. As áreas sombreadas mostram as perdas de inserção e o coeficiente de reflexão máximas e mínimas alcançadas para uma simulação de Monte Carlo Yield com distribuição uniforme de $\pm 25 \mu\text{m}$ para um número de 60 tentativas e rendimento de 90.90%. . . . .	62
Figura 33 – Layout da placa do duplexador para fabricação. Esquerda: vista da camada superior <i>Top</i> ; Direita: vista da camada inferior <i>Bottom</i> . . . . .	62
Figura 34 – Esquemático do circuito detector de envelope. . . . .	63
Figura 35 – Retificação do sinal ASK, onde em a) mostra o sinal de entrada $V_{in}$ e em b) sinal de saída $V_{out}$ após passar pelo detector de envelope. . . . .	64
Figura 36 – Layout do detector de envelope em <i>microstrip</i> . . . . .	65
Figura 37 – Layout da placa do detector de envelope para fabricação com as vistas da camada superior <i>Top</i> (a) e camada inferior <i>Bottom</i> (b) da placa. . . . .	65
Figura 38 – Amostragem do sinal para mapeamento dos bits, onde o sinal em vermelho representa o valor do bit para calcular o limiar de decisão. . . . .	67

Figura 39 – Exemplo de um diagrama de constelação com as amostras de sinais e o threshold para determinar se o sinal é nível lógico alto ou baixo. . . . .	67
Figura 40 – Simulação do processamento do sinal de modulação ASK na MSP430. (a) Sinal de entrada da MSP430 após o detector de envelope e conversão A/D; (b) sinal filtrado com o filtro de média móvel; (c) Processo de extração das amostras dos sinais; (d) Diagrama de constelação e limiar de decisão adaptativo; (e) Mensagem recuperada. . . . .	69
Figura 41 – BER para modulação ASK. . . . .	70
Figura 42 – Esquemático de medição do consumo de energia da MSP430. . . . .	70
Figura 43 – Setup de medição do consumo energético da MSP430. . . . .	71
Figura 44 – Medições do consumo da MSP430 em (a) consumo da MSP430 sem código (b) Consumo com código. . . . .	71
Figura 45 – Medição de consumo pelo <i>Energy Trace</i> . . . . .	72
Figura 46 – Estrutura da antena <i>patch</i> . . . . .	74
Figura 47 – Vista detalhada da alimentação da antenas e da abertura em H. . . . .	74
Figura 48 – Parâmetros <i>S</i> da antena <i>patch</i> para uma faixa de frequências de 2.40 GHz a 2.50 GHz. . . . .	75
Figura 49 – Ganho da antena para as porta 1 e 2 da antena <i>patch</i> para a frequência de 2.45 GHz. . . . .	76
Figura 50 – Detalhamento das linhas de alimentação da antena de duas polarizações. . . . .	76
Figura 51 – Layout da antena <i>patch</i> após otimizações. . . . .	77
Figura 52 – Arranjo de antenas. . . . .	78
Figura 53 – Coeficiente de reflexão do arranjo de antenas (a) para a porta 1 do Sistema ID e (b) das portas 2-5 do Sistema EH. . . . .	78
Figura 54 – Detalhes das linhas de Alimentação da polarização vertical para o Sistema ID. . . . .	79
Figura 55 – Detalhes das linhas de Alimentação da polarização horizontal para o Sistema EH. . . . .	79
Figura 56 – Comparativo de curvas de convergência média. . . . .	83
Figura 57 – Padrão de Radiação. . . . .	84
Figura 58 – Imagem da vista superior da placa do Conversor RF-DC. . . . .	86
Figura 59 – Setup experimental para caracterização do conversor RF-DC. . . . .	86
Figura 60 – Comparativo dos resultados medidos e simulados do conversor RF-DC. . . . .	87
Figura 61 – Imagem da vista superior da placa do duplexador. . . . .	88
Figura 62 – Comparação gráfica entre valores simulados e valores medidos para o duplexer. . . . .	88
Figura 63 – Isolamento medido entre os dois filtros do duplexer. . . . .	89
Figura 64 – Setup de medição do detector de envelope. . . . .	89

Figura 65 – Resultado da simulação do detector de envelope com potência de entrada de 0 dBm. . . . .	90
Figura 66 – Setup para as medições utilizando a Pluto SDR. . . . .	90

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Trabalhos correlatos sobre SWIPT. . . . .	41
Tabela 2 – Capacidade de fabricação de circuitos da Lauquen. . . . .	47
Tabela 3 – Pilha de camadas para a fabricação dos circuitos. . . . .	47
Tabela 4 – Parâmetros SPICE dos diodos selecionados de acordo com as especificações do fabricante. . . . .	50
Tabela 5 – Componentes do conversor RF-DC. . . . .	53
Tabela 6 – Dimensões do circuito conversor RF-DC em <i>microstrip</i> . . . . .	54
Tabela 7 – Especificações dos filtros. . . . .	57
Tabela 8 – Dimensões do circuito duplexador em <i>microstrip</i> . . . . .	60
Tabela 9 – Componentes do detector de envelope. . . . .	64
Tabela 10 – Dimensões do circuito detector de envelope em <i>microstrip</i> . . . . .	64
Tabela 11 – Valores das dimensões iniciais da estrutura da antena. . . . .	75
Tabela 12 – Dimensões da antena unitária após as otimizações. . . . .	77
Tabela 13 – Ganho e ângulo HPBW do arranjo de antenas em relação as portas. . . . .	78
Tabela 14 – Dimensões do arranjo de antenas após as otimizações. . . . .	80
Tabela 15 – Configuração paramétrica . . . . .	81
Tabela 16 – Resultados de desempenho dos algoritmos estudados para arranjos de 10 e 16 elementos. . . . .	82
Tabela 17 – Valor de $p$ obtido pelo teste de Wilcoxon par a par. O melhor algoritmo em termos de valor mediano [dB] para ambos os cenários de teste é representado em negrito. . . . .	83
Tabela 18 – Resultados de desempenho dos algoritmos bioinspirados para os estudos de caso da matriz de 10 e 16 elementos. . . . .	85
Tabela 19 – Link Budget para o sistema, a partir dos resultados alcançados. . . . .	91
Tabela 20 – Comparação de resultados para diferentes estudos de arquitetura SWIPT. . . . .	93

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>21</b>
<b>1.1</b>	<b>Objetivos</b>	<b>23</b>
1.1.1	Objetivos Específicos	23
<b>1.2</b>	<b>Contribuições do Trabalho</b>	<b>24</b>
<b>1.3</b>	<b>Organização do Trabalho</b>	<b>24</b>
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>25</b>
<b>2.1</b>	<b>Antenas</b>	<b>25</b>
2.1.1	Padrão de radiação	25
2.1.2	Diretividade e Ganho	25
2.1.3	Polarização	27
2.1.4	Arranjo de antenas	27
<b>2.2</b>	<b>Rectennas</b>	<b>28</b>
2.2.1	Retificador	29
2.2.2	Multiplicador de tensão	31
<b>2.3</b>	<b>Filtros</b>	<b>31</b>
2.3.1	Filtros COLR	32
<b>2.4</b>	<b>Algoritmos bioinspirados</b>	<b>34</b>
2.4.1	Algoritmo PSO	34
2.4.2	Algoritmo DE	35
2.4.3	Aprendizagem baseada em oposição	36
<b>2.5</b>	<b>Sistemas SWIPT</b>	<b>37</b>
2.5.1	Arquiteturas de Recepção SWIPT	37
2.5.2	Modulações para SWIPT	38
2.5.3	Modulação ASK	39
2.5.4	Protocolos para SWIPT	40
<b>2.6</b>	<b>Estado da arte para SWIPT</b>	<b>40</b>
<b>3</b>	<b>REQUISITOS E SISTEMA SWIPT</b>	<b>43</b>
<b>3.1</b>	<b>Descrição do sistema</b>	<b>43</b>
<b>3.2</b>	<b>Requisitos do sistema</b>	<b>44</b>
<b>3.3</b>	<b>Arquitetura do projeto</b>	<b>45</b>
<b>3.4</b>	<b>Substratos escolhidos</b>	<b>47</b>
<b>3.5</b>	<b>Ferramentas Computacionais</b>	<b>48</b>
<b>4</b>	<b>SISTEMA EH</b>	<b>49</b>

<b>4.1</b>	<b>Conversor RF-DC</b> . . . . .	<b>49</b>
4.1.1	Escolha do diodo . . . . .	49
4.1.2	Escolha da Arquitetura . . . . .	50
<b>4.2</b>	<b>Simulações de circuito</b> . . . . .	<b>51</b>
4.2.1	Escolha da carga e casamento de impedância . . . . .	51
4.2.2	Escolha dos componentes . . . . .	53
4.2.3	Simulações eletromagnéticas e Layout . . . . .	54
<b>5</b>	<b>SISTEMA ID</b> . . . . .	<b>56</b>
<b>5.1</b>	<b>Duplexer</b> . . . . .	<b>57</b>
5.1.1	Filtros . . . . .	57
5.1.2	Divisor de potência . . . . .	59
5.1.3	Integração filtros e divisor de potência . . . . .	60
<b>5.2</b>	<b>Detector de envelope e filtro RC</b> . . . . .	<b>62</b>
5.2.1	Modelo de retificador . . . . .	62
5.2.2	Especificações do detector . . . . .	63
5.2.3	Simulações . . . . .	64
<b>5.3</b>	<b>Demodulação ASK na MSP430</b> . . . . .	<b>65</b>
5.3.1	Processamento do sinal . . . . .	66
5.3.2	Setup de simulação . . . . .	68
5.3.3	Resultado de simulações . . . . .	68
5.3.4	Consumo energético . . . . .	70
5.3.4.1	Medição em bancada . . . . .	70
5.3.4.2	Medição com o <i>Energy Trace</i> . . . . .	71
<b>6</b>	<b>PROJETO DE ANTENAS</b> . . . . .	<b>73</b>
<b>6.1</b>	<b>Antena simples</b> . . . . .	<b>73</b>
6.1.1	Design da Antena . . . . .	73
6.1.2	Simulações . . . . .	73
<b>6.2</b>	<b>Arranjo de antenas</b> . . . . .	<b>75</b>
6.2.1	Design do arranjo . . . . .	75
6.2.2	Simulações . . . . .	77
<b>6.3</b>	<b>Otimização do arranjo de antenas</b> . . . . .	<b>79</b>
6.3.1	Formulação do problema de otimização . . . . .	80
6.3.2	Resultados de simulação . . . . .	81
6.3.2.1	Análise estatística . . . . .	81
6.3.2.2	Análise de Convergência . . . . .	83
6.3.2.3	Análise de Padrão de Radiação . . . . .	83
<b>7</b>	<b>RESULTADOS</b> . . . . .	<b>86</b>

<b>7.1</b>	<b>Sistema EH</b> . . . . .	<b>86</b>
<b>7.2</b>	<b>Sistema ID</b> . . . . .	<b>87</b>
7.2.1	Medição da placa do duplexador . . . . .	87
7.2.2	Medição do Detector de envelope . . . . .	89
7.2.3	Testes de integração com a Pluto SDR . . . . .	90
<b>7.3</b>	<b>Análise do Sistema SWIPT</b> . . . . .	<b>91</b>
<b>8</b>	<b>DISCUSSÃO E CONCLUSÃO</b> . . . . .	<b>94</b>
<b>8.1</b>	<b>Trabalhos Futuros</b> . . . . .	<b>95</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>98</b>
	 <b>ANEXOS</b>	 <b>105</b>
	<b>ANEXO A – SISTEMA EH</b> . . . . .	<b>106</b>
<b>A.1</b>	<b>Esquemático</b> . . . . .	<b>107</b>
<b>A.2</b>	<b>Detalhes da placa de circuito</b> . . . . .	<b>109</b>
	 <b>ANEXO B – SISTEMA ID</b> . . . . .	 <b>110</b>
<b>B.1</b>	<b>Duplexador</b> . . . . .	<b>111</b>
B.1.1	Divisor de potência . . . . .	111
B.1.2	Filtro e divisor . . . . .	112
<b>B.2</b>	<b>Detetor de Envelope</b> . . . . .	<b>114</b>
B.2.1	Esquemático . . . . .	114
B.2.2	Detalhes da placa . . . . .	116
	 <b>ANEXO C – ARRANJO DE ANTENAS</b> . . . . .	 <b>117</b>
	 <b>ANEXO D – CONECTOR</b> . . . . .	 <b>119</b>

# Lista de abreviaturas e siglas

ABC	<i>Artificial Bee Colony Algorithm</i>
AC	<i>Alternating Current</i>
ACCP	<i>Adaptive Control and Communication Protocol</i>
ADS	<i>Advanced Design System</i>
AR	<i>Axial Ratio</i>
AS	<i>Antenna switching</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BB	Banda Base
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BLE	<i>Bluetooth Low Energy</i>
BS	<i>Base Station</i>
CCS	<i>Code Composer Studio</i>
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
COLR	<i>Coupled Open-Loop Resonator</i>
CPU	Unidade Central de Processamento
CW	<i>Continuous Waveform</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DE	<i>Differential Evolution</i>
DP	<i>Dual-Polarized</i>
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
EA-MAC	<i>Energy Adaptive Medium Access Control</i>
EH	<i>Energy Harvesting</i>

---

EM	Eletromagnético
EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FNBW	<i>First Null Beamwidth</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
GA	<i>Genetic Algorithm</i>
GND	<i>Ground</i>
GWO	<i>Gray Wolf Optimizer</i>
HB	<i>Harmonic Balance</i>
HPBW	<i>Half Power Beamwidth</i>
HFSS	<i>High Frequency Simulation Software</i>
ID	<i>Information Decoding</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IPC	<i>Association Connecting Electronics Industries</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
ISM	<i>Industrial Scientific and Medical</i>
JS	<i>Jellyfish Search</i>
LDO	<i>Low-Dropout Voltage Regulator</i>
LHCP	<i>Left Hand Circular Polarized</i>
LO	<i>RF Local Oscillator</i>
LSSP	<i>Large-Signal S-Parameter</i>
MCU	<i>Microcontroller Unit</i>
MoM	<i>Method of Moments</i>
OBL	<i>Opposition Based Learning</i>

---

PAPR	<i>Peak to Average Power Ratio</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PCE	<i>Power Conversion Efficiency</i>
PS	<i>Power Splitting</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
PSR	<i>Power Splitting Relaying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QoS	<i>Quality of service</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RDS	<i>Radio Definido por Software</i>
RHCP	<i>Right Hand Circular Polarized</i>
RF	<i>Radiofrequência</i>
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
SMD	<i>Surface Mounted Device</i>
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>
SLL	<i>Side Lobe Level</i>
SPICE	<i>Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i>
SOT	<i>Small Outline Package</i>
SWIPT	<i>Simultaneous Wireless Information and Power Transfer</i>
TI	<i>Texas Instruments</i>
TS	<i>Time Switching</i>
TSR	<i>Time Switching Relaying</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver-Transmitter</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicle</i>

VNA	<i>Vector Network Analyzers</i>
WiLO	<i>Wireless Local Oscillator</i>
WCCI	<i>World Congress on Computational Intelligence</i>
WIT	<i>Wireless Information Transfer</i>
WOA	<i>Whale Optimization Algorithm</i>
WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>

# 1 Introdução

A internet das coisas (IoT, do inglês *Internet of Things*) é uma tecnologia aplicável em áreas diversas como saúde, dispositivos vestíveis, cidades inteligentes, telecomunicações, agricultura, automação industrial, iluminação pública inteligente, manutenção, gerenciamento, dentre outras. A demanda por esses dispositivos vem aumentando cada vez mais e, com a chegada do 5G, ocorreu um cenário sem precedentes no qual a densidade de dispositivos deve chegar a 1 milhão por quilômetro quadrado [26, 74]. A nova geração de comunicação trouxe uma estrutura mais robusta com transmissão de dados mais rápida e menos latência. Entretanto, estima-se que esses dispositivos levem a um gasto energético de cerca de 910 TWh [26, 51]. Assim, as discussões sobre redução de consumo e utilização de energias verdes estão se tornando requisitos para a tecnologia 5G [2, 56].

Dispositivos IoT são normalmente equipados com baterias, ou seja, possuem abastecimento energético limitado. Nos casos em que os dispositivos operam em áreas de difícil acesso, o fornecimento de energia é especialmente crítico, pois a troca de baterias pode ter um custo elevado. Por outro lado, quando as baterias se descarregam e os sensores deixam de funcionar, o tempo de vida útil do sistema é reduzido [31, 76]. Colheita de energia (EH, do inglês *Energy Harvesting*) é o processo de captura de energia do ambiente, por meios naturais ou por radiofrequência, para conversão em energia elétrica. Nos últimos anos, diversos estudos buscaram aplicar o EH em redes de comunicação sem fio, contudo constatou-se que as fontes de energia natural não são tão eficientes para esse tipo de aplicação, dadas a imprevisibilidade e a instabilidade dos recursos [52, 27, 38].

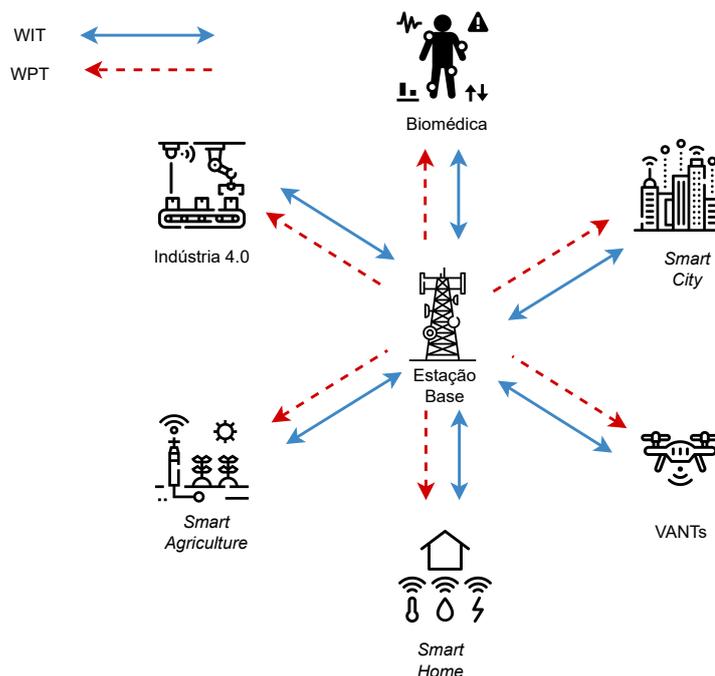
A transmissão de energia sem fio (WPT, do inglês *Wireless Power Transfer*) mostrou-se uma alternativa capaz de contornar os problemas da imprevisibilidade dos recursos naturais. A colheita de energia feita por WPT é considerada verde e existem três tipos principais de sistemas aplicáveis para essa abordagem: ondas eletromagnéticas, indutância e laser [67, 62]. Uma das primeiras demonstrações de transmissão de energia sem fio por ondas eletromagnéticas foi feita por Nikola Tesla em 1899 [69]. Há duas maneiras de capturar energia de radiofrequência: por meio de uma estação de base (BS, do inglês *Base Station*) ou por captura do ambiente, o que torna o sistema mais estável [7]. Diversos experimentos de transmissão de energia por radiofrequência tem sido realizados, sendo hoje uma alternativa de energia limpa para redes IoT. O progresso, entretanto, é lento, devido a preocupações envolvendo a saúde e a eficiência de implementação [23, 32, 11]. Atualmente, muitos testes foram realizados em sistemas de comunicação autossustentáveis utilizando WPT com distâncias curtas visando qualidade de serviço (QoS, do inglês *Quality of service*) em aplicações IoT.

Assim, houve a necessidade de integrar a abordagem WPT com redes sem fio que

permitam uma transmissão estável de dados ao mesmo tempo em que transmite energia. Essa necessidade deu origem ao chamado sistema de transferência simultânea de dados e energia sem fio (SWIPT, do inglês *Simultaneous Wireless Information and Power Transfer*) [1, 2, 56, 51]. O SWIPT ganhou popularidade devido à vasta possibilidade de aplicações, principalmente em ambientes de difícil acesso. Os sinais de radiofrequência (RF) têm a capacidade de transportar dados e energia. Desta forma, o SWIPT se torna uma solução muito promissora no 5G. Prevê-se que o SWIPT seja um facilitador para as futuras gerações de comunicação, sendo indispensável para o 6G [51, 2, 44].

Uma das aplicações de SWIPT são veículos aéreos não tripulados (UAV, do inglês *Unmanned Aerial Vehicle*). A energia é crítica para os UAVs, e a tecnologia SWIPT habilitada para eles pode ajudar a abordar as restrições de energia. As técnicas de EH de ambiente são recursos que podem ser utilizados para suprir as necessidades de energia dos UAVs [34, 75, 47]. Outra aplicação promissora é a agricultura inteligente, que utiliza rede de sensores para monitoramento de plantações, qualidade da água em corpos d'água, monitoramento de animais [45, 43, 8]. A Figura 1 mostra alguma das áreas que podem aplicar o sistema SWIPT.

Figura 1 – Áreas de aplicação do sistema SWIPT.



Embora o SWIPT seja bastante promissor, alguns desafios precisam ser contornados, como conseguir transmitir uma grande quantidade de energia a grandes distâncias, já que ocorre perda e distorção pelo canal. Além disso, há uma restrição de potência transmitida para a banda científica e médica (ISM), 902-928 MHz (no Brasil de 902-907.5 MHz e de 915-928 MHz), 2.4 GHz e 5.7 GHz, que exige um sinal abaixo de 36 dBm no Brasil, Estados Unidos e Europa [16, 72, 18, 64]. Por essa razão, a transmissão sem fio de dados (WIT, do inglês, *Wireless Information Transfer*) dedica-se a sistemas que visam o menor gasto

energético possível, ainda que com transmissão e recepção de dados robustas. Assim sendo, na tecnologia SWIPT, deve-se levar em conta desde a forma de onda, até o protocolo utilizado [53, 9, 1].

Encontrar o equilíbrio entre transmissão de dados e de energia é um fator importante para análise de desempenho do sistema. Esse *trade-off* é dado pelo limite de Pareto da região da taxa de dados e de energia. Pode-se dizer que um projeto SWIPT precisa ser um co-projeto de Hardware RF e Software embarcado para que se alcance o melhor desempenho possível.

Por ser um tema recente, atualmente existem poucos sistemas SWIPT implementados, sendo dois grupos de pesquisa quem tem estudos em destaque: O primeiro grupo que é da Universidade de Sungkyunkwan da Coréia do Sul que tem vários trabalhos referentes a implementação de arquiteturas SWIPT [1, 63, 39]. Além desses trabalhos focados em arquitetura, é importante destacar as pesquisas desenvolvidas pela equipe WaveCoRE, da Universidade Católica de Leuven (KU Leuven), Bélgica, que abordaram técnicas de modulação para SWIPT, principalmente utilizando arquiteturas integradas [53, 54, 9].

## 1.1 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é o desenvolvimento de um circuito para a recepção de dados e energia sem fio na banda ISM utilizando a tecnologia SWIPT e a modulação *Amplitude Shift Keying* (ASK), com o intuito de maximizar a eficiência de captura de energia e a recepção de dados em redes de sensores.

### 1.1.1 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Projetar um sistema de recepção de dados para demodular e tratar o sinal recebido em ASK;
- Projetar sistema de coleta de energia, levando em consideração os requisitos de eficiência energética e largura de banda;
- Projetar e simular o arranjo de antenas de duas polarizações para receber dados e energia sem fio na banda ISM;
- Formulação de um problema de otimização matemática para o arranjo de antenas e sua resolução por meio de algoritmos bioinspirados baseados em inteligência coletiva e técnicas evolucionárias;

## 1.2 Contribuições do Trabalho

As principais contribuições deste trabalho são:

- Implementação de uma arquitetura SWIPT completa desde a antena até a decodificação da mensagem recebida;
- Implementação de algoritmos bioinspirados para otimização de arranjo de antenas para SWIPT;
- Simulações computacionais do sistema SWIPT com arquitetura de duas polarizações;
- Desenvolvimento de circuitos para transferência de dados e energia sem fio;
- Como resultado desta pesquisa, um artigo foi publicado e apresentado na IEEE World Congress on Computational Intelligence (WCCI2022) [IEEEExplore](#), o qual recebeu o prêmio *Best Student Paper Award* [5].

## 1.3 Organização do Trabalho

O trabalho está organizado da seguinte maneira:

O Capítulo 2 apresenta conceitos fundamentais para o desenvolvimento do trabalho, como as antenas e seus parâmetros, arranjo de antenas, rectennas, filtros RF, algoritmos bioinspirados, arquiteturas, modulações e protocolos SWIPT. Adicionalmente, este capítulo apresenta o levantamento do estado da arte sobre tecnologias SWIPT. O Capítulo 3 apresenta a arquitetura proposta para o sistema SWIPT desenvolvido neste trabalho e uma análise de *link budget*, assim como materiais e métodos. O Capítulo 4 apresenta o sistema de energia com o projeto das rectennas, o dimensionamento da bateria e resultados de simulação. O Capítulo 5 apresenta o projeto do sistema de recepção de dados, o qual inclui a implementação do diplexer com os filtros, o detector de envelope, a demodulação do sinal em MSP430 até a decodificação da mensagem e a integração do sistema. O Capítulo 6 apresenta o projeto do arranjo de antenas e a otimização utilizando algoritmos bioinspirados por enxame de partículas e evolução diferencial. O Capítulo 7 apresenta os resultados alcançados para cada parte desenvolvida e integrada e uma comparação dos resultados com os parâmetros iniciais. Finalmente, o Capítulo 8 apresenta as discussões e conclusões e os possíveis trabalhos futuros.

## 2 Fundamentação teórica

### 2.1 Antenas

Antenas são dispositivos para irradiar ou receber ondas de rádio [28]. A seguir, são apresentados alguns dos parâmetros de caracterização de antenas.

#### 2.1.1 Padrão de radiação

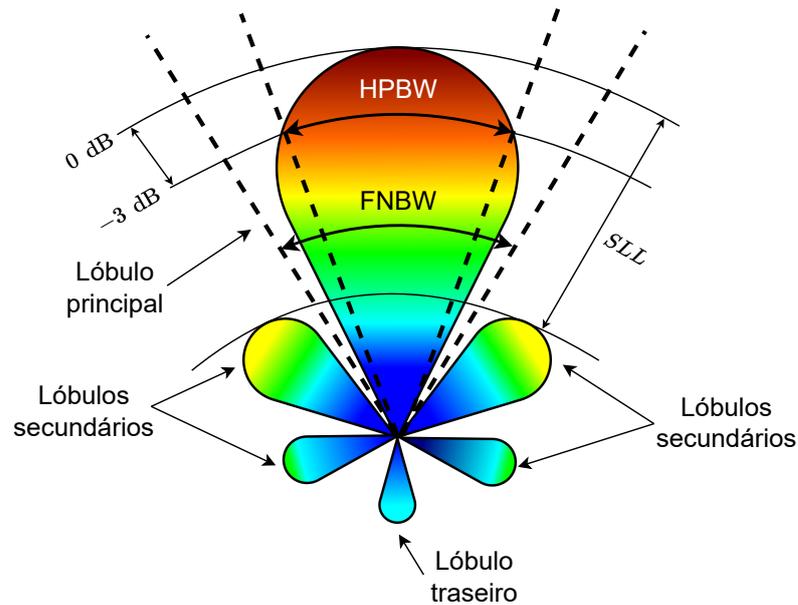
Padrão de radiação é a representação gráfica da energia radiada por uma fonte irradiante em campo distante e em coordenadas polares. Essa representação é feita, geralmente, em 2D ou em 3D, podendo ser expresso em escala linear tanto para padrão de campo ou de potência, ou em escala logarítmica somente para padrão de potência [71]. Outra característica importante é que o padrão de campo ou de potência é usualmente normalizado em relação ao seu valor máximo. Após sua determinação, é possível obter características como diretividade, intensidade de radiação e potência irradiada [3].

As várias partes de um padrão de radiação são chamados de lóbulos e são definidas por [3] como uma porção do campo irradiado, em que seu limite se dá por regiões de intensidade de radiação fraca. A Figura 2 mostra um exemplo de um padrão de radiação com suas principais características destacadas como, por exemplo, o lóbulo principal, que é o de maior intensidade de radiação. Em algumas antenas, pode ocorrer mais de um lóbulo principal. O lóbulo traseiro aponta para o ângulo oposto ao lóbulo principal. Os lóbulos secundários são aqueles cujo o padrão de radiação aponta para qualquer direção diferente da pretendida. Os lóbulos secundários e traseiro também são chamados de lóbulos menores, pois espera-se que eles tenham nível de radiação inferior ao lóbulo principal, chamado de nível do lóbulo lateral (SLL, do inglês *Side Lobe Level*). A largura de feixe de meia potência (HPBW, do inglês *Half Power Beamwidth*) indica o ângulo no qual a intensidade de radiação cai -3 dB em relação ao nível máximo do lóbulo principal. Outro valor importante é a largura do lóbulo principal até o primeiro valor nulo (FNBW, do inglês *First Null Beamwidth*), que indica o ângulo no qual o lóbulo principal começa e termina [71, 65].

#### 2.1.2 Diretividade e Ganho

A diretividade pode ser definida como a capacidade de uma antena de concentrar a energia de transmissão ou recepção em uma direção específica [3]. Em outras palavras, é a razão entre a intensidade de radiação em uma determinada direção pela intensidade de radiação média, ou seja,

Figura 2 – Demonstração de um padrão de radiação e suas características principais.



$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}}, \quad (2.1)$$

onde  $D(\theta, \phi)$  é a diretividade com valor adimensional,  $U(\theta, \phi)$  é a intensidade de radiação dada por (W/ unidade de ângulo sólido),  $U_0$  é a intensidade máxima de radiação de uma fonte isotrópica dada por (W/ unidade de ângulo sólido),  $P_{rad}$  é a potência total irradiada em watts,  $\theta$  é o ângulo de elevação e  $\phi$  é o ângulo de azimute. Se a direção não for específica, isso implica que a diretividade máxima será:

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}}, \quad (2.2)$$

onde  $U_{max}$  é a intensidade máxima de radiação. O ganho da antena é definido como o produto da diretividade pela eficiência, dado por:

$$G(\theta, \phi) = eD(\theta, \phi), \quad (2.3)$$

em que  $0 \leq e \leq 1$ , onde a eficiência é máxima quando  $e = 1$ , significando que não há perdas de energia na transmissão ou recepção de energia da antena para o circuito ou para o ar. A eficiência pode ser expressada por

$$e = \frac{P_{rad}}{P_{in}}, \quad (2.4)$$

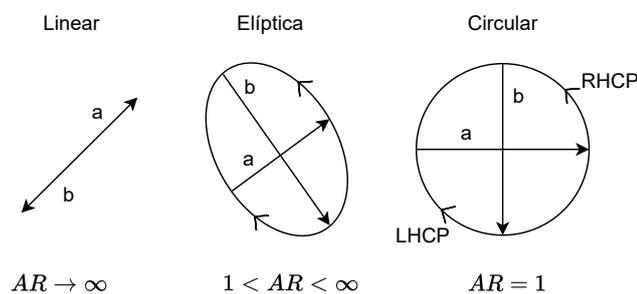
onde  $P_{in}$  é a potência de entrada.

### 2.1.3 Polarização

A polarização é uma característica das ondas eletromagnéticas. Nas antenas, ela se refere à forma geométrica assumida pelo campo elétrico no campo distante. A polarização pode ser classificada como linear, elíptica ou circular, dependendo da forma como a onda se propaga. Uma onda eletromagnética consiste em dois componentes principais: o campo elétrico e o campo magnético que são ortogonais e tem uma variação no tempo. O campo elétrico pode ser descrito como  $\vec{E} = E_x \cdot \hat{i} + E_y \cdot \hat{j}$  para uma onda TEM (do inglês, *Transverse Electromagnetic Wave*) se propagando na direção  $z$ , onde a onda pode ter componentes ao longo do eixo  $x$ ,  $y$ , ou uma combinação de ambos nas direções  $\hat{i}$  e  $\hat{j}$  [50].

A polarização é calculada por meio do Razão Axial (AR, do inglês *Axial Ratio*), que é a taxa de elipticidade definida pela razão entre o eixo maior e o eixo menor da elipse de polarização. Em geral, a polarização é elíptica, ou seja, varia entre linear e circular. A Figura 5 mostra os três tipos de polarizações de acordo com o AR. Além disso, existem duas classificações distintas para a polarização circular: polarização circular à esquerda (LHCP) e polarização circular à direita (RHCP).

Figura 3 – Polarizações linear, elíptica e circular para antenas, nas quais AR é a razão entre o semieixo grande (a) e o semieixo pequeno (b).



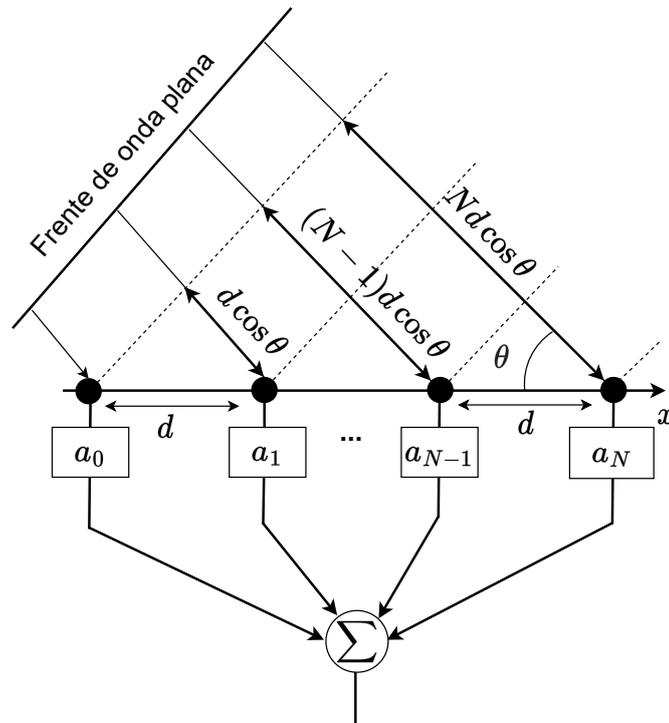
### 2.1.4 Arranjo de antenas

Um arranjo de antenas consiste na junção de dois ou mais elementos de antena em uma geometria específica, como linear, circular, matricial, esférica ou outra. Esse arranjo é capaz de gerar um feixe que pode ser alterado conforme a geometria do sistema utilizado. Além disso, outros parâmetros, tais como a distância entre as antenas, a amplitude de excitação e a fase, também podem influenciar na direção do feixe produzido [50].

A imagem representada na Figura 4 mostra um esquema de um arranjo linear de antenas dispostas a uma distância  $d$  de separação entre elas. Cada antena recebe um sinal proveniente de uma onda plana incidente a um ângulo  $\theta$  em relação ao plano do arranjo, e é estimulada com uma amplitude  $a_n$ . Devido ao fato de o caminho de recepção não ser o mesmo entre todos os elementos, ocorre uma mudança de fase em cada um deles.

O fator de arranjo pode ser escrito como

Figura 4 – Arranjo linear de antenas dispostas a uma distância  $d$  de separação entre elas recebendo um sinal proveniente de uma onda plana incidente em um ângulo  $\theta$ . O caminho de recepção não é o mesmo entre todos os elementos, produzindo uma mudança de fase em cada um deles.



Fonte: [5].

$$A(\theta) = a_0 + a_1 e^{jkd \cos \theta} + \dots + a_{N-1} e^{jkd(N-1) \cos \theta} + a_N e^{jkdN \cos \theta} = \sum_{n=0}^N a_n e^{jkd n \cos \theta}. \quad (2.5)$$

Definindo  $\Psi = kd \cos \theta$ ,

$$A(\theta) = \sum_{n=0}^N a_n e^{j\Psi n}, \quad (2.6)$$

onde  $A(\theta)$  é o fator de arranjo,  $k$  é o número de onda,  $dn \cos \theta$  é a distância entre as antenas,  $a_n$  é a magnitude do sinal de cada elemento,  $\Psi$  é o número da onda digital e  $N$  é o número de elementos. A diretividade do arranjo é dada por

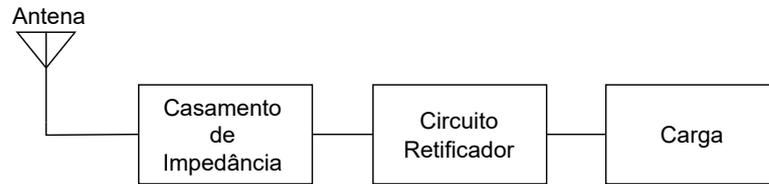
$$D = \frac{\sum |a_n|^2}{\sum_n \sum_m a_n a_m^* \frac{\sin(kd(n-m))}{kd(n-m)}}. \quad (2.7)$$

## 2.2 Rectennas

Rectenna é um dispositivo eletrônico formado pela junção de uma ou mais antenas com um ou mais retificadores e tem por objetivo transformar ondas eletromagnéticas em

energia de corrente contínua (DC, do inglês *Direct Current* [71]).

Figura 5 – Esquemático de uma rectenna.



### 2.2.1 Retificador

Nesse tipo de aplicação, é comum o uso de diodo de Schottky devido às suas características elétricas e físicas, que permitem a retificação de sinais em alta frequência. Ele possui baixa queda de tensão e rápido tempo de resposta, o que é ideal para essa aplicação. Há também outros tipos de diodos que podem ser utilizados, como o PIN ou de germânio, a depender das necessidades do projeto [57].

A corrente do diodo é dada pela Equação 2.8, na qual  $I_s$  é a corrente de saturação,  $V$  é a tensão no diodo e  $\alpha = \frac{q}{nKT}$ , sendo  $T$  a temperatura em kelvin,  $K$  a constante de Boltzman,  $q$  a carga do elétron, e  $n$  o fator de idealidade do diodo.

$$I(V) = I_s(e^{\alpha V} - 1), \quad (2.8)$$

Podemos fazer uma aproximação para pequenos sinais, visto que os sinais RF muitas vezes são baixos.

$$V = V_0 + v, \quad (2.9)$$

onde  $V_0$  é a tensão de polarização do diodo e  $v$  é uma pequena tensão (AC). Substituindo a Equação 2.9 na Equação 2.8 e utilizando a expansão de série de Taylor de acordo com [57], tem-se que

$$I(V) = I_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{v^m}{m!} \frac{d^m I}{dV^m} \Big|_{V_0}, \quad (2.10)$$

onde  $I_0$  é a corrente de polarização do diodo. A primeira derivada da série de Taylor por definição é a condutância dinâmica  $G_d$  do diodo.

$$\frac{dI}{dV} \Big|_{V_0} = G_d = \frac{1}{R_j}, \quad (2.11)$$

onde  $R_j$  é a resistência de junção. Reescrevendo a Equação 2.10 com a definição de condutância, obtém-se

$$I(V) = I_0 + vG_d + \frac{v^2}{2}G'_d + \text{termos de ordem superior.} \quad (2.12)$$

Por se tratar de um pequeno sinal, a aproximação de três termos para corrente é suficiente para esse propósito [57]. Se o sinal total for a soma da tensão de polarização (*Bias*) + uma tensão RF,

$$V = V_0 + v_0 \cos \omega_0 t. \quad (2.13)$$

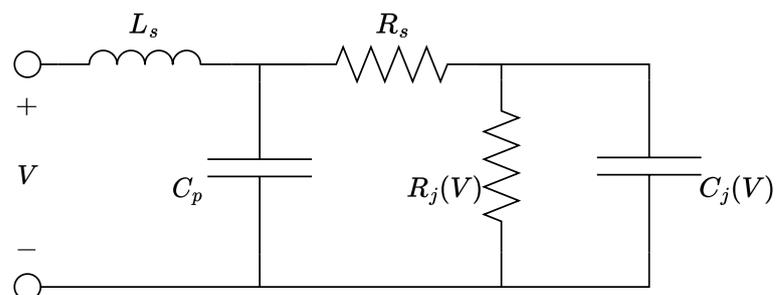
Isso significa que a corrente na Equação 2.12 será:

$$\begin{aligned} I &= I_0 + v_0 G_d \cos \omega_0 t + \frac{v_0^2}{2} G'_d \cos^2 \omega_0 t + \text{termos de ordem superior} \\ &= \underbrace{I_0 + \frac{v_0^2}{4} G'_d}_{\text{sinal DC}} + \underbrace{v_0 G_d \cos \omega_0 t}_{\text{harmônico fundamental}} + \underbrace{\frac{v_0^2}{4} G'_d \cos 2\omega_0 t + \dots}_{\text{harmônicos}}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

em que  $\frac{v_0^2}{4} G'_d$  e a corrente retificada extraída a partir da relação do cosseno ao quadrado em  $\frac{v_0^2}{4} G'_d$  e  $I_0$  é a corrente de polarização.

A Figura 6 mostra o circuito equivalente do Schottky, na qual  $L_s$  e  $C_p$  são as variáveis que representam o encapsulamento do diodo e  $R_s$  é a resistência em série, responsável pela resistência à propagação de corrente e resistência de contato entre o diodo e a trilha do circuito, e  $R_j(V)$  e  $C_j(V)$  são as capacitância e resistência de junção do diodo, respectivamente. A eficiência de conversão de energia do diodo depende da potência de entrada e também da resistência de junção  $R_j(V)$  e de  $R_s$ .

Figura 6 – Circuito equivalente de Schottky, na qual  $L_s$ ,  $C_p$  são as variáveis que representam o encapsulamento do diodo e  $R_s$  é a resistência em série, responsável pela resistência à propagação de corrente e contato, e  $R_j(V)$  e  $C_j(V)$  são a resistência e capacitância de junção do diodo.



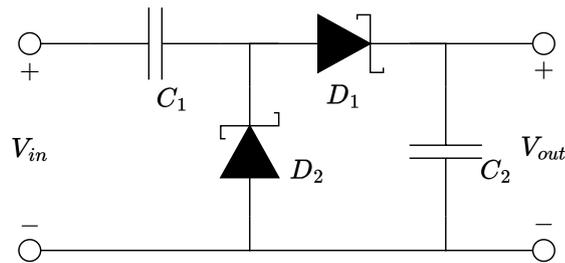
**Fonte:** Adaptado de [57].

## 2.2.2 Multiplicador de tensão

Ao converter um sinal RF para DC utilizando um retificador, é comum que a amplitude do sinal seja baixo, o que resulta em pequenos sinais de saída. Por este motivo, os circuitos multiplicadores são topologias de retificadores bastante utilizadas em rectennas, pois permitem que a tensão de pico de saída seja maior do que o pico de entrada.

A Figura 7 mostra o funcionamento de dobrador de tensão, constituído por um multiplicador de tensão de um estágio. Quando a entrada do sinal  $V_{in}$  é negativa, o diodo  $D_2$  fica na região de condução e a corrente flui até o capacitor  $C_2$ , carregando-o ao mesmo tempo em que o diodo  $D_1$  fica na região de corte. Quando  $V_{in}$  tem sinal positivo,  $D_2$  entra em região de corte e a energia armazenada no capacitor  $C_1$  funciona como uma espécie de fonte de tensão. Isso implica que o capacitor  $C_2$  é carregado por  $C_1$  ao mesmo tempo em que  $V_{in}$  passa pelo diodo  $D_1$ , que encontra-se em modo de condução, fazendo com que a saída  $V_{out}$  tenha o dobro do pico de tensão de  $V_{in}$ .

Figura 7 – Esquemático de um circuito retificador dobrador de tensão.



A Equação 2.15 mostra a saída de um circuito multiplicador de tensão sem perdas, em que  $n$  é a quantidade de circuitos dobradores de tensão cascateados,

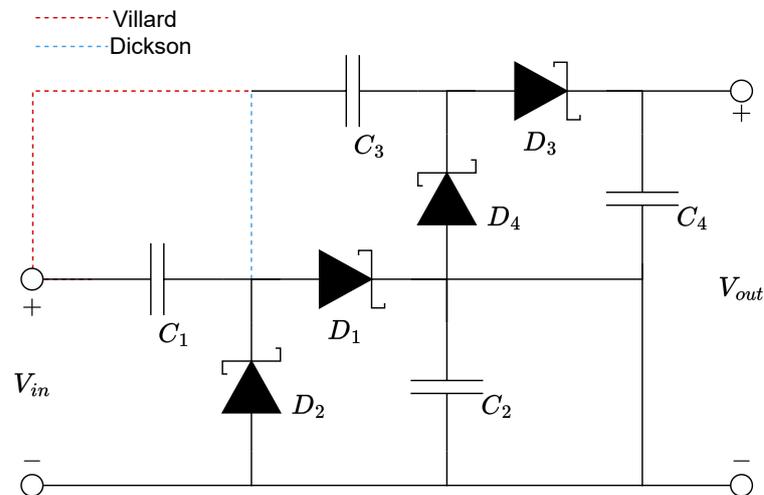
$$V_{out} = 2nV_{pico}. \quad (2.15)$$

Há duas principais topologias de multiplicador de tensão, a *charge pump* Dickson e a *charge pump* Villard, ambas apresentadas na Figura 8. A diferença entre as duas se dá pelo fato de que a topologia Villard realiza conexões em série entre os dobradores de tensão, ao passo em que a Dickson realiza conexões em paralelo.

## 2.3 Filtros

A filtragem de sinais é fundamental em sistemas de telecomunicações para garantir a qualidade e a confiabilidade dos sinais transmitidos e recebidos. Portanto, os filtros são elementos essenciais no projeto.

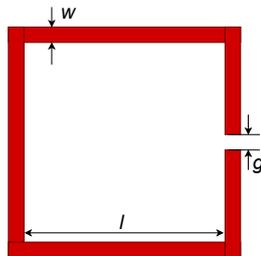
Figura 8 – Topologias de multiplicador de tensão Dickson e Villard. A diferença entre as duas se dá pelo fato de que a topologia Villard realiza conexões em série entre os dobradores de tensão, ao passo em que a Dickson realiza conexões em paralelo.



### 2.3.1 Filtros COLR

De acordo com [24], filtros *Coupled Open-Loop Resonator* (COLR) são filtros passa-banda de passagem estreita, sendo intermediários entre o Chebyshev e os filtros de função elíptica. A Figura 9 mostra a geometria deste tipo de filtro.

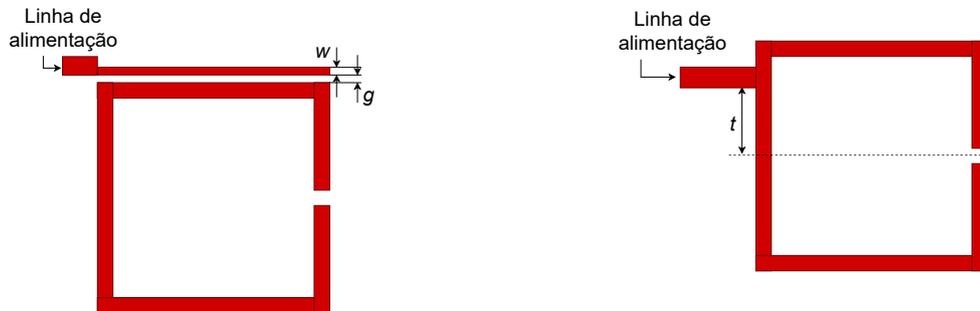
Figura 9 – Estrutura básica de um ressonador acoplado de malha aberta em *microstrip*.  $w$  é a largura da trilha,  $l$  é o comprimento de cada lado do ressonador e  $g$  (gap) é a abertura da malha.



Existem duas estruturas típicas de alimentação do filtro, alimentação por acoplamento e alimentação direta, que podem afetar o fator de qualidade e a força de acoplamento. A Figura 10 mostra os dois tipos de alimentação [24]. Na Figura 50a, é apresentada a alimentação por acoplamento, na qual um gap  $g$  menor entre as linhas e um  $w$  mais fino pode resultar em um acoplamento mais forte, porém em um fator de qualidade menor. Já na Figura 50b, é representada a alimentação direta, na qual essa relação se dá pela distância  $t$  entre a fonte de excitação do ressonador e o terra virtual.

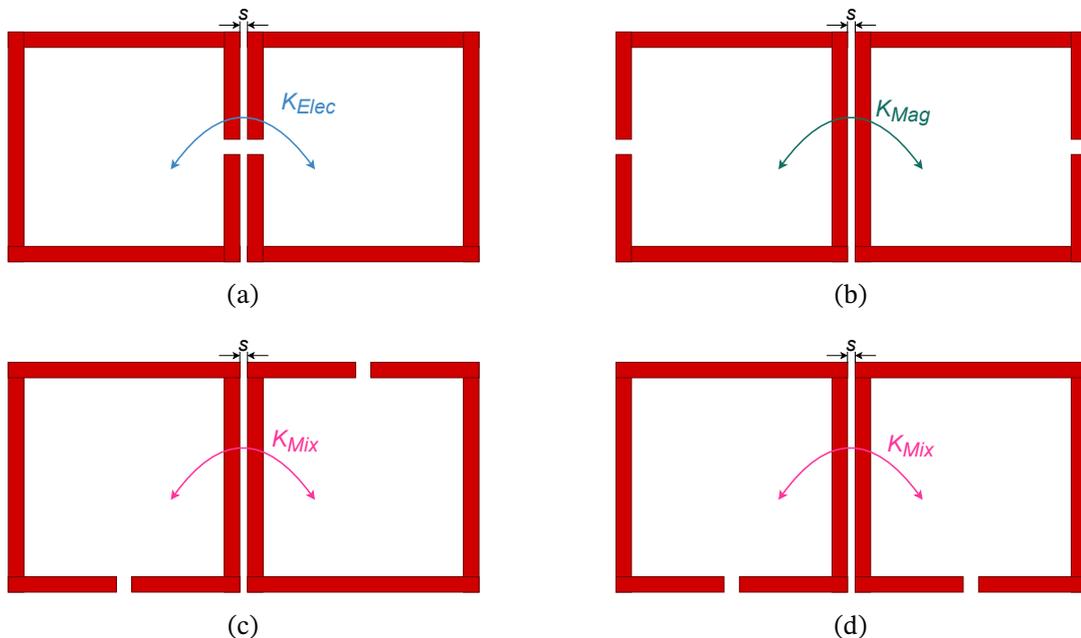
Figura 10 – Estrutura de alimentação de filtros COLR.

- (a) Alimentação por acoplamento, na qual um gap  $g$  menor entre as linhas e um  $w$  mais fino pode resultar em um acoplamento mais forte, porém em um fator de qualidade menor.  
 (b) Alimentação direta, na qual a relação entre fator de qualidade e acoplamento se dá pela distância  $t$  entre a fonte de excitação do ressonador e o terra virtual.



As células ressonadoras são organizadas em diferentes arranjos para se construir um filtro passa-banda. Quando um par de ressonadores é posicionado em proximidade, os campos são acoplados. A densidade de campo elétrico é máxima onde há uma abertura no ressonador e o campo magnético é mais forte no lado oposto, como mostrado nas Figuras 12a e 12b. Para os casos das Figuras 12c e 12e, as franjas dos campos elétrico e magnético podem ter distribuições comparativas. Isso é denominado acoplamento misto [66, 25, 24].

Figura 11 – Diferentes estruturas de acoplamento de ressonadores. (a) Acoplamento elétrico. (b) Acoplamento magnético. (c) Acoplamento misto - tipo 1. (d) Acoplamento misto - tipo2.



Fonte: Adaptado de [66].

## 2.4 Algoritmos bioinspirados

Algoritmos bioinspirados são métodos computacionais de busca aleatória comumente usados para resolver problemas de otimização complexos e não lineares. Esses algoritmos utilizam conceitos que surgem de estudos de sistemas biológicos e de espécies que exibem um comportamento cooperativo, a partir dos quais foram criados modelos matemáticos e algoritmos de busca. Os Algoritmos Genéticos (GA) foram um dos primeiros métodos a serem utilizados para a otimização de problemas eletromagnéticos (EM) [12, 77]. Outros algoritmos evolutivos amplamente utilizados são o algoritmo por enxame de partículas (PSO, do inglês *Particle Swarm Optimization*), o algoritmo de Evolução Diferencial (DE, do inglês *Differential Evolution*) e o Algoritmo de Colônia Artificial de Abelhas (ABC, do inglês *Artificial Bee Colony*), dentre outros [58, 20, 48]. Nos últimos anos, surgiram novos algoritmos, como o *Gray Wolf Optimizer* (GWO) [42], o *Whale Optimization Algorithm* (WOA) [6] e o *Jellyfish Search* (JS) [15]. Cada algoritmo pode funcionar melhor para uma determinada aplicação e pior para outra, ou seja, pode ser mais ou menos adequado para um problema específico [73].

### 2.4.1 Algoritmo PSO

Desenvolvido por Kennedy e Eberhart em 1995, o PSO é inspirado no comportamento social de bandos de aves e cardumes de peixes, em que os indivíduos tendem a retornar a locais que os satisfizeram no passado. Essa técnica apresenta várias características desejáveis, como fácil implementação, busca global e recursos paralelos sem a necessidade de cálculo do gradiente [33]. No PSO, a população é conhecida como um enxame e cada indivíduo é uma partícula interpretada como um ponto sem massa ou volume. A posição de cada partícula representa uma possível solução para o problema em questão. Cada partícula possui uma velocidade atribuída aleatoriamente, permitindo que elas se movam pelo espaço de busca. As partículas mantêm informações sobre a melhor posição encontrada por meio de uma memória individual e uma memória coletiva. A memória individual armazena a melhor posição encontrada por cada partícula, enquanto a memória coletiva armazena a melhor posição encontrada pelo enxame, como descrito nas Equações 2.16 e 2.17.

$$v_{ij}^{(i+1)} = \overbrace{wv_{ij}^{(i)}}^{\text{inércia}} + \overbrace{c_1 U_{1j}(y_{ij}^{(i)} - x_{ij}^{(i)})}_{\text{componente cognitivo}} + \overbrace{c_2 U_{2j}(y_{sj}^{(i)} - x_{ij}^{(i)})}_{\text{componente social}}, \quad (2.16)$$

$$x_{ij}^{i+1} = x_{ij}^i + v_{ij}^{i+1}, \quad (2.17)$$

onde  $v_{ij}$  é a velocidade de uma partícula limitada no intervalo de  $[-v_{max}, v_{max}]$ , impedindo que as partículas saiam do espaço de busca,  $x$  é a posição da partícula em um espaço  $N$

dimensional,  $y_i$  é a melhor posição individual da partícula e  $y_s$  é a melhor posição global entre todas as partículas, sendo  $S$  o tamanho do enxame. O parâmetro  $c_1$  é o coeficiente cognitivo (grau de confiança de cada partícula) e  $c_2$  é o coeficiente social (grau de confiança no enxame).  $U_1$  e  $U_2$  são números aleatórios distribuídos uniformemente. Um fator de inércia  $w$  é comumente configurado para decrescer durante o processo de busca, permitindo um equilíbrio entre a exploração de possíveis soluções ao longo do espaço de busca (busca global) e um refinamento da solução durante as últimas iterações (busca local). O algoritmo 1 descreve o pseudocódigo do PSO.

---

**Algorithm 1** Particle swarm optimization algorithm

---

**Require:**  $S, N, C_1, C_2, x_{max}, v_{max}, MAX_{iter}, threshold$

**Ensure:**  $g_{best}$  and  $f(g_{best})$

```

Initialization                                     ▷ swarm startup
while  $f(y_s < threshold)$  do
  for  $k = 1$  to  $S$  do                               ▷ finding the best individual
    if  $f(x_k) \leq f(y_{ik})$  then
       $y_{ik} = x_k$ 
    end if
  end for
  calculate  $y_s$  using the  $S$  values  $f(y_{ik})$        ▷ best global
  for  $k = 1$  to  $S$  do                               ▷ update
    for  $j = 1$  to  $N$  do
       $v_{kj} = wv_{kj} + c_1U_1(y_{ikj} - x_{kj}) + c_2U_2(x_{sj} - x_{kj})$ 
       $x_{kj} = x_{kj} + v_{kj}$ 
    end for
    Check bounds
  end for
end while

```

---

### 2.4.2 Algoritmo DE

O método conhecido como Algoritmo de Evolução Diferencial (DE) foi desenvolvido por Storn e Price em 1995 [68] para otimização de funções contínuas e não lineares complexas. Ele tem sido aplicado em diversas áreas, incluindo a otimização de antenas [21, 22]. O algoritmo utiliza uma população de tamanho  $NP$ , composta por vetores  $D$ -dimensionais  $x_i$  que são inicializados aleatoriamente usando uma distribuição de probabilidade uniforme. A cada geração  $G$ , o DE aplica os operadores de mutação, recombinação e seleção para direcionar a população em direção ao ótimo global. O DE é identificado pela notação  $DE|x|y|z$ , em que  $x$  representa a estratégia de mutação,  $y$  é o número de vetores de diferença e  $z$  é o tipo de crossover.

Durante a fase de mutação, o algoritmo gera  $NP$  vetores ruidosos a partir da combinação de três indivíduos selecionados aleatoriamente, conforme indicado pela Equação 2.18.

$$v_{i,G+1} = x_{r_1,G} + F(x_{r_2,G} - x_{r_3,G}), \quad (2.18)$$

onde o índice  $i$  representa o indivíduo e  $r_1$ ,  $r_2$  e  $r_3$  são inteiros aleatórios mutuamente diferentes selecionados no intervalo  $[1, NP]$ . O fator constante  $F > 0$  é utilizado para controlar a amplificação da variação diferencial.

O operador de recombinação do DE é similar à fase de cruzamento dos algoritmos genéticos e é usado para adicionar diversidade à solução. A Equação 2.19 é utilizada para combinar o vetor mutado  $v_i$  com o vetor original  $x_i$ , gerando um novo vetor  $u_i$ . Nessa equação,  $i$  representa o indivíduo,  $j$  representa a dimensão,  $r$  é um número aleatório com distribuição uniforme no intervalo  $[0,1]$ ,  $CR$  é a probabilidade de cruzamento e o inteiro  $l$  é aleatoriamente escolhido no intervalo de  $[1, D]$ .

$$u_{ij,G+1} = \begin{cases} v_{ij,G+1} & \text{se } r_j \leq CR \text{ OU } j = l_i \\ x_{ij,G} & \text{outros casos} \end{cases} \quad (2.19)$$

Na fase de seleção, o vetor  $u_i$  é avaliado usando a função custo a ser minimizada. Se produzir uma solução melhor do que a solução atual, ele é selecionado como substituto. Para acompanhar o progresso do algoritmo, o melhor vetor encontrado até então,  $x_{best,G}$ , é avaliado em cada geração. O pseudocódigo do algoritmo DE é mostrado a seguir.

---

#### Algorithm 2 Differential Evolution Algorithm

---

**Require:**  $D, NP, F, CR, x_{max}, x_{min}, iter$

**Ensure:**  $x_{best}$  and  $f(x_{best})$

Initialize population  $x_{ij} \leftarrow rand_{ij}$

Evaluate fitness  $fit_i \leftarrow f(x_i)$

**for**  $g = 1$  to  $iter$  **do**

**for**  $i = 1$  to  $NP$  **do**

$v_{i,G+1} = \text{mutation}(x_{i,G}, F)$

$u_{i,G+1} = \text{recombination}(x_{i,G}, v_{i,G+1}, CR)$

    Check bounds

    Evaluate fitness  $fit_u \leftarrow f(u)$

**if**  $fit_u(i) < fit_x(i)$  **then**

$x_{i,G+1} \leftarrow u_{i,G+1}$

**end if**

    Select better solution ( $x_{best}$  and  $f(x_{best})$ )

**end for**

**end for**

---

### 2.4.3 Aprendizagem baseada em oposição

O método de aprendizado baseado em oposição (OBL) é uma técnica que permite que algoritmos bioinspirados busquem o ponto ótimo na direção oposta da busca atual [59,

17]. O conceito é baseado no número oposto dado por

$$\check{x}_i = a_i + b_i - x_i, \quad (2.20)$$

onde  $x_i$  é um número real definido entre  $[a_i, b_i]$  e  $\check{x}_i$  é o número oposto de  $x_i$ , enquanto  $a_i$  e  $b_i$  são os limites de um espaço de busca  $N$  dimensional, ou seja,  $i = 1, 2, \dots, N$ .

## 2.5 Sistemas SWIPT

Como mencionado no Capítulo 1, SWIPT é uma técnica recentemente desenvolvida a partir de tecnologias WPT que permite a transferência simultânea de informações e energia sem fio. Os sistemas SWIPT são projetados por meio de várias arquiteturas, sendo que diferentes arquiteturas requerem diferentes projetos em nível de sistema [56]. A confiabilidade da recepção e as taxas de transferência de informação são convencionalmente usadas para avaliar o desempenho das redes sem fio. Além disso, o *trade-off* entre taxa de informação e nível de energia colhida torna-se um fator importante para avaliar o desempenho do sistema, uma vez que os usuários consomem energia a partir de sinais de RF. Com base nas implementações, é possível caracterizar os sistemas SWIPT pela estrutura transmissora e receptora [53, 2].

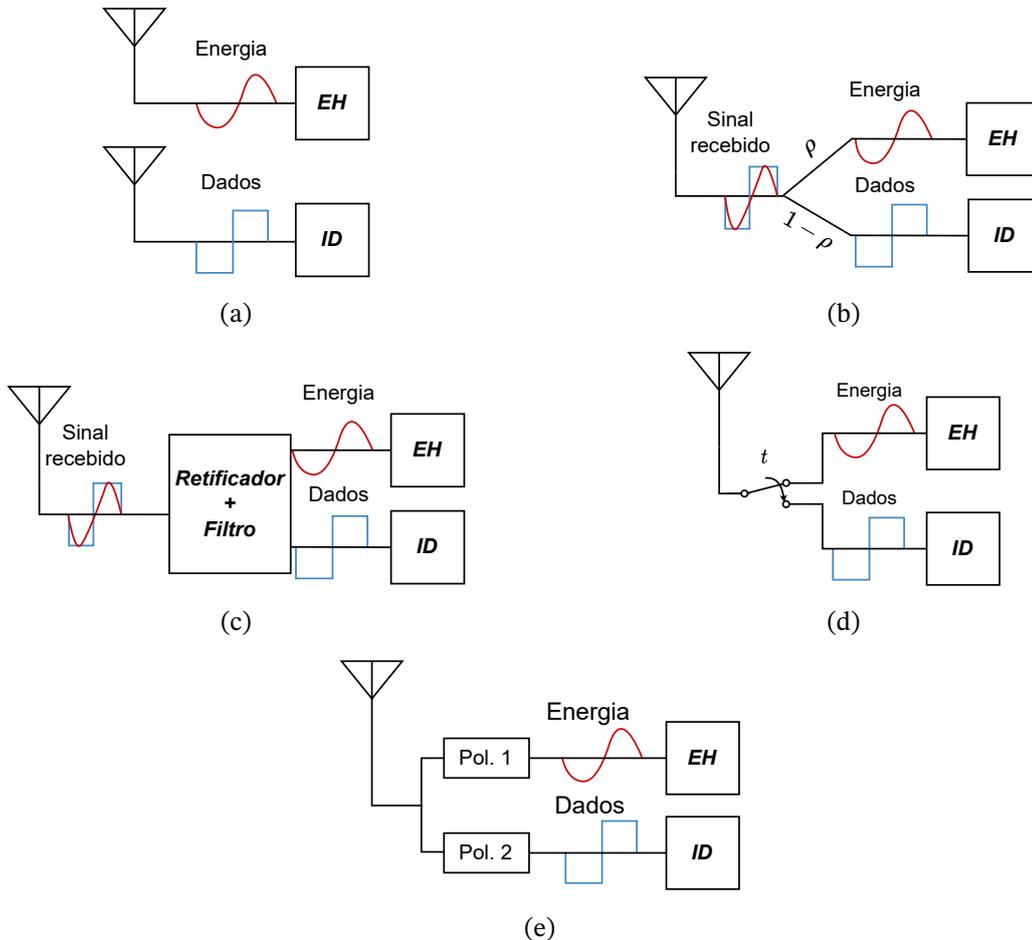
### 2.5.1 Arquiteturas de Recepção SWIPT

Teoricamente, um receptor SWIPT pode colher energia e decodificar informações a partir da mesma onda. No entanto, devido às restrições do circuito, como, por exemplo, as diferentes sensibilidades de potência da antena receptora, este tipo de implementação ainda não é prático. Segundo [38, 26], a sensibilidade de potência mínima alcançada para EH é em média -10 dBm, devido a quantidade mínima de energia para polarizar o diodo e para decodificação de informações (ID, do inglês *Information Decoding*) é de -60 dBm.

Na literatura científica, existem cinco principais arquiteturas de receptor SWIPT. A *Time Switching* (TS), na qual o receptor usa a mesma antena para EH e ID, alternando entre si por meio de um chaveamento, recebe dados ou energia a intervalos de tempo distintos. Essa arquitetura requer uma boa sincronização entre transmissor e receptor [4]. A arquitetura *Power Splitting* (PS) usa um divisor de potência para mandar o sinal a diferentes níveis para o EH e o ID. A relação de dados e energia, em PS, apresenta um desempenho melhor do que em TS [78]. A arquitetura *Integrated information-energy receiver* utiliza um retificador para converter o sinal de entrada em banda base e, ao mesmo tempo, em corrente contínua. Essa energia é, então, dividida entre ID e EH [9, 60]. A *Antenna switching* (AS) possui baixa complexidade e consiste em dois subconjuntos de antenas, um empregado para ID e outro para EH [37, 46]. Já a arquitetura *Dual-Polarized* (DP) separa o sinal por meio de polarização

de antenas, em que uma polarização recebe ID e a outra EH. Os dois sistemas são integrados, pois compartilham a mesma antena, porém são separados por canais distintos [79]. A Figura 12 mostra as arquiteturas descritas.

Figura 12 – Arquiteturas SWIPT de recepção. (a) *Antenna switching*; (b) *Power Splitting*; (c) *Integrated information-energy receiver*; (d) *Time Switching*; (e) *Dual-Polarized*.



### 2.5.2 Modulações para SWIPT

As modulações são importantes para a transferência de informação sem fio e são utilizadas e pensadas a depender da arquitetura proposta. Para arquiteturas em que os sistemas ID e EH podem trabalhar separadamente, como a TS, pode-se utilizar um oscilador local (LO) e um mixer ou detector de envelope. Porém, a utilização de mixers e LOs, que conseguem trabalhar com modulações mais complexas como, por exemplo, *Frequency Shift Keying* (FSK) e *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM), resultam em alto consumo de energia, a uma faixa entre 2 mW a 30 mW [9]. A topologia *Integrated information-energy receiver* utiliza retificadores para o processo de colheita de energia ao mesmo tempo em que demodula o sinal [60]. Diversas pesquisas tem buscado evitar o uso de LOs e *mixers*, por conta dos gastos energéticos. Modulações como a *Amplitude Shift Keying* (ASK) e a

*Phase Shift Keying* (PSK), que utilizam detectores de envelope, foram bastante exploradas nos últimos anos [1, 10, 63].

Outras técnicas utilizadas são baseadas na razão entre potência de pico e potência média (PAPR, do inglês *Peak to Average Power Ratio*), em que se utilizam ondas de múltiplas tonalidades que, quando comparadas a ondas contínuas (CW), apresentaram um desempenho melhor em eficiência de conversão de energia (PCE) e tem se mostrado uma alternativa para modulações SWIPT. Trabalhos, como [39, 1, 29, 54], já aplicaram modulações ASK, PSK, FSK e QAM utilizando PAPR.

### 2.5.3 Modulação ASK

A modulação ASK é uma técnica de modulação digital na qual a informação é transmitida pela variação da amplitude de uma portadora de frequência constante, ou seja,

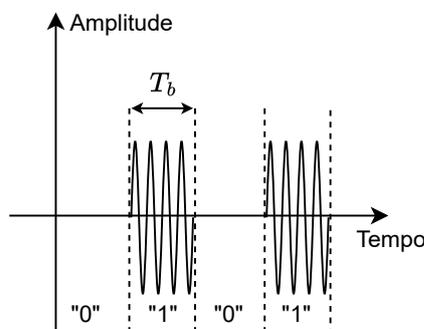
$$x_c(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i q(t - iT_b) \cos [2\pi f_c(t - iT_b) + \phi], \quad (2.21)$$

onde  $a_i$  é a variável de amplitude que assume as amplitudes 0 e  $A$ ,  $f_c$  é a frequência da portadora,  $\phi$  é a fase inicial da portadora e  $q(t)$  é o formato do pulso [41, 40]. Para pulsos  $q(t)$  retangulares de não retorno a zero (NRZ) no intervalo de  $0 \leq t \leq T_b$ , temos:

$$\begin{cases} x_{c,0}(t) = 0 & \text{para } a_i = 0 \\ x_{c,1}(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi) & \text{para } a_i = A \end{cases} \quad (2.22)$$

Na modulação ASK, dois níveis de amplitude são utilizados para representar os dois estados de informação, geralmente chamados de "1" e "0", como apresentado na Figura 13.

Figura 13 – Exemplo de modulação 2-ASK, no qual o nível de amplitude alta representa bit 1 e o baixo representa 0.



## 2.5.4 Protocolos para SWIPT

Os protocolos são essenciais para garantir a robustez do sistema e a comunicação entre transmissor e receptor. Assim como as modulações, os protocolos dependem da arquitetura utilizada [26]. Vários protocolos tem sido aplicados a SWIPT, como, por exemplo, o controle de acesso adaptativo de energia (EA-MAC), que gerencia de forma adaptativa o tempo de trabalho dos sensores e a coleta de energia [35]. O protocolo *Time Switching Relaying* (TSR) separa slots de tempo para transmissão de energia e outro para informação. Há, ainda, um tempo reservado para retransmissão de dados do receptor SWIPT. Trata-se de um sistema que prioriza a transmissão de dados em detrimento da energia [14]. No protocolo *Power Splitting Relaying* (PSR), dados e energia são transmitidos no mesmo pacote e separados pelo receptor por meio de um divisor de potência. Em seguida, o receptor transmite os dados para a base. Segundo Nasir *et al.* [49], o protocolo PSR tem melhor eficiência energética do que o protocolo TSR.

Outros protocolos tem sido estudados para trazer mais equilíbrio entre a transmissão e recepção de dados e energia sem fio. O protocolo de comunicação e controle adaptativo (ACCP) é de ultra baixa potência e otimiza a comunicação, podendo trocar a modulação dependendo do estado do canal e otimizar a distribuição de energia [63]. O protocolo Aloha-NOMA utiliza o Acesso Múltiplo Não-Ortogonal (NOMA) e traz escalabilidade no número de dispositivos conectados, podendo ser combinado com técnicas de otimização de transmissão de energia [13]. Além das técnicas mencionadas, o *Bluetooth Low Energy* (BLE) também tem sido estudado devido à sua fácil implementação e baixo consumo energético [9].

## 2.6 Estado da arte para SWIPT

A Tabela 1 mostra a comparação dos principais trabalhos de arquitetura de recepção SWIPT. Apresentam-se as arquiteturas adotadas e os principais parâmetros utilizados para se avaliar o desempenho deste tipo de projeto.

No trabalho de [79], foi proposta uma arquitetura DP na faixa de 2.58 GHz com um arranjo de antenas patch  $2 \times 2$  e ganho 10.9 dBi, com a qual se alcançou uma eficiência energética de 74.9 % para uma carga de  $345 \Omega$  e potência de 26.9 dBm, e uma eficiência de 67 % para sinais com modulação QPSK e banda de 10 MHz. Os autores focaram em apresentar a eficiência de conversão, tanto para ID, quanto para EH, demonstrando que a arquitetura pode ser promissora para SWIPT. As medições foram feitas a uma distância de 1 m e foi utilizado um arranjo de antenas de  $4 \times 2$  e ganho 17.1 dBi no transmissor.

Os autores de [1] propõem uma arquitetura SWIPT PS em 900 MHz para aplicações IoT utilizando uma matriz de rectennas externa que auxiliam nos testes de desempenho. A demodulação é feita de duas maneiras, a primeira acontece caso haja um nível de energia acima do limiar estipulado pelos pesquisadores e utiliza LOs de baixo consumo em conjunto

Tabela 1 – Trabalhos correlatos sobre SWIPT.

Parâmetros	[79]	[1]	[63]	[39]
Ano	2019	2019	2021	2022
Arquitetura	DP	PS	PS/TS	PS
Frequência de Operação [MHz]	2580	900	5800	900
Sensibilidade do sistema [dBm]		-7	-	-5
Distância	1	-	-	-
Protocolo	-	-	ACCP	-
Clock [MHz]	-	-	0.0032 - 2	0.0064
Modulação Downlink	QPSK	ASK/BPSK/PAPR	ASK	PAPR
Modulação Uplink	-	Retroespalhamento	Retroespalhamento	Retroespalhamento
Taxa de Dados [bpsk]	-	1000 - 4000	8 - 500	8
BER	-	-	-	-
Consumo	-	-	12.3 $\mu$ W	7.3 $\mu$ W
Dispositivo	-	FPGA	ASIC	ASIC
Modelo	-	-	-	-
Tecnologia WPT	Rectenna	Rectenna	Rectenna	Rectenna
Substrato	F-4B	RO4003C/RF35	-	-
Tipo de Antena	Patch	-	-	-
Quantidade de Antenas	4	-	-	-
Diretividade de uma Antena [dB]	-	-	-	-
Diretividade do Arranjo de Antenas [dB]	-	-	-	-
Faixa de Potência [dBm]	6 a 26	-7 a 30	-10 a 8	-18 a 16
Potência de Pico [dBm]	26.9	20	-	-
Tecnologia Retificador	HSMS 2822	HSMS 2862	CMOS	CMOS
Topologia Retificador	Dobrador de tensão	Dobrador de tensão	-	-
Eficiência	74.9% para 345 $\Omega$	69% para 300 $\Omega$	70%	69%

com um detector de envelope, a fim de conseguir demodulações BPSK e ASK utilizando também um conversor A/D de 2 bits. A segunda maneira é usada quando a energia está abaixo desse limiar, alternando-se para demodulações baseadas em PAPR. Também foram utilizadas modulações de retroespalhamento para transmitir mensagens à estação base. Adicionalmente, existe um controle adaptativo para realizar o casamento de impedância do sistema. Foi alcançada uma taxa de 4 Mbps e uma eficiência energética de 69 % para 300  $\Omega$  a 20 dBm. Essa arquitetura é uma das primeiras feitas de forma mais completa.

No estudo de [63], foi proposto o protocolo ACCP com arquiteturas PS e TS utilizando transistores CMOS de 180 nm com um consumo estimado em 12.3  $\mu$ W, demodulação ASK e modulação de transmissão de retroespalhamento na faixa de frequência de 5.8 GHz. O protocolo ACCP faz o controle adaptativo de transmissão de dados e energia de acordo com a demanda, podendo priorizar a transmissão energética ou de dados e também trocar a modulação, se for necessário. Os autores demonstram o impacto e a importância do protocolo para tecnologias SWIPT.

O trabalho de [39] mostra uma arquitetura em CMOS voltada a modulações PAPR de ultra baixo consumo para dispositivos IoT. O consumo energético alcançado ficou em torno de 7.3  $\mu$ W, a uma frequência de, aproximadamente, 900 MHz. Nessa arquitetura, utilizou-se um divisor de potência adaptável para a regulação de recepção de energia e dados.

Os trabalhos de [60, 9, 53] demonstram modulações ASK, FSK, QAM e *Wireless Local Oscillator* (WiLO) voltadas para SWIPT sem fazer uso de LOs e *mixers* no receptor e com taxas de até 18 Mbps [10]. Além disso, esses trabalhos visam diminuir a sensibilidade do circuito resultante, já que a dispensa do uso de LOs e *mixers* requer potências mais altas.

Assim, trabalhos como [61, 55] demonstram circuitos que trabalham com até -25 dBm para ID.

Este trabalho propõe um receptor SWIPT com arquitetura DP e modulação ASK com um arranjo de antenas. No próximo apresentam-se os requisitos e restrições do projeto e uma descrição geral da arquitetura proposta.

## 3 Requisitos e Sistema SWIPT

### 3.1 Descrição do sistema

O sistema proposto para esse trabalho é apresentado na Figura 14, em que, no WPT, a BS envia uma potência de transmissão  $P_t$  em onda contínua (CW) para o transceptor SWIPT, que, por sua vez, recebe uma potência  $P_r$  subsequentemente transformada em energia DC pelo sistema EH. A Equação de Friis demonstrada na Equação 3.1 apresenta a potência recebida pelo receptor em condições de ambiente seco.

$$P_r = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 |\hat{h}_R \cdot \hat{h}_T^*|^2, \quad (3.1)$$

em que  $P_t$  é a potência de transmissão,  $G_t$  e  $G_r$  são os ganhos das antenas de transmissão e recepção, respectivamente, e  $(\lambda/4\pi R)^2$  é a perda pelo espaço livre, com  $\lambda$  sendo o comprimento de onda dado por  $c/f$ , em que  $c$  é a velocidade da luz e  $f$  é a frequência.  $R$  é a distância entre transmissor e receptor. As variáveis  $\hat{h}_R$  e  $\hat{h}_T^*$  são a eficiência de polarização  $e_{pol}$ , de valor 1 quando as polarizações das antenas estão casadas.

Para o caso de SWIPT, devemos acrescentar mais dois componentes à Equação 3.1, a eficiência de retificação  $\eta$  e o consumo do módulo de comunicação  $P_c$ .

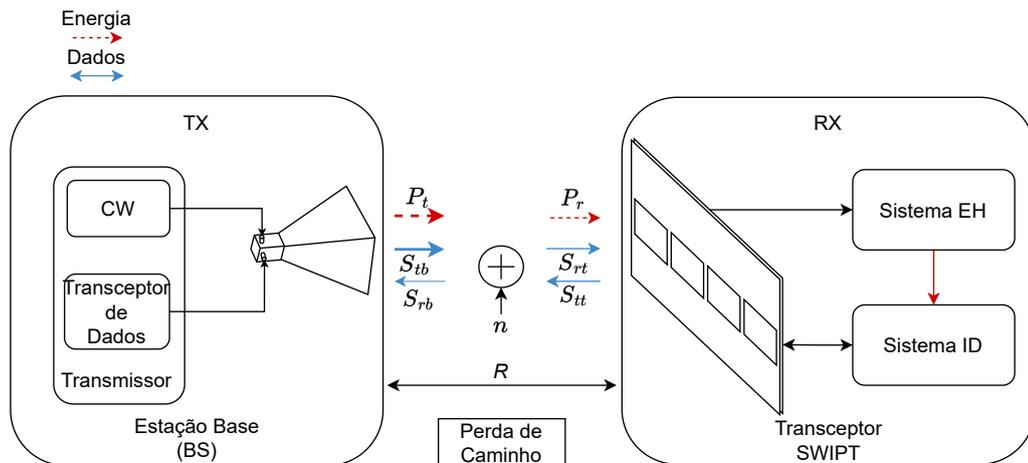
$$P_r = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 |\hat{h}_R \cdot \hat{h}_T^*|^2 \eta - P_c. \quad (3.2)$$

Assim, a potência  $P_r$ , para o funcionamento do sistema, precisa ser maior ou igual a zero a fim de suportar o consumo do módulo de comunicação. No Brasil, segundo a Resolução nº 506, de 1º de julho de 2008 da Anatel, a potência máxima transmitida permitida é de 30 dBm para uma antena de 6 dBi de ganho. Isso significa que o *Effective Isotropic Radiated Power* (EIRP), que é o produto da potência transmitida pelo ganho, pode ser de, no máximo, 36 dBm para a banda ISM [64].

Para a comunicação, a estação base envia o sinal transmissor  $S_{tb}$ , que, assim como a potência transmitida, sofre perda de caminho, distorção por efeitos do canal e adição de ruído  $n$ , o qual é modelado como ruído branco gaussiano aditivo (AWGN, do inglês *additive white gaussian noise*) com variância de  $\sigma^2$ . O sinal recebido no transceptor  $S_{rt}$  é, então, tratado no sistema ID que, por sua vez, transmite um sinal  $S_{tt}$  para a BS, percorrendo o mesmo caminho descrito, e que, em seguida, decodifica  $S_{rb}$ .

É importante dimensionar a faixa de potência recebida para garantir energia suficiente, possibilitando o funcionamento do receptor e garantindo um sinal com o mínimo de

Figura 14 – Sistema SWIPT proposto.



relação sinal-ruído (SNR) capaz de decodificar as informações.

## 3.2 Requisitos do sistema

A análise de requisitos é um processo importante para assegurar que um sistema seja desenvolvido com qualidade e com capacidade de atender às necessidades para as quais foi projetado. Devido às incertezas do ambiente em que será inserido, é fundamental que o sistema funcione corretamente dentro dos limites de operação. Dessa forma, os seguintes requisitos são estipulados:

- O transceptor SWIPT deve obedecer às normas da Anatel;
- O transceptor SWIPT deve operar na banda ISM a uma faixa de 2.4 GHz - 2.5 GHz;
- Os sistemas EH e ID devem operar em bandas diferentes;
- A arquitetura deverá ter fácil testabilidade;
- O sistema EH deve ter implementação simples e compacta;
- O sistema EH deve ser capaz de garantir energia suficiente para alimentar o sistema como um todo;
- O sistema EH deve operar idealmente na faixa de potência de 10 dBm - 20 dBm;
- A eficiência do sistema EH deve ser de, pelo menos, 50% na faixa de operação;
- O sistema ID deve ser alimentado apenas pelo sistema EH.
- O sistema ID deve operar na menor potência possível;
- O sistema ID deve operar na potência máxima de 10 dBm;

- O sistema ID deve ter comunicação full-duplex;
- O sistema ID não deve ter *mixers* ou osciladores locais;
- O módulo de comunicação do Sistema ID deve apresentar baixo consumo e ter a maior eficiência possível;

### 3.3 Arquitetura do projeto

Com os requisitos do trabalho estabelecidos, foi definida uma arquitetura que satisfaça os mesmos. O sistema SWIPT proposto opera na banda ISM, na faixa de 2.4 GHz - 2.5 GHz. Foram escolhidas duas subfaixas de operação para comunicação, sendo elas: 2.4 GHz - 2.41 GHz, selecionada para a comunicação do transceptor SWIPT até a base (*uplink*), e 2.48 GHz - 2.49 GHz, para a comunicação da base ao transceptor (*downlink*). Além disso, a frequência central de 2.45 GHz será utilizada para a transmissão de energia.

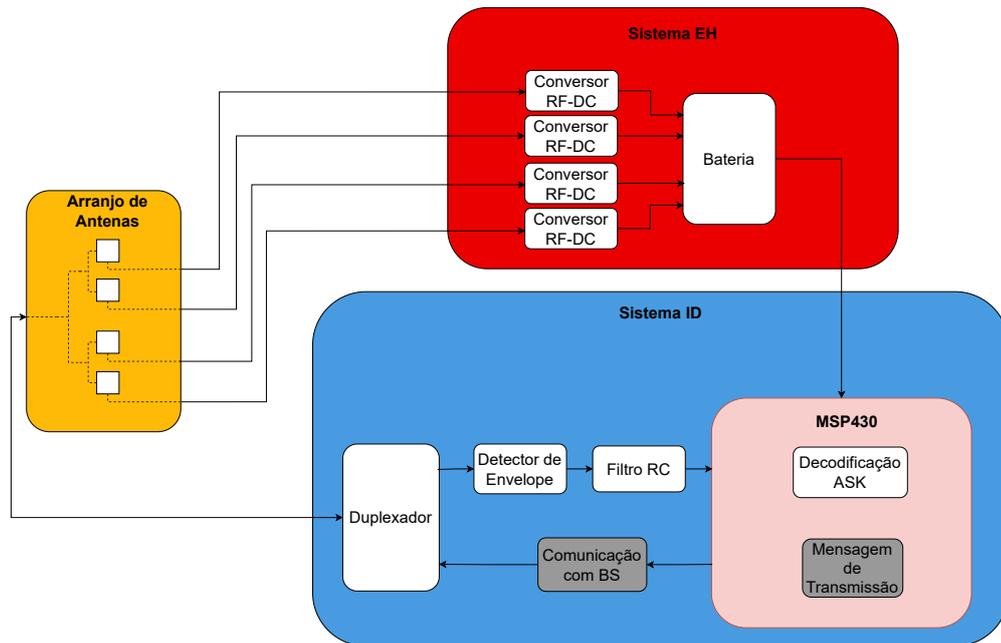
A arquitetura de receptor proposta neste trabalho é a *Dual-Polarized*, que permite a operação simultânea de um sistema dedicado a energia e de outro dedicado a dados, ambos utilizando uma mesma antena. Essa arquitetura permite otimizações separadas e de fácil implementação. Outro ponto importante é que o receptor é modularizado, o que contribui para melhorias futuras e para uma fácil testabilidade e adaptabilidade a diversas aplicações. O projeto foi construído utilizando apenas elementos passivos, como mencionado no Capítulo 2. Mixers e LOs podem consumir de 2 mW a 30 mW, valores não ideais para aplicações SWIPT, visto que a energia é um recurso escasso e crítico [9]. O receptor é dividido em três blocos principais: o arranjo de antenas, o sistema EH e o sistema ID, como mostrado na Figura 15.

Foi escolhida a modulação ASK, que tem uma forma de onda básica e de baixo consumo de potência para receptores SWIPT, na qual os símbolos são mapeados com a amplitude de tensão e a demodulação pode ser realizada sem a utilização de *mixers* ou osciladores locais, utilizando apenas diodos, atendendo ao requisito proposto de não utilizar *mixers* ou osciladores locais e reduzindo o custo energético do circuito RF. Dessa forma, gastos ficam reservados ao processamento de sinais [9, 1]. Outro fator importante foi a escolha do microcontrolador MSP430EXP-G2 para o processador de informações do SWIPT, o qual tem ultra baixo consumo (pode consumir apenas 0.1  $\mu$ A) e possui um conversor A/D de 8 bits e taxa de conversão de 200 kbps.

Os blocos que compõe, a arquitetura são:

- **Arranjo de Antenas:** O arranjo de antenas, de tamanho 1x4 e duas polarizações lineares: horizontal e vertical. A polarização vertical recebe e transmite dados e a polarização horizontal capta energia. No caminho da energia, cada antena está ligada

Figura 15 – Arquitetura SWIPT de recepção proposta, com duas polarizações.



a um conversor RF-DC, assim, caso ocorra falha em algum conversor, os demais garantem alimentação para o sistema.

- **Conversor RF-DC:** Responsável pela transformação de energia RF para energia DC, que é somada à energia dos demais conversores e armazenada em uma bateria responsável por alimentar o sistema ID.
- **Bateria:** é o elemento de armazenamento de energia, visto que se ocorre interrupção do fornecimento. Ela garante uma sobrevida ao receptor e também pode avisar ao transmissor que precisa de energia.
- **Duplexador:** Responsável pela separação dos sinais de transmissão e recepção. Sua função principal é permitir que sinais distintos possam ser transmitidos ou recebidos simultaneamente por meio de um único meio físico.
- **Detector de envelope:** Responsável por extrair o envelope do sinal recebido.
- **Filtro RC:** Responsável por garantir que passe apenas o sinal na banda base (BB).
- **MSP430:** Responsável pelo processamento do sinal recebido e decodificação da mensagem e por transmitir informações para a base.
- **Mensagem de Transmissão:** Responsável pelos dados a serem transmitidos (fora do escopo deste trabalho).
- **Comunicação com BS:** Responsável pela comunicação dos dados da MSP430 com a BS (fora do escopo deste trabalho).

Este trabalho foca no caminho da recepção de dados no sistema ID, antenas e sistema EH. O *uplink* será desenvolvido em trabalhos futuros.

### 3.4 Substratos escolhidos

A escolha do substrato também influencia na eficiência energética do hardware, visto que o projeto será feito em circuito *microstrip* e com componente montado em superfície (SMD, do inglês *Surface Mounted Device*). O substrato pode limitar o tamanho das trilhas, afetar a impedância do circuito e ocasionar em demasiadas perdas dielétricas. É necessário que possua tangente de perdas baixas e espessura fina, a fim de atenuar as perdas.

Para este projeto, foi escolhido o substrato RO4350B<sup>TM</sup>, da Rogers Corporation, para os circuitos dos sistemas de energia e informação. Este substrato tem constante dielétrica de  $\epsilon_r = 3.66$  e possui baixa tangente de perdas, de  $\tan \delta = 0.0031$ . Além disso, apresenta uma altura de  $h = 0.508$  mm e uma espessura de 0.5 Oz. O substrato tem grande disponibilidade comercial e custo acessível. A Lauquen foi selecionada para a fabricação dos circuitos, pois eles trabalham com o padrão IPC-6018, adequado para a fabricação de placas de alta frequência [30]. A Tabela 2 mostra os limites de fabricação da Lauquen.

Tabela 2 – Capacidade de fabricação de circuitos da Lauquen.

Parâmetro	Valores
Menor espaço interno	0.075 mm
Menor largura de trilha	0.075 mm
Menor via metalizado	0.10 mm

A Tabela 3 mostra a pilha de camadas adotada para a fabricação dos circuitos, em que o *top Layer* foi utilizado para a implementação dos circuitos e para a passagem do sinal RF. O *Bottom Layer* foi utilizado para o *Ground* (GND).

Tabela 3 – Pilha de camadas para a fabricação dos circuitos.

Camada	Nome	Material	Espessura	Constante Dielétrica
1	<i>Top Overlay</i>	<i>Silk screen</i>		
2	<i>Top Solder</i>	<i>Solder Resist</i>	0.01 mm	
3	<i>Top Layer</i>	<i>Copper</i>	0.5/ <i>ft</i> <sup>2</sup>	
4	<i>Dielectric</i>	RO4350B	0.508 mm	3.66
5	<i>Bottom Layer</i>	<i>Copper</i>	0.5 Oz/ <i>ft</i> <sup>2</sup>	
6	<i>Bottom solder</i>	<i>Solder Resist</i>	0.01 mm	
7	<i>Bottom Overlay</i>	<i>Silk screen</i>		

Para as antenas, foi escolhido o substrato AD250C<sup>TM</sup>, também da Rogers Corporation. Ele possui constante dielétrica de  $\epsilon_r = 2.5$ , tangente de perdas de  $\tan \delta = 0.0013$  e altura  $h = 0.508$  mm, o que contribui na eficiência das antenas e atende a restrições orçamentárias, visto

que há viabilidade de construção dos protótipos nos laboratórios da própria Universidade de Brasília.

### 3.5 Ferramentas Computacionais

Para realizar as simulações dos conversores RF-DC, diplexer, filtros CORL e detector de envelope, foi utilizado o software *Advanced Design System* (ADS), versão 2020, da empresa *Keysight*<sup>®</sup>.

Segundo recomendação da *Keysight*<sup>®</sup>, foi utilizado o método *Harmonic Balance* (HB) e o método *Large-Signal S-Parameter* (LSSP) para simulações e análises de circuitos não-lineares, assim como para simulação de potência. Também foi utilizada a simulação *Momentum* para analisar os efeitos eletromagnéticos (EM) no circuito considerando efeitos parasíticos e de ambiente. Foi utilizada, também, a ferramenta de *YIELD* para realizar a análise estatística de partes do circuito no intuito de verificar a viabilidade de fabricação. Para a elaboração de placas de circuito impresso (PCB, do inglês *Printed Circuit Board*), foi utilizado o software *Altium*.

Os projetos das antenas foram feitos utilizando *ANSYS Electronics - HFSS* (*High Frequency Simulation Software*), ferramenta de simulação eletromagnética da *ANSYS*<sup>®</sup>.

Para implementar os algoritmos bioinspirados, foi utilizado o software *Matlab*<sup>™</sup> R2020a, executado em máquina Dell Inspiron 5566, Intel Core i5-7200U@2.5 GHz com 8 GB de RAM.

Para a implementação de códigos em C, foi utilizado o *Code Composer Studio* (CCS), ambiente de desenvolvimento integrado (IDE, do inglês *Integrated Development Environment*) da *Texas Instruments*©(TI). O CSS é utilizado para compor e executar códigos para microcontroladores e processadores de sinais digitais (DSPs, do inglês *Digital Signal Processing*) da TI, como a MSP430. Adicionalmente, foi utilizada a ferramenta *EnergyTrace*, também pertencente à *Texas Instruments*©. Ela permite a medição do consumo de energia, em tempo real, de microcontroladores e processadores da TI e possibilita a otimização do consumo de energia do projeto.

## 4 Sistema EH

### 4.1 Conversor RF-DC

A principal métrica de análise do retificador em rectennas é o PCE (*Power Conversion Efficiency*), dado por

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{in}}, \quad (4.1)$$

onde  $\eta$  é a eficiência de conversão,  $P_{in}$  a potência de entrada e  $P_{DC}$  é a potência de saída, definida como

$$P_{DC} = \frac{V_{out}^2}{R_L}. \quad (4.2)$$

Para se otimizar a eficiência, é necessário analisar diversos parâmetros, como a escolha do diodo e a escolha do retificador. As otimizações de hardware também contribuem para o bom casamento de impedância. Uma alta eficiência de conversão não só ajuda no funcionamento do sistema, como também na redução de energia enviada do transmissor e no aumento da distância entre transmissor e receptor.

#### 4.1.1 Escolha do diodo

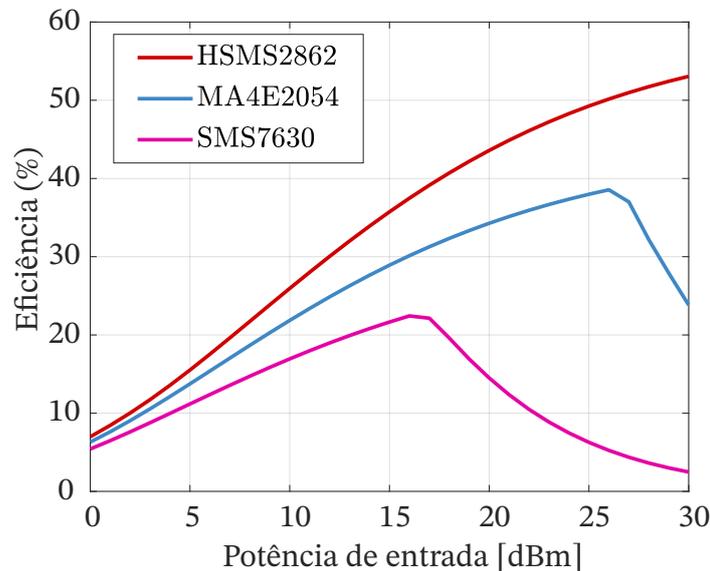
O diodo é o elemento mais importante do retificador e depende, em parte, de suas características físicas, da potência e da frequência de operação. Alguns parâmetros são fundamentais para a escolha do diodo, como a corrente de saturação  $I_s$ , a resistência em série  $R_s$ , a capacitância de junção  $C_{j0}$  e a tensão de polarização  $V_0$ . Três diodos foram escolhidos para comparação. A escolha se baseou em três aspectos: (a) adoção por outros grupos de pesquisa sobre SWIPT a partir da revisão da literatura científica; (b) disponibilidade comercial e; (c) operação na faixa de frequência do projeto. A Tabela 4 mostra os principais parâmetros SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*) dos diodos, à temperatura ambiente de 25° C, de acordo com o datasheet de cada fabricante.

Para realizar a simulação de comparação, foi utilizada uma topologia de circuito dobrador de tensão, com capacitores de 100 nF e uma carga de 50  $\Omega$ , com potência variando de 0 a 30 dBm a uma frequência de 2.45 GHz. A simulação foi realizada no ADS utilizando a ferramenta HB descrita no Capítulo 3. A Figura 16 mostra a comparação de eficiência do dobrador de tensão para cada diodo apresentado.

Tabela 4 – Parâmetros SPICE dos diodos selecionados de acordo com as especificações do fabricante.

Parâmetro	HSMS2862	MA4E2054	SMS7630
$R_s$ [ $\Omega$ ]	6	11	20
$I_s$ [A]	$5 \times 10^{-8}$	$3 \times 10^{-8}$	$5 \times 10^{-6}$
$N$	1.08	1.05	1.05
$C_{j0}$ [pF]	0.18	0.13	0.14
$M$	0.5	0.5	0.5
$E_g$ [eV]	0.68	0.69	0.69
$XTI$	2	2	2
$I_{bv}$ [A]	$1 \times 10^{-5}$	$1 \times 10^{-5}$	$1 \times 10^{-4}$
$V_j$ [V]	0.65	0.40	0.34
$B_v$ [V]	7	5	2

Figura 16 – Comparação de eficiência dos modelos de diodo pesquisados para a faixa de potência de 0 dBm a 30 dBm para a frequência de 2.45GHz.



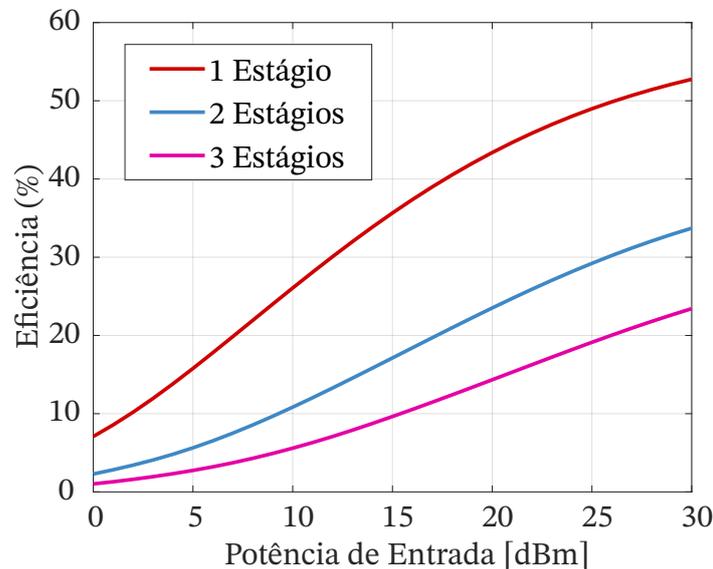
Com base nas análises, foi escolhido o diodo HSMS2862, que apresentou o maior PCE na faixa de 10 dBm-20 dBm e que tem menor  $R_s$ . Segundo o datasheet, esse modelo possui dois diodos em série, encapsulamento SOT23 e capacitância e indutância parasitas de  $C_p = 0.05$  nF e  $L_s = 0.02$  nH, respectivamente. O diodo trabalha na faixa de frequência de 915 MHz a 5.8 GHz, atendendo às especificações de projeto.

#### 4.1.2 Escolha da Arquitetura

A partir da escolha do diodo, foi selecionada a topologia do retificador, atendendo aos requisitos levantados no Capítulo 3, que ditam que o circuito precisa ser compacto e eficiente. Como mencionado no Capítulo 2, a transmissão de energia sem fio geralmente trabalha com potências baixas, e a topologia de retificador de multiplicador de tensão pode contribuir para o aumento do sinal de saída. Assim sendo, foi comparada a eficiência para

as topologias de multiplicadores de tensão de 1, 2 e 3 estágios apresentados na Figura 17, as quais foram simuladas usando os mesmos parâmetros da simulação para a escolha do diodo.

Figura 17 – Comparação da eficiência das topologias de multiplicadores de tensão de 1, 2 e 3 estágios.



A topologia de 1 estágio foi a selecionada, pois conta com maior eficiência na faixa de potência estabelecida. Isso ocorre porque, à medida que se acrescentam estágios ao multiplicador, o efeito parasítico também aumenta e ocorre perda de potência, deslocando a curva de eficiência para valores maiores.

## 4.2 Simulações de circuito

### 4.2.1 Escolha da carga e casamento de impedância

Após definida a topologia, é necessário fazer o casamento de impedância entre o circuito e a antena. A Figura 18 mostra o esquemático do conversor RF-DC do projeto. A porta 1 é a entrada da potência  $P_{in}$  captada pela antena e modelada a  $50 \Omega$ , assim como a entrada do circuito de casamento de impedância que garantirá a máxima transferência de energia entre a antena e o conversor RF-DC. O capacitor  $C_1$  tem a função de *DC-Block*, impedindo que a energia DC volte para a antena. O *RF Choke* garante que apenas o sinal  $P_{DC}$  passe para a carga conectada à porta 2.

Para realizar o casamento de impedância, o primeiro passo é definir a carga, uma vez que a eficiência da rectenna é sensível ao valor de  $R_L$ . Diante disso, foi feita uma análise de eficiência variando o valor de  $R_L$ , como mostrado na Figura 19. Para executar a simulação, a potência central de operação foi fixada em 15 dBm.

Conforme visto na Figura 19, a eficiência do circuito tem seu valor mínimo em  $0 \Omega$  e atinge o valor máximo em  $10 \text{ k}\Omega$ . Então, foram realizadas simulações para dois valores de

Figura 18 – Diagrama esquemático do conversor RF-DC.

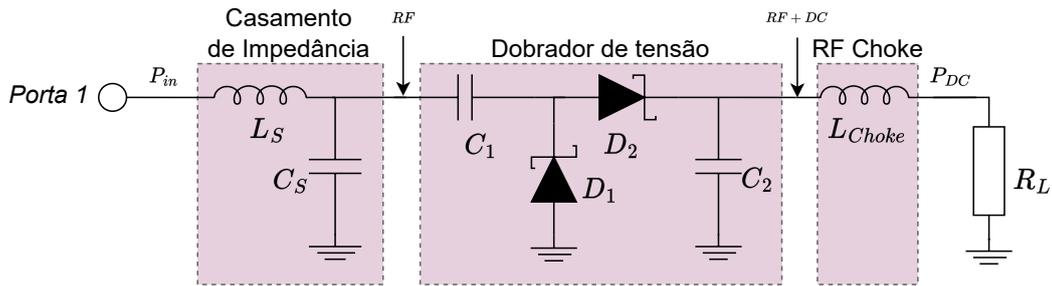
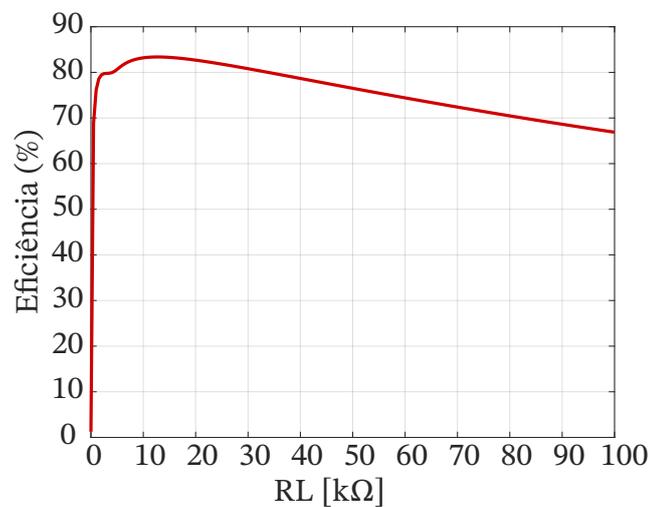


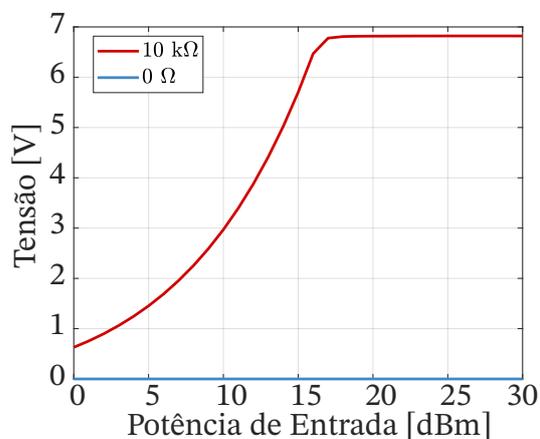
Figura 19 – Simulação da eficiência em função da resistência de carga na potência de 15 dBm e frequência de 2.45 GHz



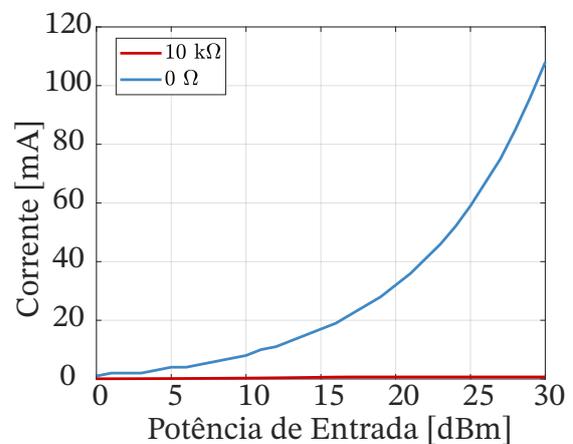
impedância (0  $\Omega$  e 10 k $\Omega$ ) visando analisar o comportamento de tensão e corrente, conforme apresentado na Figura 20.

Figura 20 – Comparativo de tensão e corrente de saída DC para as cargas de 0  $\Omega$  e 10 k $\Omega$ .

(a) Tensão de saída DC.



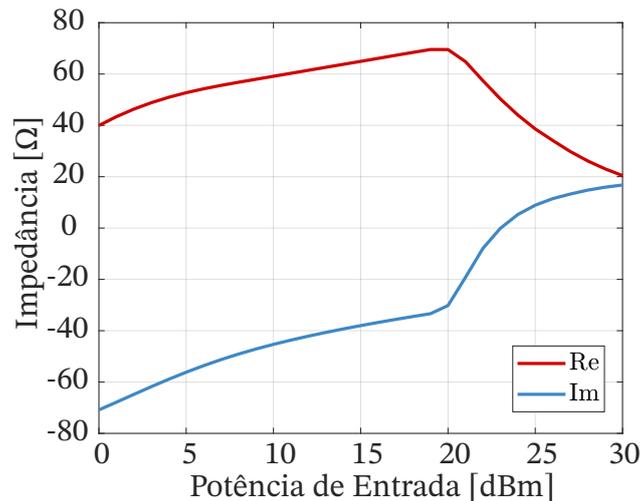
(b) Corrente de saída DC.



Como visto, a tensão é diretamente proporcional à carga, enquanto que, para a corrente, o comportamento é o oposto. Ao analisar o *trade-off*, chegou-se ao valor de 1 k $\Omega$ , cujas relações de tensão, corrente e eficiência atendem aos requisitos do projeto.

Posteriormente, conforme a Equação 2.14, foi calculada a impedância do circuito para a faixa de potência de 0 a 30 dBm, com a carga fixa em 1 k $\Omega$ . A impedância dos diodos varia com a potência de entrada. A Figura 21 mostra a impedância de entrada em função da potência de entrada.

Figura 21 – Impedância de entrada para a potência  $P_{in}$  de 0 dBm a 30 dBm e frequência fixada em 2.45 GHz, com carga de 1 k $\Omega$ .



Para realizar o casamento de impedância, foi utilizada a ferramenta *Impedance Matching (Single Stub)* do ADS, que calcula os comprimentos e larguras dos *stubs*. O casamento é realizado a partir de uma determinada impedância e, para isso, foi utilizado o valor, na potência central (15 dBm), de  $Z = (64.94 - j38.01) \Omega$ . Posteriormente, foi realizada uma otimização no circuito utilizando a ferramenta *Optim/Stat/DOE*, também do ADS.

#### 4.2.2 Escolha dos componentes

Após as simulações e otimizações, chegou-se aos valores de  $C_1 = 100$  pF,  $C_2 = 1$  nF e  $L_{choke} = 68$  nH. A Tabela 5 mostra os valores dos componentes e os encapsulamentos escolhidos para tornar o circuito compacto. A disponibilidade comercial também foi levada em consideração.

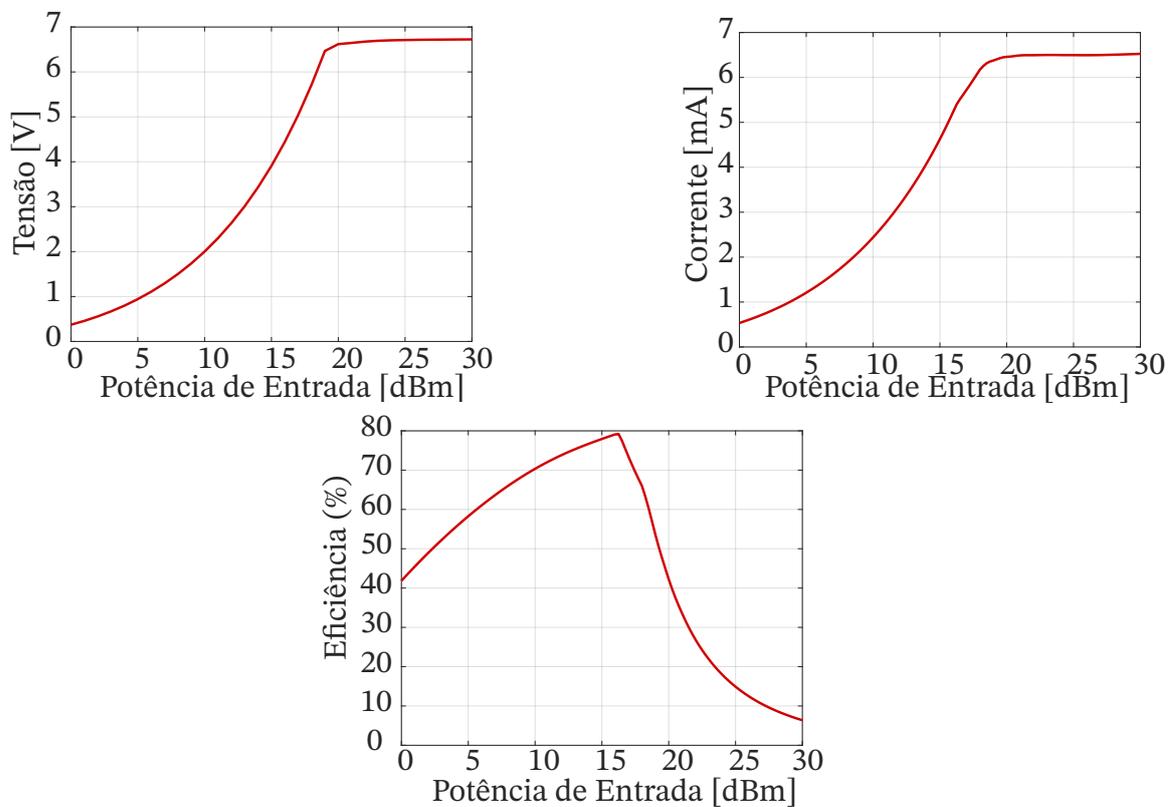
Tabela 5 – Componentes do conversor RF-DC.

Componente	Valor	Encapsulamento
Capacitor	1 nF	0603
Capacitor	100 pF	0402
Indutor	68 nH	0603
Diodo HSMS2862	-	SOT23

### 4.2.3 Simulações eletromagnéticas e Layout

A simulação eletromagnética leva em conta as imperfeições e perdas dielétricas do circuito. Para realizar a simulação, utilizou-se o simulador eletromagnético do ADS, o *momentum*, que faz cálculos utilizando métodos dos momentos (MoM, do inglês *Method of moments*). Após as simulações e otimizações, chegou-se aos resultados apresentados na Figura 22, a qual mostra a faixa de valores alcançados para tensão, corrente e eficiência. Foram alcançados os valores de tensão de 2.44 V - 6.46 V e de corrente de 2.44 mA - 6.46 mA dentro de uma faixa de potência de 10 dBm - 20 dBm, ou 5.95 mW - 41.73 mW. O pico de eficiência foi de 79.17%, à potência de 16 dBm.

Figura 22 – Resultados de simulação eletromagnética do conversor RF-DC.



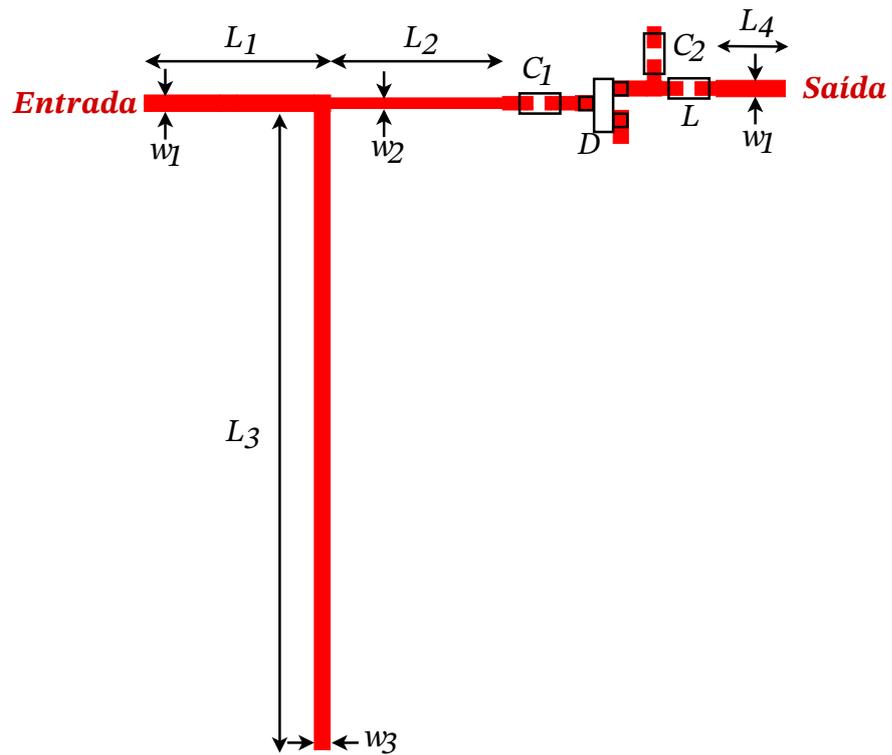
A Figura 23 mostra o layout do circuito Conversor RF-DC com suas dimensões de largura ( $w$ ) e comprimento ( $L$ ) de trilha, bem como a representação dos *footprints* dos componentes. Os valores de largura e comprimento das trilhas se apresentam na Tabela 6. A dimensão total do circuito é de 48.08 mm  $\times$  42.28 mm, como mostrado no Anexo A.

Tabela 6 – Dimensões do circuito conversor RF-DC em *microstrip*.

Variável	$w_1$	$w_2$	$w_3$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$
Dimensão [mm]	1.09	0.70	1.04	12.29	11.35	42.42	4.54

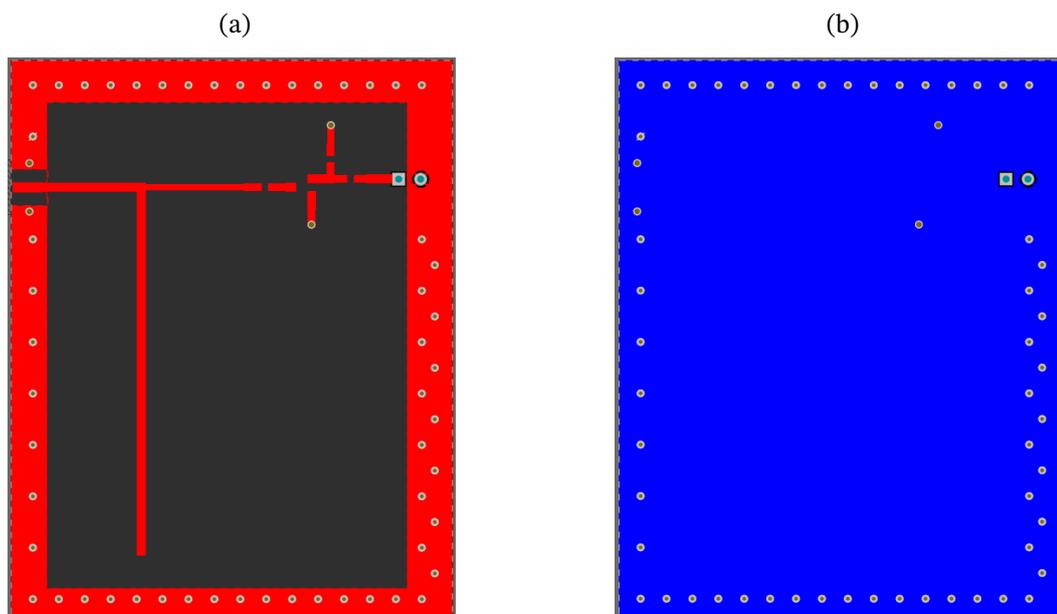
Foi utilizado o software *Altium* para realizar o design da placa do circuito com a disposição dos componentes para a fabricação. A Figura 24 mostra as camadas *top* e *bottom*,

Figura 23 – Layout do circuito conversor RF-DC em *microstrip*.



que possuem dimensões  $65.00 \text{ mm} \times 51.05 \text{ mm}$ . Os esquemáticos e dimensões das vias se encontram no Anexo A.

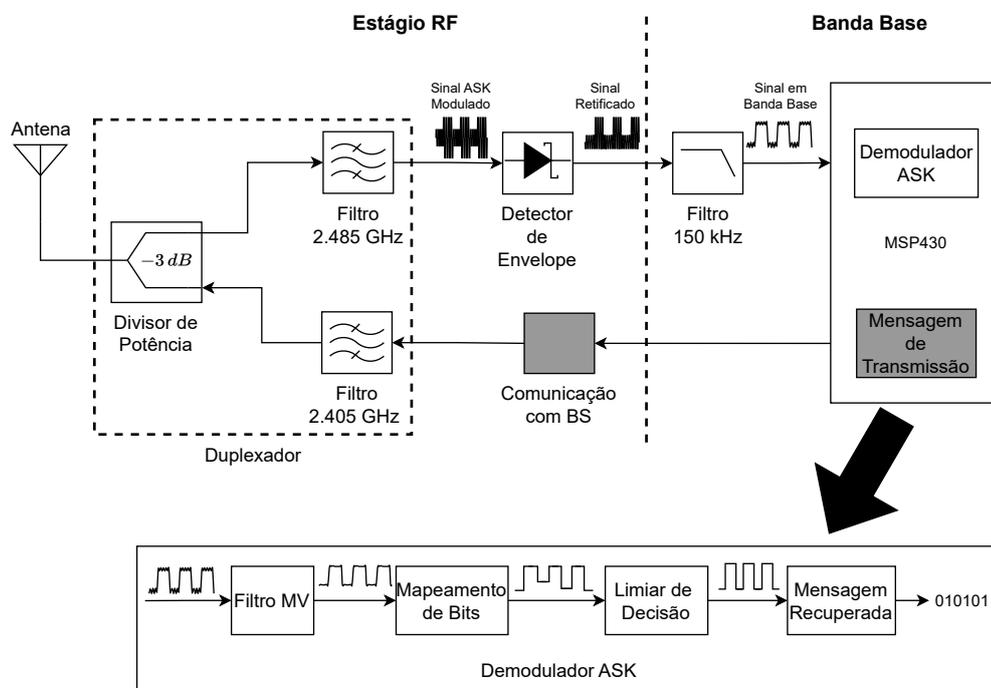
Figura 24 – Layout da placa Conversor RF-DC para fabricação: (a) camada superior *Top*; (b) camada inferior *Bottom*.



## 5 Sistema ID

O Sistema ID é responsável pela comunicação entre o transceptor SWIPT com a BS. A figura 25 mostra um diagrama de blocos do Sistema ID, destacando o Estágio RF e o Estágio de frequência em banda base (BB). Os blocos em cinza, que representam o módulo de codificação da Mensagem de Transmissão e o módulo de Comunicação com BS, estão fora do escopo deste trabalho e não serão discutidos neste capítulo.

Figura 25 – Diagrama geral do sistema ID. O Filtro de 2.485 GHz é usado para a comunicação da base ao transceptor (*Downlink*) e o filtro de 2.405 GHz é usado para a comunicação do transceptor à base (*Uplink*).



O sistema é constituído pelos blocos de alta frequência, incluindo o divisor de potência e os filtros, que formam o duplexador e garantem o isolamento entre as transmissões (TX) e recepções (RX), além de permitirem a comunicação full-duplex. Ademais, o estágio RF também abriga o detector de envelope. A frequência de 2.485 GHz foi selecionada para o *downlink* devido ao menor comprimento de onda, o que resulta em maior perda de sinal durante a transmissão. Isso requer uma potência de transmissão maior. A BS possui mais recursos para transmitir o sinal com potência superior ao transceptor SWIPT.

Após a passagem do sinal pelo detector de envelope e filtro RC, o sistema opera em BB. O demodulador ASK processa o sinal e decodifica a mensagem dentro da MSP430 por meio dos seguintes blocos:

- **Filtro Média Móvel (MV):** Responsável pela atenuação de ruído e suavização do

sinal.

- **Mapeamento de Bits:** Bloco com a função de mapear as diversas faixas de amplitude do sinal em dados digitais.
- **Limiar de decisão:** A partir do mapeamento de bits, permite adaptar o limiar de decisão para escolha de bit zero ou bit um.
- **Mensagem Recuperada:** Decodificação da mensagem e análise de taxa de erro de bit (BER, do inglês *Bit Error Rate*).

As próximas seções deste capítulo detalha a implementação de cada etapa do sistema ID.

## 5.1 Duplexer

O duplexador é um circuito muito utilizado em sistemas de comunicações e permite a transmissão e recepção simultânea de dados (sistema full-duplex). O principal objetivo do duplexador é separar os sinais de transmissão e recepção.

### 5.1.1 Filtros

Os filtros são componentes importantes no duplexer, pois ajudam a atenuar a interferência de sinais indesejados e a melhorar a qualidade da mensagem recebida, diminuindo ruídos e permitindo que somente a onda desejada passe para os demais blocos do circuito. As especificações dos filtros de 2.48GHz e 2.42 GHz projetados neste trabalho são apresentadas na Tabela 7.

Tabela 7 – Especificações dos filtros.

Parâmetro	Filtro <i>Uplink</i>	Filtro <i>Downlink</i>
Frequência Central	2.405 GHz	2.485 GHz
Largura de banda	10 MHz	10 MHz
Frequência de Corte	2.430 GHz	2.470 GHz
Frequência de Rejeição	2.450 GHz	2.450 GHz
Coef. de Reflexão na Banda Passante	$\leq -10$ dB	$\leq -10$ dB
Atenuação da Banda de Rejeição	$\leq -20$ dB	$\leq -20$ dB

Para esse projeto, foram escolhidos os filtros passa-banda baseados em CORL devido a sua arquitetura compacta, permitindo a redução de espaço e a construção em *microstrip*, atendendo ao baixo custo de implementação. Além disso, é um filtro que trabalha em banda estreita e atende aos requisitos do projeto.

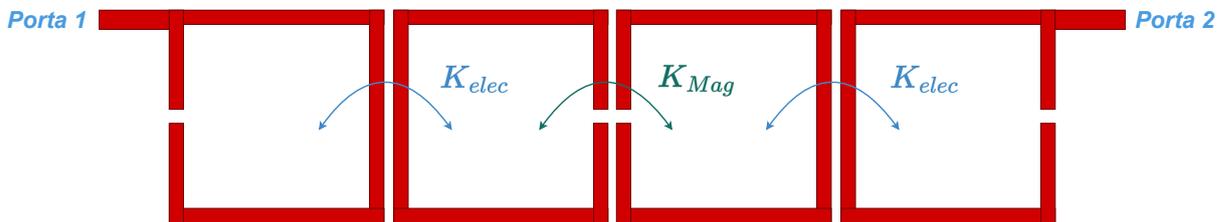
O comprimento total do filtro é de meia onda guiada  $\lambda_g/2$ ,

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (5.1)$$

onde  $\epsilon_{eff}$  é o valor da constante elétrica efetiva,  $\lambda_0$  é o comprimento de onda. Neste caso, será utilizada a frequência central dos filtros para o cálculo. O valor de largura de trilha  $w$  é geralmente utilizado para a impedância de  $50 \Omega$ . Para os valores de  $gap$  e  $s$ , que é a distância de acoplamento entre os pares de ressonador, foram utilizados os valores próximos do limite de fabricação. a fim de priorizar o fator de qualidade dos filtros, de  $200 \mu\text{m}$ .

Após definidos os parâmetros iniciais, as simulações foram feitas no ADS utilizando as simulações de parâmetro  $S$ , nas quais foram colocadas nas portas dos filtros impedâncias de  $50 \Omega$  para verificar seus coeficientes de transmissão e reflexão. Foi feita uma análise de várias combinações de pares ressonadores e combinações de mais de um par com alimentação acoplada e alimentação direta, que atendem às especificações do projeto. As análises foram feitas primeiro para o filtro de *Uplink* (frequência de 2.405 GHz) e resultaram na estrutura de filtro de ordem 4 mostrada na Figura 26. Observa-se que a combinação é de dois pares de ressonadores elétricos que formam, no meio, um par de ressonadores magnéticos.

Figura 26 – Geometria de um filtro ressonador de malha aberta de ordem 4 com a indicação das estruturas de acoplamento.



A etapa seguinte foi analisar o impacto da alimentação dos filtros na qualidade dos mesmos, verificando-se o atendimento aos requisitos levantados. A Figura 27 mostra a comparação dos resultados para os dois tipos de alimentação à frequência de 2.405 GHz. O filtro com alimentação acoplada apresenta um coeficiente de transmissão  $|S_{12}|$  mais alto quando comparado com alimentação direta. Além disso, o coeficiente de reflexão  $|S_{11}|$  apresenta valores bem menores e a rejeição de banda para 2.405 GHz é abaixo de -25 dB. Desse modo, foi escolhida a alimentação por acoplamento.

Foram feitas as simulações eletromagnéticas utilizando o *momentum* do ADS, bem como otimizações para melhorar o desempenho do filtro. As bordas foram arredondadas para facilitar o processo de fabricação. Os mesmos passos foram seguidos para o filtro de 2.485 GHz. A Figura 28 mostra o resultado final para ambos os filtros. Para o filtro de *Uplink*, o coeficiente de transmissão foi de -4.3 dB e o coeficiente de reflexão foi menor que -16.2 dB, enquanto que, para o filtro *Downlink*, o coeficiente de transmissão ficou entre -4.8 dB e -4.4 dB e o  $|S_{11}|$  ficou abaixo de -15.4 dB.

Figura 27 – Comparativo do coeficiente de reflexão e transmissão do filtro para frequência central de 2.405 GHz. Esquerda: alimentação acoplada; Direita: alimentação direta.

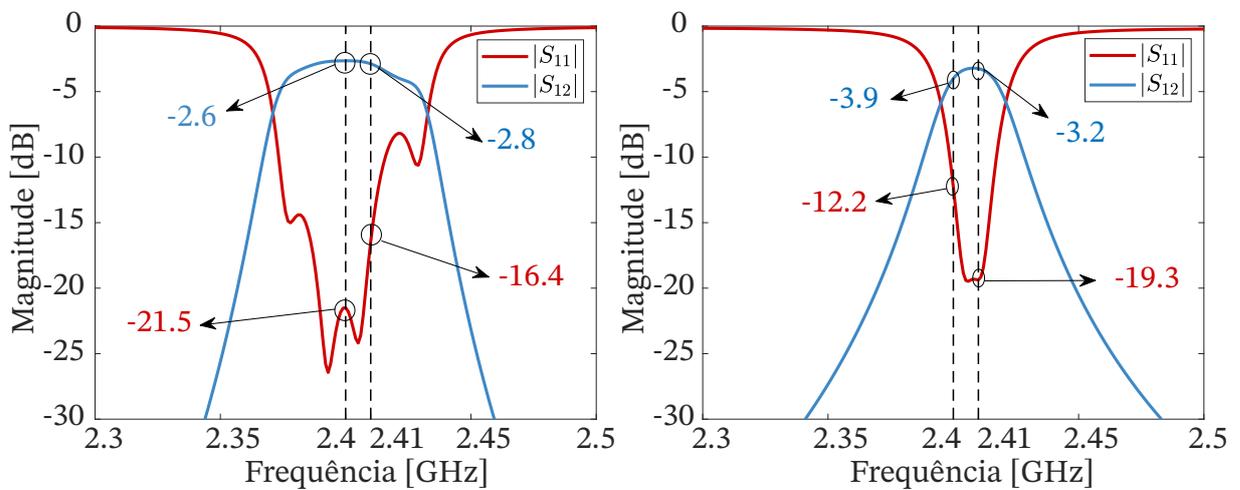
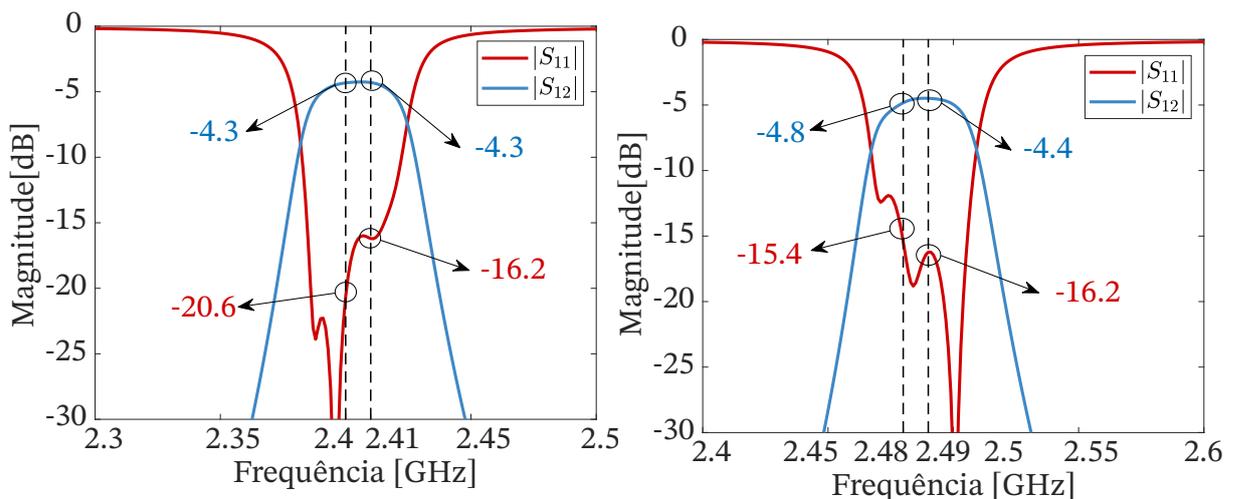


Figura 28 – Comparativo do coeficiente de reflexão e transmissão para os filtros com alimentação acoplada. Esquerda: Uplink; Direita: Downlink.

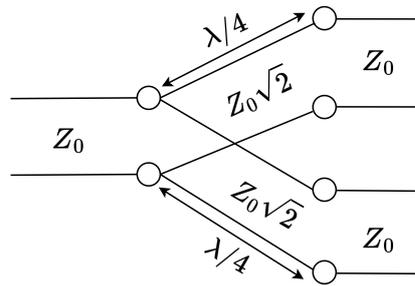


### 5.1.2 Divisor de potência

Para unir os filtros, foi utilizado um divisor de potência Wilkinson, de modo que ocorra o isolamento entre os filtros e a separação dos sinais TX e RX. A Figura 29 mostra o modelo de um divisor de potência Wilkinson e suas dimensões.  $Z_0$  é a impedância característica da linha.

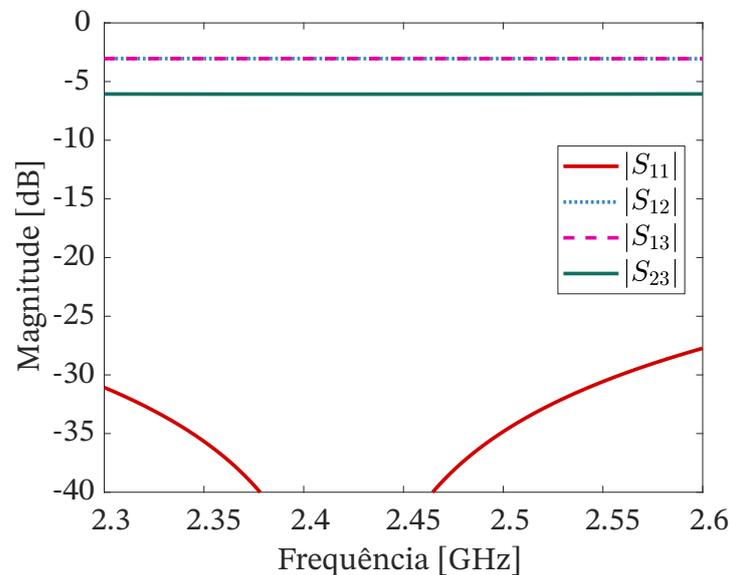
A partir desses parâmetros, foram calculados valores do circuito e realizadas as simulações de parâmetro  $S$ , colocando nas portas impedâncias de  $50 \Omega$ . Também foram realizadas otimizações. A Figura 30 mostra o coeficiente de transmissão e de reflexão para as portas do divisor em que ocorre a passagem de sinal em  $|S_{12}|$  e  $|S_{13}|$ , de -3 dB por conta da divisão.  $|S_{11}|$  está abaixo de -25 dB para a faixa de operação do Sistema ID e  $|S_{23}|$ , transmissão

Figura 29 – Modelo de um divisor de potência Wilkinson de 3 portas.



entre as portas 2 e 3, está abaixo de -6 dB.

Figura 30 – Perda de inserção e coeficiente de reflexão do divisor de potência.



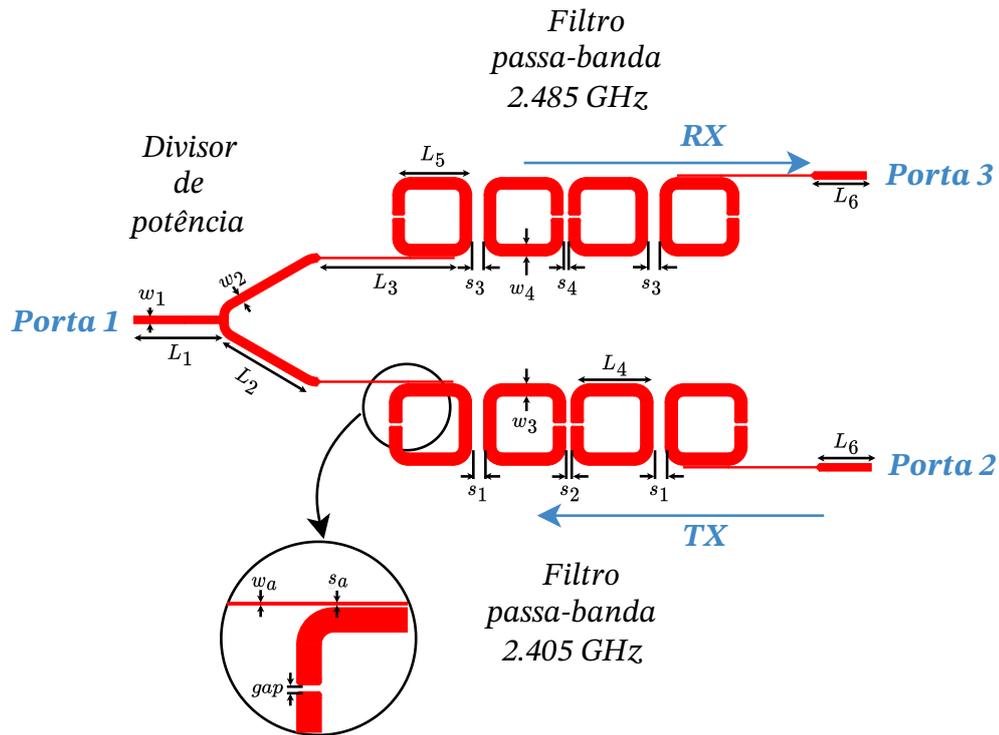
### 5.1.3 Integração filtros e divisor de potência

O projeto do dupplexador consiste na junção entre os filtros e o divisor de potência. A Figura 31 mostra a arquitetura do dupplexador em *microstrip*, na qual a impedância da saída do divisor de potência é aumentada gradualmente para a impedância da linha de alimentação dos filtros. O mesmo processo ocorre entre a saída dos filtros para as portas. O sinal recebido passa da porta 1 para a porta 3 e, o transmitido, da porta 2 para a porta 1. A Tabela 8 apresenta as dimensões de ( $W$ ), ( $L$ ) e ( $s$ ) da Figura 31.

Tabela 8 – Dimensões do circuito dupplexador em *microstrip*.

Variável	$w_1$	$w_2$	$w_3$	$w_4$	$w_a$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$S_a$	gap	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$
Dimensão [mm]	1.09	1.27	1.08	1.07	0.20	12.50	12.70	19.35	11.89	11.43	7.50	0.20	0.50	1.75	0.76	1.08	0.80

A norma IPC-6018C estabelece que a variação nominal máxima da largura do condutor, as dimensões de espaçamento e a geometria do circuito não devem exceder em  $\pm 25 \mu\text{m}$

Figura 31 – Layout do duplexador em *microstrip*.

para larguras e espaçamentos menores de  $250 \mu\text{m}$  e para maiores que este valor a variação deverá ser de  $\pm 10\%$ . A análise é feita levando em consideração a menor trilha e espaçamento do circuito. Portanto, foi realizado uma análise de Monte Carlo yield para verificar a robustez do circuito do filtro com os seguintes objetivos: perda de inserção  $\geq -6 \text{ dB}$  e coeficiente de transmissão  $\leq -15 \text{ dB}$ . Para uma análise com confiança de  $99\%$ , foram realizadas 59 simulações com variações de  $\pm 25 \mu\text{m}$ , visto que a menor trilha e espaçamento é de  $200 \mu\text{m}$ , referente às alimentações por acoplamento dos filtros. Ao executar uma análise de sensibilidade, estes foram os pontos identificados como mais sensíveis e que afetam o desempenho do circuito, de forma que foi necessário obter o maior nível de confiança possível. A Figura 32 mostra os resultados para a simulação de análise de yield, na qual as regiões sombreadas correspondem aos valores máximos e mínimos de perda de inserção e coeficiente de transmissão alcançados. O rendimento obtido foi de  $90.90\%$ .

Em seguida, foi projetado o layout do circuito no Altium, conforme apresentado na Figura 33. Foram acrescentadas duas fileiras de vias de  $1 \text{ mm}$  entre os filtros para aumentar o isolamento entre os mesmos. A placa possui o tamanho de  $113.85 \text{ mm} \times 80 \text{ mm}$  e os detalhes se encontram no Anexo A.

Figura 32 – Curvas de análise de desempenho do duplexador. As áreas sombreadas mostram as perdas de inserção e o coeficiente de reflexão máximas e mínimas alcançadas para uma simulação de Monte Carlo Yield com distribuição uniforme de  $\pm 25 \mu\text{m}$  para um número de 60 tentativas e rendimento de 90.90 %.

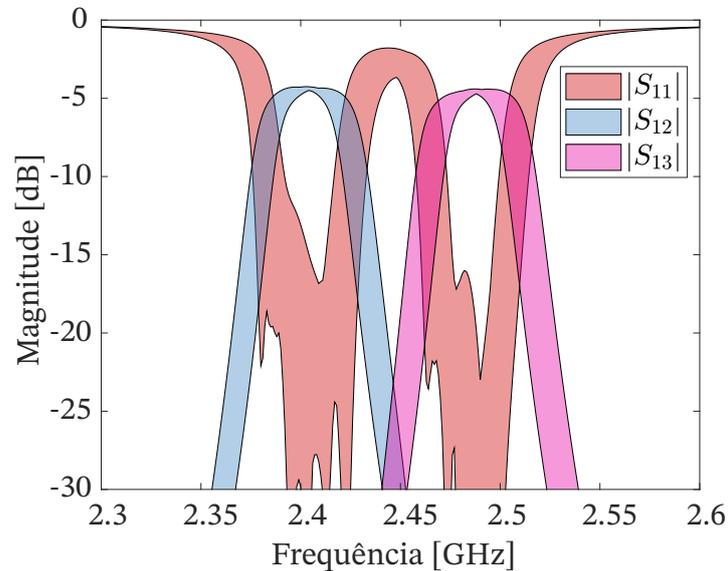
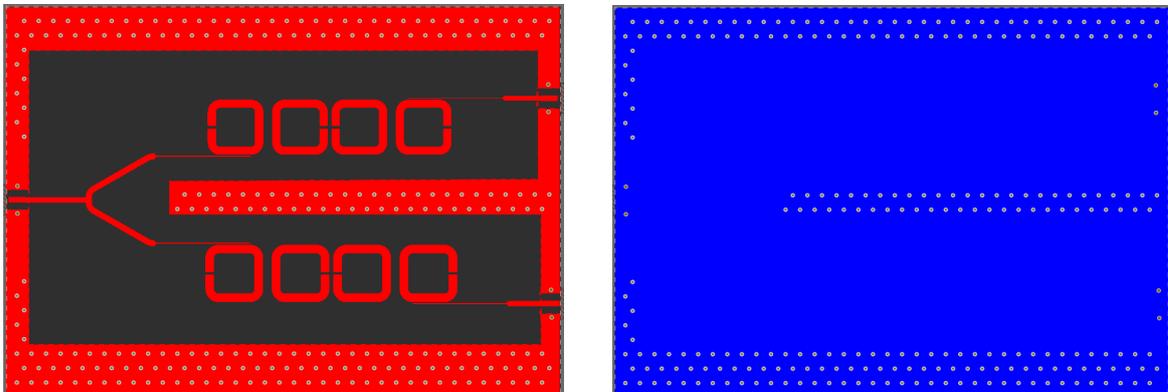


Figura 33 – Layout da placa do duplexador para fabricação. Esquerda: vista da camada superior *Top*; Direita: vista da camada inferior *Bottom*.



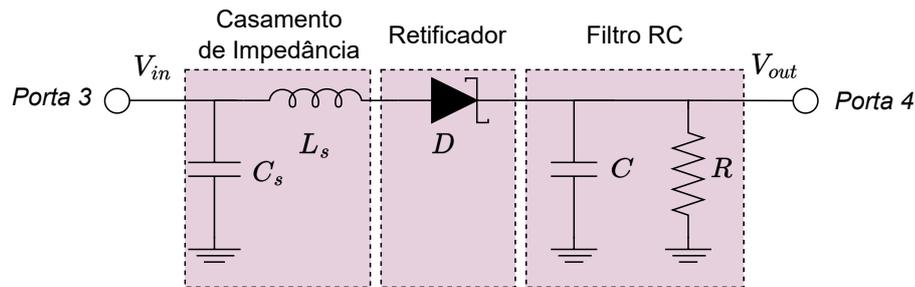
## 5.2 Detector de envelope e filtro RC

### 5.2.1 Modelo de retificador

Para o processo de retificação do sinal modulado ASK, será utilizado um retificador de meia onda composto por um diodo e um filtro passa-baixas RC. Considerando um circuito ideal, o retificador de meia onda carrega um capacitor para uma tensão de pico da forma de onda ASK de entrada. Quando a amplitude da onda de entrada aumenta, a tensão do capacitor é aumentada por meio do diodo retificador. Quando a amplitude da entrada cai, a tensão do capacitor  $C$  é reduzida ao ser descarregada por um resistor  $R$ . A Figura 34 mostra

o esquemático do detector de envelope para este projeto, que receberá um sinal modulado e tem saída em banda base. O casamento de impedância ajudará na máxima transferência de sinal entre o duplexador e o detector. O diodo utilizado para o projeto é um diodo Schockley, que, como mencionado no Capítulo 4, opera em alta frequência com sinais extremamente baixos.

Figura 34 – Esquemático do circuito detector de envelope.



O filtro passa baixas é dado por um resistor e um capacitor, no qual a frequência de corte  $f_{corte}$  é dada por:

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (5.2)$$

A constante de tempo do filtro,  $\tau$ , representa a velocidade de carga e descarga. O capacitor será carregado com uma amplitude máxima  $A_{max}$  proporcional ao valor de entrada. Entre um pico e outro, o capacitor descarregará para:

$$A(t) = A_{pico}e^{(-T/\tau)}, \quad (5.3)$$

em que  $T$  é o período da frequência da portadora. É importante que o filtro tenha uma boa relação com a frequência da banda base. Se a descarga do filtro for lenta, o sinal pode ter comportamento quase linear, o que é ideal para WPT. Porém, para WIT, o sinal deverá ser rápido, de modo que seja possível obter uma amostragem suficiente do sinal para decodificar a mensagem.

### 5.2.2 Especificações do detector

A banda base do sinal modulado neste projeto é de 7 kHz e foi escolhido um filtro de corte de 150 kHz para que haja uma melhor resolução de sinal para processamento. Portanto, utilizando a Equação 5.2, foram calculados os valores dos componentes com  $R$  fixado em 1 M $\Omega$ . Esse valor de resistência é alto para que a maior parte da corrente flua para a carga. Assim, obteve-se o valor de 1 pF para o capacitor. O diodo escolhido foi o SMS7630-079LF, detalhado no Capítulo 4, que trabalha com faixas de potências mais baixas. A Tabela 9 mostra os componentes utilizados no projeto e seus encapsulamentos.

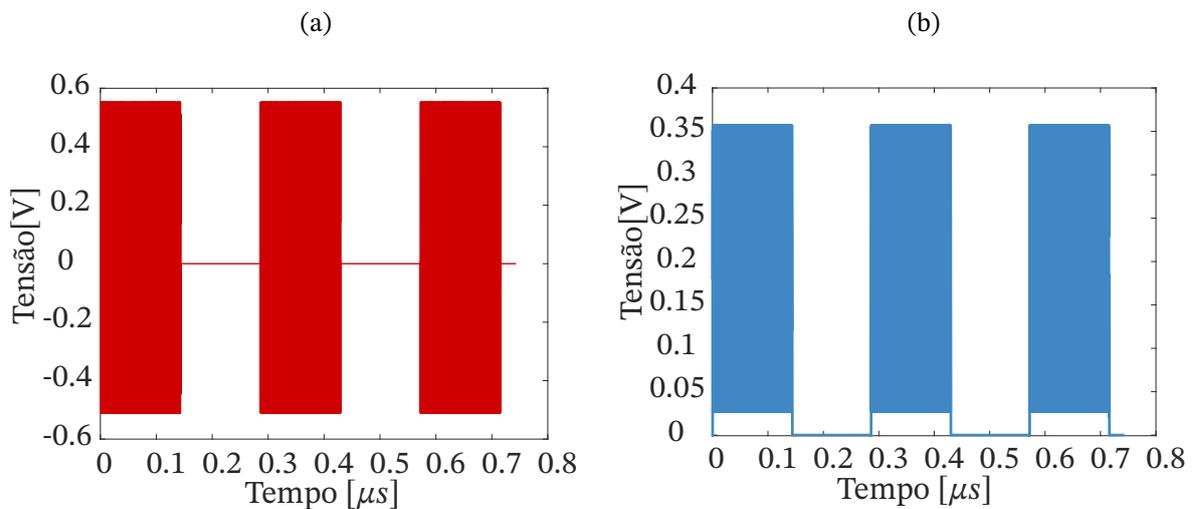
Tabela 9 – Componentes do detector de envelope.

Componente	Valor	Encapsulamento
Capacitor	1 pF	0402
Resistor	1 M $\Omega$	0603
Diodo SMS7630-079LF	-	SC-79

### 5.2.3 Simulações

O circuito foi projetado no ADS e, para realizar a simulação, foi utilizada uma fonte com sinal de onda modulada, banda base na frequência de 7 kHz, frequência da portadora de 2.485 GHz e potência do sinal a 0 dBm, considerando o limite mínimo estabelecido de operação do Sistema ID. O sinal não possui ruído e a carga de saída tem impedância de 10 k $\Omega$ , representando a impedância da MSP430. O resultado da simulação é apresentado na Figura 35. Para a realização do casamento de impedância, utilizou-se o mesmo método do Conversor RF-DC, porém foi utilizado um *stub* radial que obteve um resultado melhor de casamento de impedância, além de compactar o circuito [19].

Figura 35 – Retificação do sinal ASK, onde em a) mostra o sinal de entrada  $V_{in}$  e em b) sinal de saída  $V_{out}$  após passar pelo detector de envelope.



A Figura 36 mostra o layout do circuito em *microstrip* com a disposição dos componentes. As dimensões das trilhas são apresentadas na Tabela 10.

Tabela 10 – Dimensões do circuito detector de envelope em *microstrip*.

Variável	w	L1	L2	L3	R
Dimensão [mm]	1.09	20.46	19.27	11.18	37.57

A Figura 37 mostra o circuito projetado no Altium para a fabricação. A placa possui 40.00 mm  $\times$  41.52 mm e os detalhes se encontram no Anexo A.

Figura 36 – Layout do detector de envelope em *microstrip*.

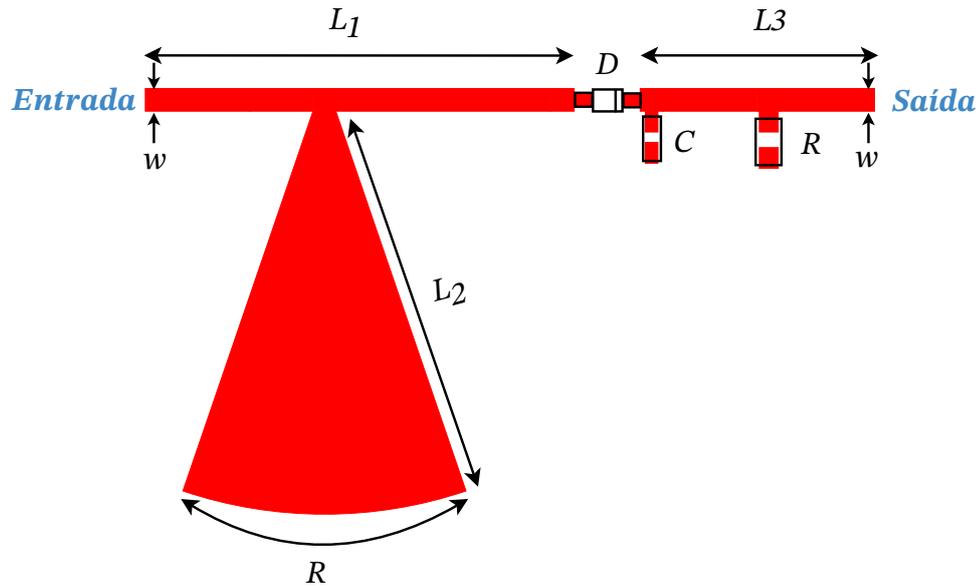
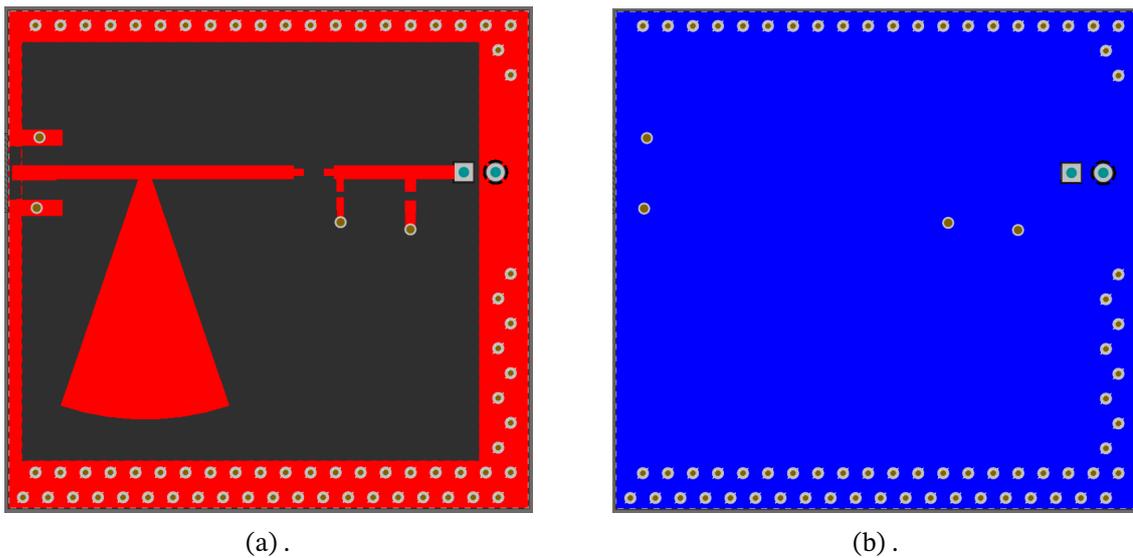


Figura 37 – Layout da placa do detector de envelope para fabricação com as vistas da camada superior *Top* (a) e camada inferior *Bottom* (b) da placa.



### 5.3 Demodulação ASK na MSP430

Na etapa anterior, foi projetado um detector de envelope e um filtro RC para demodular um sinal ASK unipolar, extrair o envelope e suavizar o sinal. No entanto, para obter os dados originais transmitidos, é necessário realizar o processamento adicional desse sinal demodulado. Nesta seção, será mostrado o processo de processamento de sinais, que envolve várias etapas cruciais para a recuperação da mensagem. Essas etapas incluem o filtro de média móvel, mapeamento dos bits, limiar de decisão adaptativo, e recuperação da mensagem. Além disso, será feita uma análise de BER e uma estimativa do gasto energético no microcontrolador MSP430.

### 5.3.1 Processamento do sinal

O filtro de média móvel é uma técnica amplamente utilizada para suavizar sinais [36]. Ele funciona calculando a média dos valores de amplitude em uma janela ao longo do sinal. Essa média ajuda a reduzir o ruído existente, eliminando flutuações rápidas e componentes de alta frequência. A janela é um intervalo de amostras consecutivas, e seu tamanho determina a largura do intervalo e o grau de suavização aplicado ao sinal. Ao deslocar o sinal na janela e calcular a média, obtém-se um sinal filtrado mais suave.

O filtro de média móvel é um filtro de resposta finita ao impulso (FIR, do inglês *Finite Impulse Response*), o que significa que ele leva em consideração apenas as amostras presentes na janela. Isso o torna computacionalmente eficiente e fácil de implementar. Ao aplicar o filtro de média móvel na demodulação de um sinal ASK, é possível reduzir o ruído e melhorar a qualidade do sinal demodulado, auxiliando na preparação do sinal para as próximas etapas de processamento, como o mapeamento dos bits.

Para otimizar a implementação, foi escolhido o filtro de média móvel iterativo, o qual requer apenas operações de subtração e somas (a divisão pode ser implementada por deslocamento de bits).

$$Avg = prevAvg + \frac{input[i] - x_{buf}[0]}{n}, \quad (5.4)$$

em que  $Avg$  é o valor da média móvel atualizada,  $prevAvg$  é a média móvel anterior,  $input[i]$  é o valor de entrada na posição  $i$  (amostra atual),  $x_{buf}[0]$  é o valor mais antigo armazenado no *buffer* (amostra mais antiga) e  $n$  é o tamanho da janela.

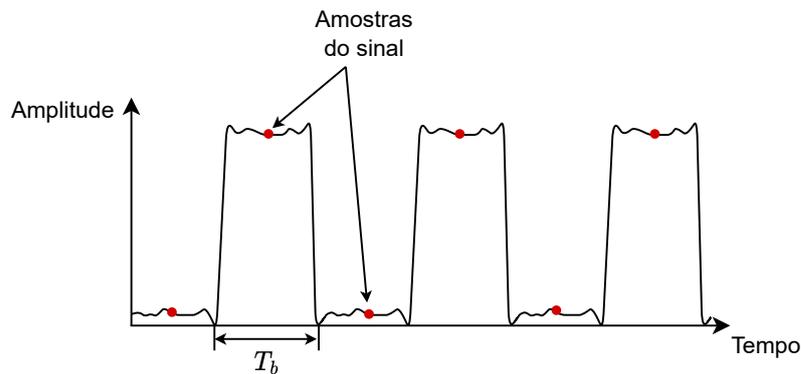
Essa abordagem permite atualizar a média móvel com eficiência, evitando a necessidade de recalculá-la a cada iteração, o que o torna eficiente computacionalmente, reduzindo o consumo de energia.

Após o processo de filtragem do sinal, é feito o mapeamento dos bits. Para isso, o primeiro passo é conhecer a taxa de amostragem de sinal  $F_s$  do conversor A/D da placa e também o tempo de bit  $T_b$ .

$$T_b = \frac{1}{R_b}, \quad (5.5)$$

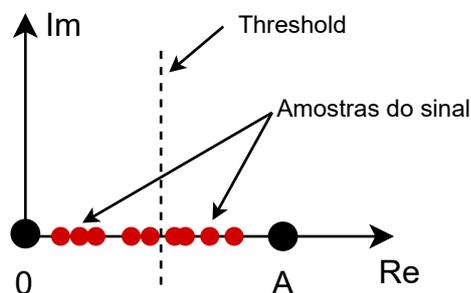
em que  $R_b$  é a taxa de bits dada pela razão entre o número de bits e tempo expresso em bit por segundo (bps). Logo após, determina-se quantas amostras terá cada bit, visto que o critério de Nyquist determina que, durante a digitalização de um sinal, a taxa de amostragem deve ter, pelo menos, o dobro da frequência do sinal contínuo. Assim, cada bit terá, pelo menos, duas amostras. Sabendo a quantidade total de amostras por bit ( $QaB$ ), então retira-se uma amostra do sinal a cada ( $QaB/2$ ). A Figura 38 mostra graficamente esse processo.

Figura 38 – Amostragem do sinal para mapeamento dos bits, onde o sinal em vermelho representa o valor do bit para calcular o limiar de decisão.



Após obtidas as amostras do sinal, determina-se o *Threshold* pela média do maior e do mínimo valor amostrado. Assim, os valores maiores ou iguais ao *Threshold* recebem valor 1 e os demais recebem valor 0. A Figura 39 mostra um diagrama de constelação com os sinais amostrados em vermelho e o *threshold* determina o limiar de decisão para saber se o sinal é nível lógico alto ou baixo (*A* representa a amplitude do sinal).

Figura 39 – Exemplo de um diagrama de constelação com as amostras de sinais e o threshold para determinar se o sinal é nível lógico alto ou baixo.



A recuperação de mensagem envolve o processamento do sinal amostrado e a interpretação dos bits transmitidos pela BS. Após a aplicação do threshold, cada amostra é classificada como “0” ou “1” com base em seu valor em relação ao limiar definido. Esses bits são, então, combinados para formar a sequência de bits recebidos.

Em seguida, a sequência de bits é comparada com a sequência de bits originais para calcular o BER. O BER representa a proporção de bits recebidos de forma errada em relação ao total de bits transmitidos. É uma métrica importante para avaliar o desempenho do sistema de comunicação e a qualidade da recuperação da mensagem.

Durante a análise do sinal recuperado e o cálculo do BER, é possível identificar eventuais erros de transmissão, verificar a eficiência do sistema de modulação e demodulação e realizar ajustes nos parâmetros para otimizar o desempenho.

### 5.3.2 Setup de simulação

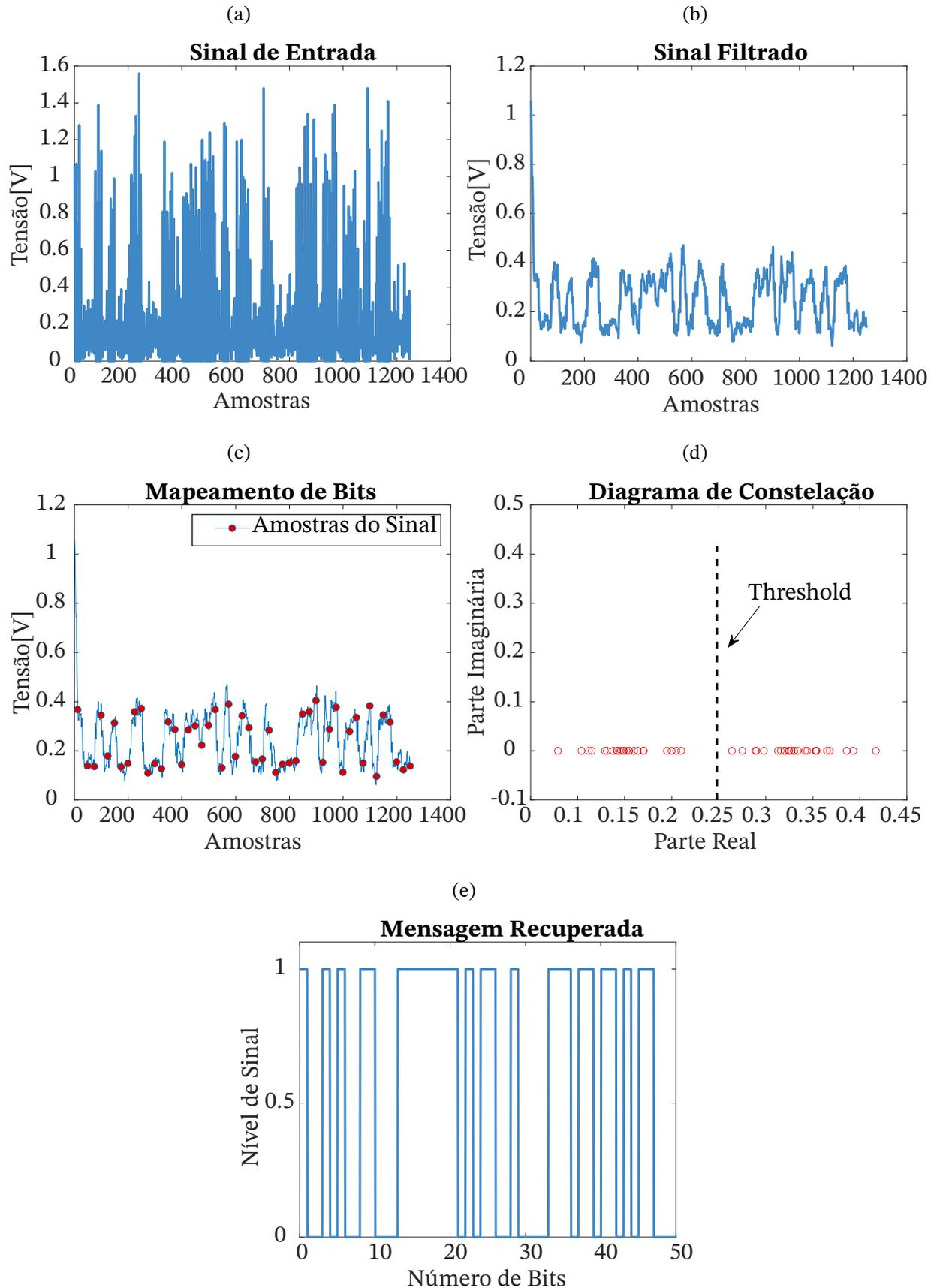
Para realizar a simulação, foi utilizado o Octave com o objetivo de gerar os sinais que serão processados na MSP430. A modulação ASK tem frequência de 2.485 GHz e banda base de 7 kHz. O sinal ASK tem amplitude de 0 para o bit 0 e 1 para o bit 1. Foi adicionado ruído AWGN para que o SNR fosse de 10 dB e o detector de sinal foi projetado matematicamente conforme as especificações propostas na Seção 5.2. Segundo o datasheet da MSP430, o conversor A/D possui uma taxa de amostragem de 200 kbps, assim, podemos ter até 28 amostras por bit. Para o projeto, foram utilizadas 25 amostras por bit. Assim, após a simulação de detecção de envelope, foi realizada uma amostragem emulando o conversor A/D da MSP430 para que os testes fossem feitos simulando um cenário o mais próximo possível do cenário real.

Foram realizados testes com pacotes de 50 bits devido a limitações de memória da MSP430. A comunicação entre o microcontrolador e o computador se deu através de uma comunicação UART via USB feita em Python utilizando a biblioteca de comunicação serial.

### 5.3.3 Resultado de simulações

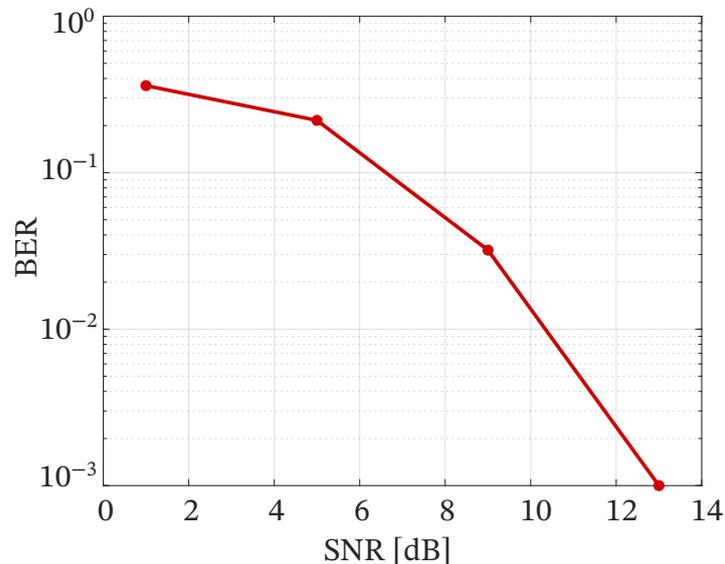
Os dados processados pela MSP430 foram enviados para o computador para fins de visualização. A Figura 40 mostra o resultado das simulações, onde a Figura 40a representa o sinal de entrada da MSP430 após o detector de envelope e a conversão A/D. A Figura 40b representa o sinal filtrado por uma janela do filtro de média móvel de tamanho 12. A Figura 40c mostra o processo de extração das amostras do sinal. A Figura 40d mostra o diagrama de constelação e o *Threshold* para determinação do valor dos bits. Por fim, a Figura 40e mostra a mensagem recuperada.

Figura 40 – Simulação do processamento do sinal de modulação ASK na MSP430. (a) Sinal de entrada da MSP430 após o detector de envelope e conversão A/D; (b) sinal filtrado com o filtro de média móvel; (c) Processo de extração das amostras dos sinais; (d) Diagrama de constelação e limiar de decisão adaptativo; (e) Mensagem recuperada.



A Figura 41 mostra a análise de BER feita para um pacote de 1 kbit com a variação do SNR de 0 a 20 dB, medida a partir da entrada do circuito ID, no qual chegou-se ao valor de  $10^{-3}$  para um SNR de 13 dB.

Figura 41 – BER para modulação ASK.

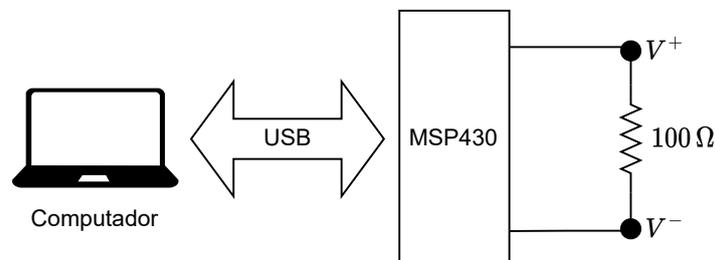


### 5.3.4 Consumo energético

#### 5.3.4.1 Medição em bancada

Para calcular o consumo energético da MSP430, foi utilizado o setup mostrado na Figura 42. Nele, a MSP430 está conectada a um computador por meio de uma conexão USB, para que este envie os dados a serem processados pela MSP430. Além disso, foi conectado um resistor de  $100\ \Omega$  em série com a MSP430, e a queda de tensão foi observada. A medição foi realizada utilizando o osciloscópio Fnrirs DSO-TC2.

Figura 42 – Esquemático de medição do consumo de energia da MSP430.



A Figura 43 mostra o setup do experimento para a medição do consumo da MSP430. A Figura 44 mostra o comparativo da queda de tensão no resistor antes e depois de executar o código. A queda de tensão é de 20 mV e, a corrente consumida, de 20 mA. Considerando a tensão de 3.48 V, a potência consumida pela MSP430 é de 6.96 mW.

Figura 43 – Setup de medição do consumo energético da MSP430.

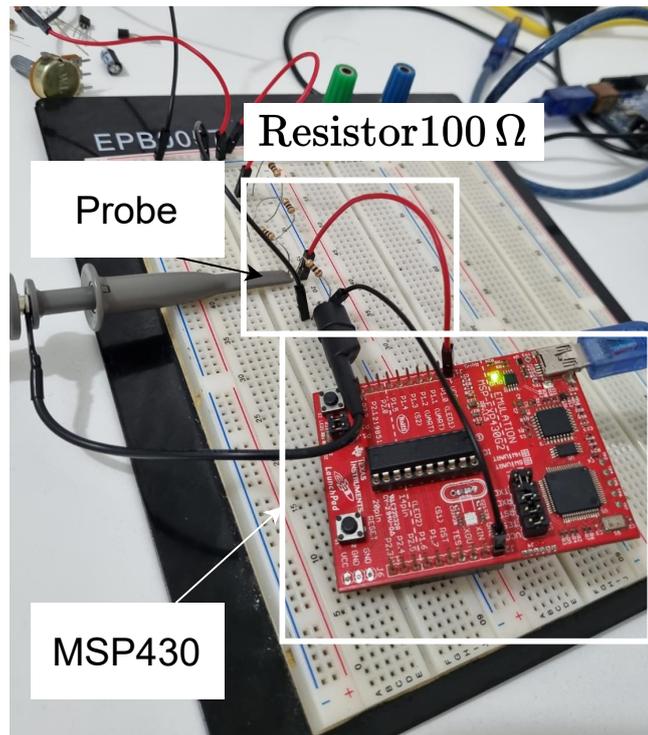
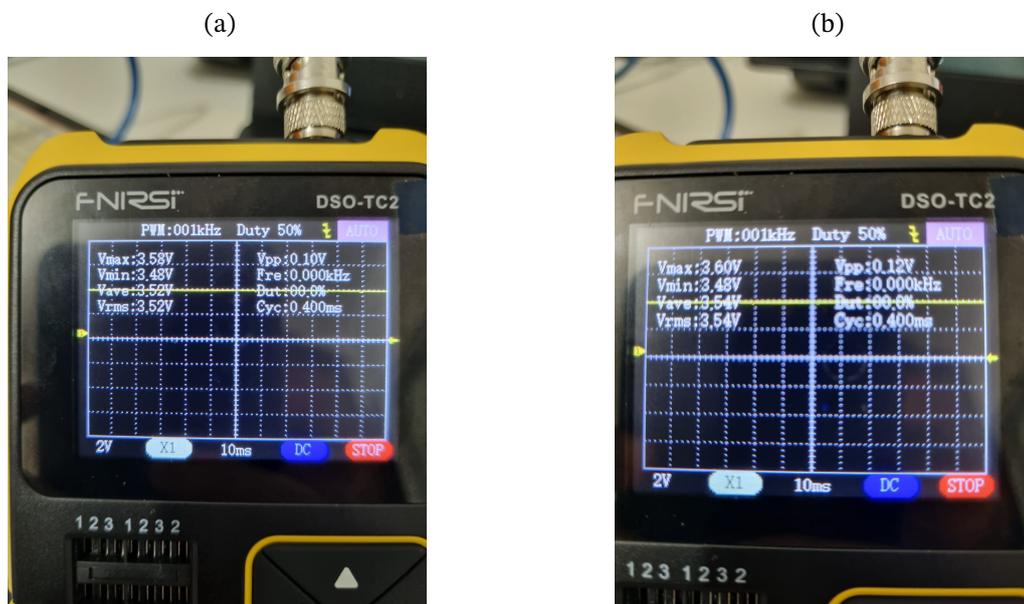


Figura 44 – Medições do consumo da MSP430 em (a) consumo da MSP430 sem código (b) Consumo com código.



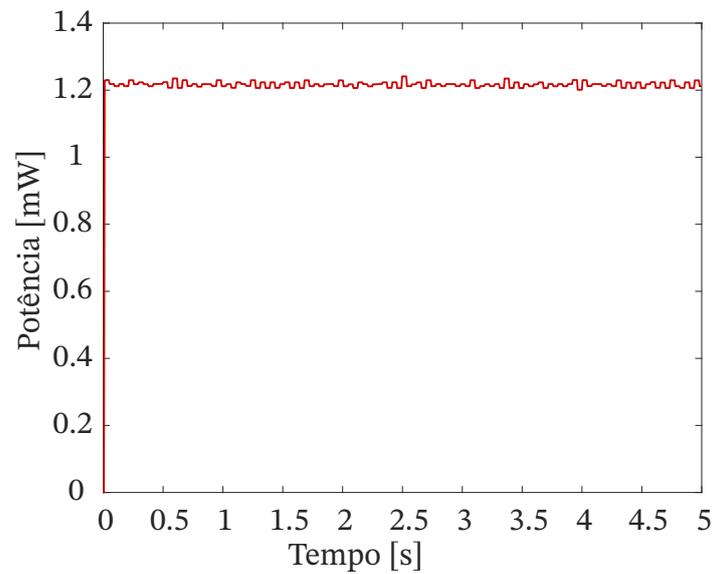
#### 5.3.4.2 Medição com o Energy Trace

Para se avaliar com mais precisão o consumo energético, foi utilizado a ferramenta *Energy Trace* da *Texas Instruments*© que é uma ferramenta de análise de energia para projetos para consumo de energia ultra-baixo. Ele mede o consumo de energia de um projeto usando um hardware especializado chamado contador de energia. O contador de energia mede a quantidade de energia consumida por diferentes partes do projeto, como a CPU, a memória

e os dispositivos periféricos. O *Energy Trace* usa essas informações para gerar um perfil de energia do projeto, que mostra como a energia é consumida ao longo do tempo [70].

Foi utilizado o kit MSP-EXP430FR2433, que é compatível com a ferramenta. Para realizar a medição, inseriu-se o código do conversor A/D juntamente com o vetor de testes e o código de demodulação. A Figura 45 mostra o resultado dos testes executando durante 5 s, no qual o consumo foi em média de 1.22 mW, a corrente média consumida foi de 0.37 mA para uma tensão média de 3.27 V.

Figura 45 – Medição de consumo pelo *Energy Trace*.



## 6 Projeto de Antenas

### 6.1 Antena simples

#### 6.1.1 Design da Antena

Para alcançar um alto desempenho do SWIPT, é essencial minimizar a interferência entre o canal de energia e o canal de informação. Uma estratégia eficaz é utilizar uma antena com duas polarizações e alto isolamento, permitindo a transmissão simultânea de potência e informações em portas com polarizações diferentes. Isso garante a separação adequada dos sinais de energia e informação, maximizando a eficiência do sistema. O alto isolamento entre as portas de transmissão é fundamental para evitar interferências e garantir uma transmissão confiável.

Para esse projeto, foi escolhida a antena *patch* em *microstrip*, por ser de baixo custo, fácil fabricação e boa eficiência. Além disso, são antenas compactas, possibilitando a redução de tamanho.

A Figura 46 mostra a estrutura da antena com três camadas. A primeira camada é composta pelo elemento parasítico, o dielétrico e a antena. O elemento parasítico ajuda a aumentar o ganho e a largura de banda da antena. A terceira camada tem o plano de terra com as aberturas de fenda em H, dielétrico e as alimentações das antenas, em que a porta 1 é de comunicação e a porta 2 é a captação de energia, conforme detalhado na Figura ???. Ambas as camadas são separadas por espaçadores de nylon M3, de 6 mm, para criar uma camada de ar que ajudará no aumento do ganho da antena.

A Figura 47 mostra os detalhes da alimentação da antena, na qual a Figura 47a apresenta a vista de cima do plano de terra com os detalhes das dimensões e da abertura em H e a Figura 47b mostra a vista inferior do segundo substrato com as linhas de alimentação e suas dimensões, em que o *stub* é um quarto de onda posicionado a partir da posição da abertura no plano de terra e é colocado para diminuir a reatância entre a antena e a linha de alimentação.

#### 6.1.2 Simulações

Foram feitos os cálculos das dimensões iniciais da estrutura utilizando a ferramenta *estimate* do HFSS. A Tabela 11 mostra os valores iniciais. As simulações foram realizadas no Ansys HFSS software.

Os parâmetros  $S$  são mostrados na Figura 48, em que os coeficientes de reflexão  $|S_{11}|$  e  $|S_{22}|$  possuem valores abaixo de -10 dB na faixa de frequência de 2.4 GHz a 2.5 GHz.

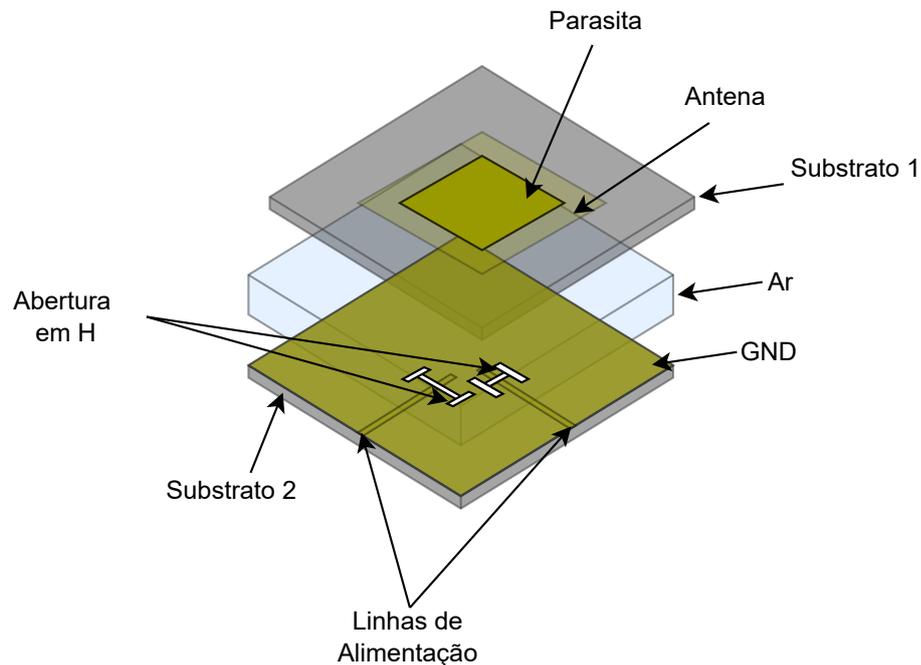
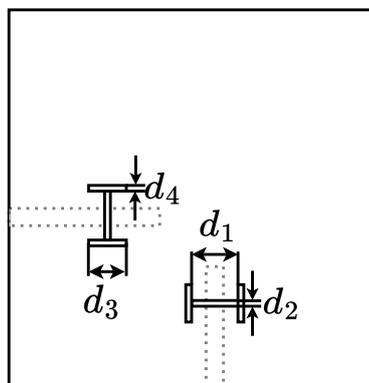
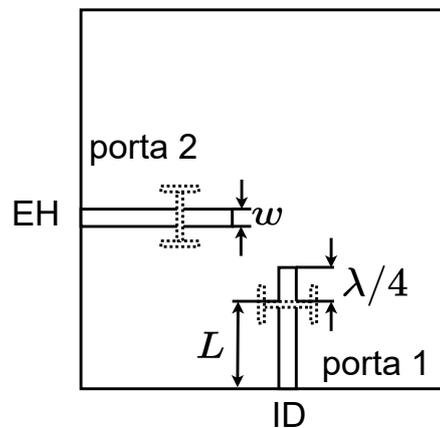
Figura 46 – Estrutura da antena *patch*.

Figura 47 – Vista detalhada da alimentação da antenas e da abertura em H.

(a) Vista superior do plano do GND.



(b) Vista inferior das linhas de alimentação.



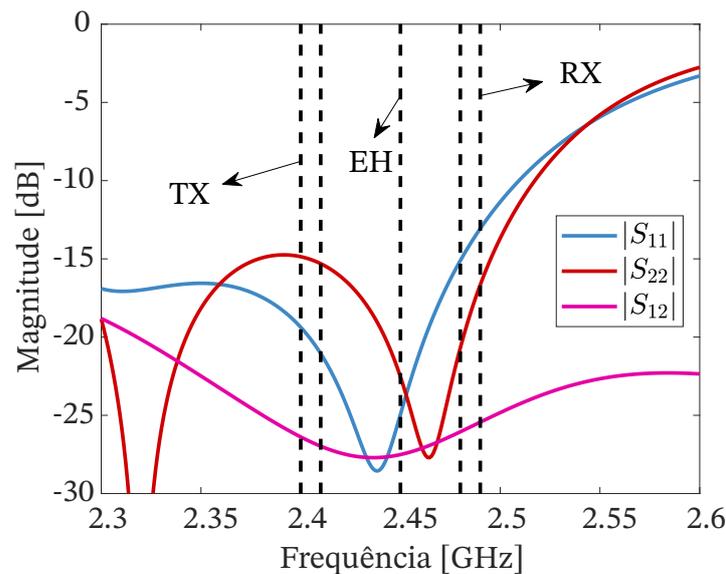
O isolamento entre as duas portas  $|S_{12}|$  foi menor que -24 dB dentro da largura de banda estabelecida. O AR é de 24.15 dB.

A Figura 49 mostra os resultados de simulação do ganho das antenas, em que foi alcançado o valor máximo de 10 dBi para as portas 1 e 2 à frequência central de 2.45 GHz, com HPBW de 21.79°.

A Figura 50 apresenta os detalhes da alimentação das duas portas após as simulações. Foi adicionado um quarto de onda entre a linha de alimentação da antena e a que vai para a fenda com o objetivo de realizar o casamento de impedância. A Figura 51 mostra o layout completo da antena, em que as alimentações foram posicionadas mais próximas das bordas para que haja maior isolamento entre as portas. A Tabela 12 apresenta os valores da antena

Tabela 11 – Valores das dimensões iniciais da estrutura da antena.

Camada	Material	Dimensão
Parasita	Cobre	50.19 mm × 50.19 mm
Substrato	AD250C	150 mm × 150 mm × 0.762 mm
Antena	Cobre	52 mm × 52 mm
Substrato	Ar	6 mm
GND	Cobre	150 mm × 150 mm
Abertura H - Porta 1	-	$d_1 = 1.22$ mm $d_2 = 1.22$ mm $d_3 = 1.22$ mm $d_4 = 1.22$ mm
Abertura H - Porta 2	-	$d_1 = 1.22$ mm $d_2 = 1.22$ mm $d_3 = 1.22$ mm $d_4 = 1.22$ mm
Substrato	AD250C	150 mm × 150 mm × 0.762 mm
Linha de Alim. Porta 1	Cobre	$w_{stub} = 3.77$ mm $L_{stub} = 30.6$ mm $w = 3.77$ mm $L = 30$ mm
Linha de Alim. Porta 2	Cobre	$w_{stub} = 3.77$ mm $L_{stub} = 30.6$ mm $w = 3.77$ mm $L = 30$ mm

Figura 48 – Parâmetros  $S$  da antena *patch* para uma faixa de frequências de 2.40 GHz a 2.50 GHz.

após as otimizações.

## 6.2 Arranjo de antenas

### 6.2.1 Design do arranjo

Para que se obtenha uma maior potência para o projeto SWIPT, é proposto um arranjo de antenas  $1 \times 4$  baseado na antena elementar proposta na seção anterior. Como requisito do projeto, o Sistema ID opera em faixas de potência entre 0 dBm e 10 dBm e o Sistema EH opera entre 10 dBm e 20 dBm. Assim, para a polarização horizontal, será conectado a um conversor RF-DC em cada antena  $1 \times 1$  e, para a polarização vertical, as antenas serão

Figura 49 – Ganho da antenna para as porta 1 e 2 da antenna *patch* para a frequência de 2.45 GHz.

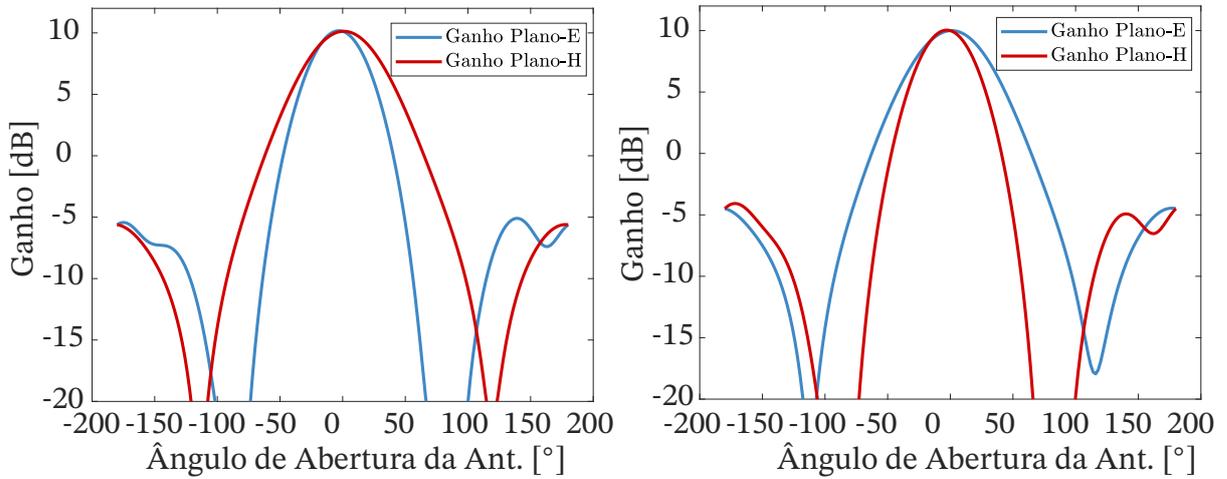
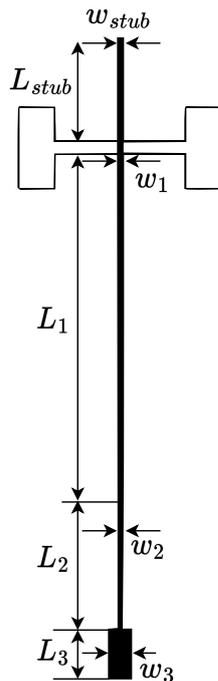
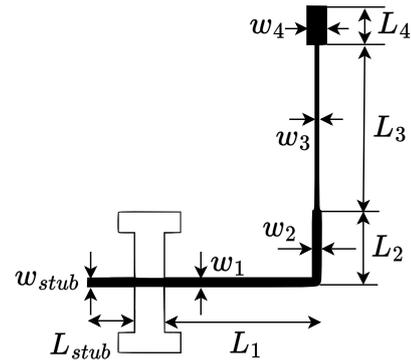


Figura 50 – Detalhamento das linhas de alimentação da antenna de duas polarizações.

(a) Alimentação porta 1.



(b) Alimentação porta 2.



conectadas em um arranjo  $1 \times 4$ , com o objetivo de se obter maior ganho, compensar a falta de LOs e *mixers* no circuito e possibilitar um nível de energia em que o sistema possa operar. A Figura 52 mostra a configuração da antenna para o arranjo  $1 \times 4$ , no qual as antenas estão espaçadas a uma distância  $d$  de  $\lambda_g/2$  e as dimensões iniciais utilizadas foram as mesmas da antenna unitária.

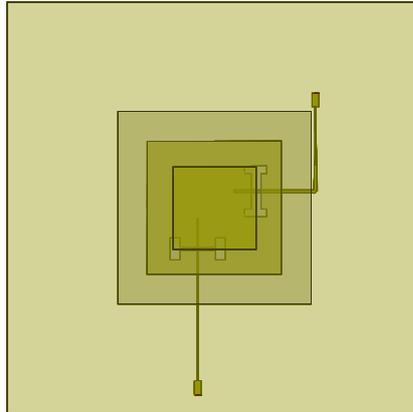
Figura 51 – Layout da antena *patch* após otimizações.

Tabela 12 – Dimensões da antena unitária após as otimizações.

Camada	Material	Dimensão
Parasita	Cobre	30 mm × 30 mm
Substrato	AD250C	70 mm × 70 mm × 0.762 mm
Antena	Cobre	48.51 mm × 48.51 mm
Substrato	Ar	6 mm
GND	Cobre	150 mm × 150 mm
Abertura H - Porta 1	-	$d_1 = 13 \text{ mm}$ $d_2 = 1.22 \text{ mm}$ $d_3 = 8 \text{ mm}$ $d_4 = 3.5 \text{ mm}$
Abertura H - Porta 2	-	$d_1 = 13 \text{ mm}$ $d_2 = 3.75 \text{ mm}$ $d_3 = 8 \text{ mm}$ $d_4 = 2.63 \text{ mm}$
Substrato	AD250C	150 mm × 150 mm × 0.762 mm
Linha de Alim. Porta 1	Cobre	$w_{stub} = 0.5 \text{ mm}$ , $L_{stub} = 11 \text{ mm}$ $w_1 = 0.5 \text{ mm}$ $L_1 = 38 \text{ mm}$ $W_2 = 0.4 \text{ mm}$ $L_2 = 10 \text{ mm}$ $w_3 = 2.3 \text{ mm}$ $L_3 = 5 \text{ mm}$
Linha de Alim. Porta 2	Cobre	$w_{stub} = 1.1 \text{ mm}$ , $L_{stub} = 8.01 \text{ mm}$ $w_1 = 1.1 \text{ mm}$ $L_1 = 20.95 \text{ mm}$ $w_2 = 1.1 \text{ mm}$ $L_2 = 9.95 \text{ mm}$ $w_3 = 0.4 \text{ mm}$ $L_3 = 21.44 \text{ mm}$ $w_4 = 2.5 \text{ mm}$ $L_4 = 5 \text{ mm}$

### 6.2.2 Simulações

O arranjo de antenas foi simulado e as otimizações foram realizadas, no HFSS, seguindo os mesmos passos da antena unitária. A Figura 53 mostra o coeficiente de reflexão em que a porta 1 do sistema ID tem de 2.37 GHz - 2.60 GHz abaixo de -20 dB, enquanto as portas 2 a 5 são dedicadas ao Sistema EH e têm coeficientes de reflexão abaixo de -20 dB entre 2.4 GHz - 2.59 GHz. O isolamento entre as portas é menor que -10 dB. O AR simulado é de 20 dB.

Figura 52 – Arranjo de antenas.

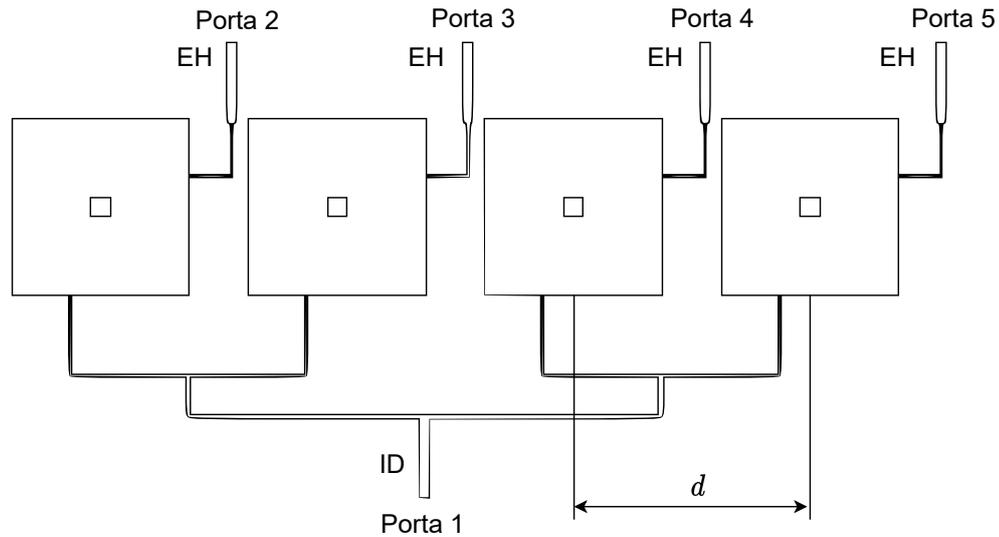
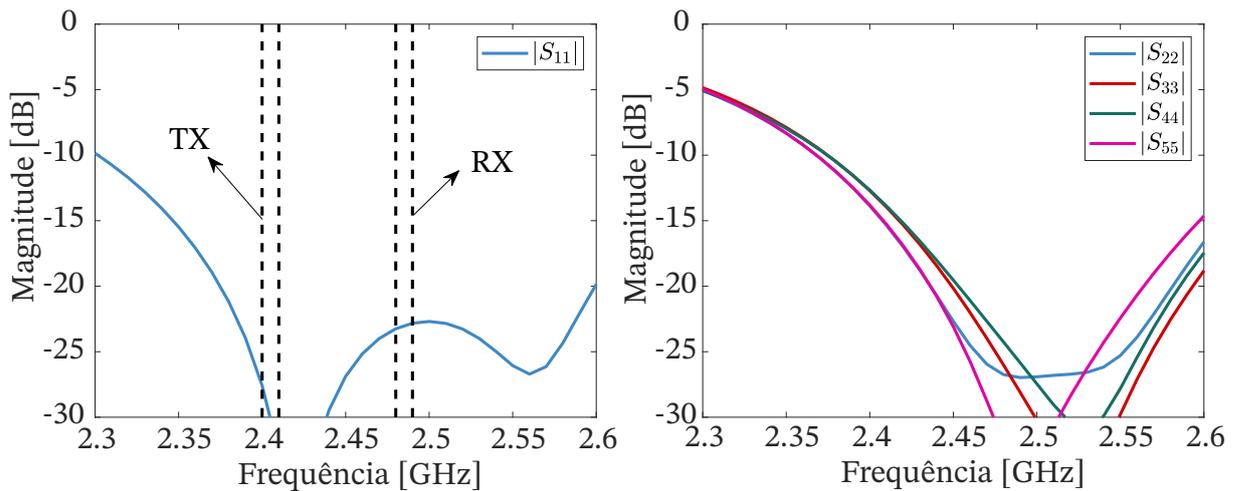


Figura 53 – Coeficiente de reflexão do arranjo de antenas (a) para a porta 1 do Sistema ID e (b) das portas 2-5 do Sistema EH.



A Tabela 13 mostra os ganhos individuais para as portas que foram excitadas. O ganho do arranjo, como esperado, apresenta valores maiores e um HPBW menor. O ganho das antenas apresentou valores abaixo do obtido para a antena unitária e aquelas localizadas ao centro apresentam ganhos menores do que as das extremidades.

Tabela 13 – Ganho e ângulo HPBW do arranjo de antenas em relação as portas.

Porta	Ganho [dB]	HPBW [°]
1	12.55	23.52
2	8.06	60.42
3	5.83	62.43
4	6.71	69.65
5	8.04	59.57

As Figura 54 e 55 mostram, em detalhes, as linhas de alimentação do arranjo para

as polarizações vertical e horizontal, respectivamente. A Tabela 14 mostra as dimensões do arranjo de antenas após as otimizações.

Figura 54 – Detalhes das linhas de Alimentação da polarização vertical para o Sistema ID.

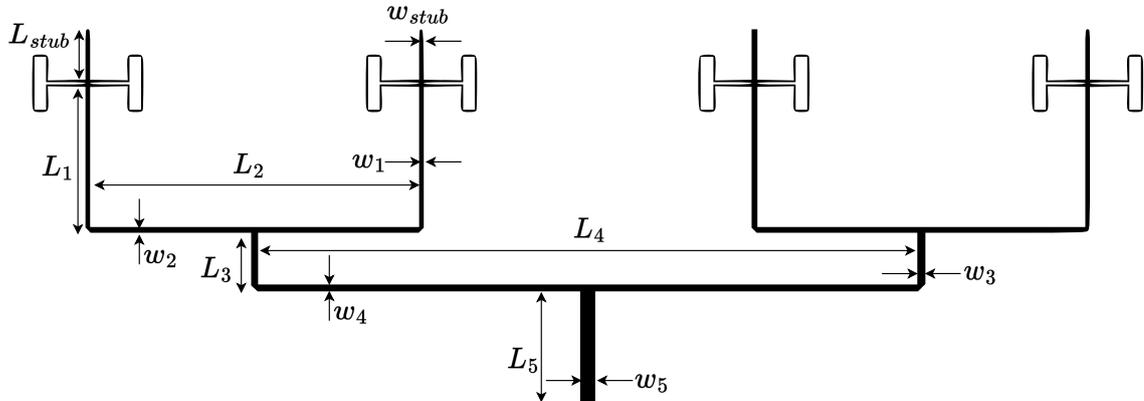
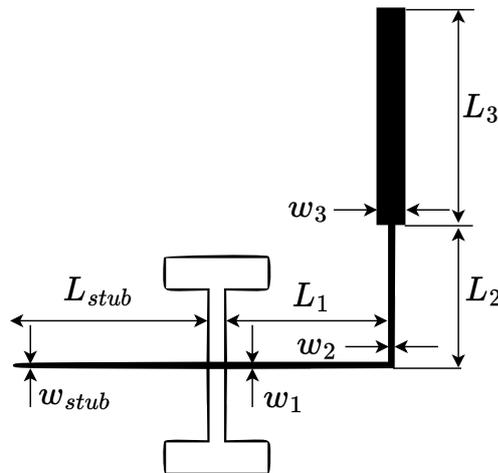


Figura 55 – Detalhes das linhas de Alimentação da polarização horizontal para o Sistema EH.



### 6.3 Otimização do arranjo de antenas

Um dos principais desafios no projeto de arranjos de antenas é a presença de lóbulos laterais de alto nível, que podem causar interferência e adicionar ruído indesejado ao sistema. Assim, foi utilizada a técnica de Aprendizagem Baseada em Oposição (OBL) para aprimorar os recursos de pesquisa de dois algoritmos bioinspirados no intuito de melhorar um arranjo de antenas. Este método permite uma implementação simples e de baixo custo computacional. Em particular, os dois algoritmos explorados são a Evolução Diferencial (DE/Rand/1/bin) e o algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas (PSO)

Tabela 14 – Dimensões do arranjo de antenas após as otimizações.

Camada	Material	Dimensão
Parasita	Cobre	5 mm × 5 mm
Substrato	AD250C	260 mm × 260 mm × 0.762 mm
Antena	Cobre	46 mm × 46 mm
Substrato	Ar	6 mm
GND	Cobre	300 mm × 300 mm
Abertura H - Porta 1	-	$d_1 = 15 \text{ mm}$ $d_2 = 0.5 \text{ mm}$ $d_3 = 9.94 \text{ mm}$ $d_4 = 2.4 \text{ mm}$
Abertura H - Portas 2-5	-	$d_1 = 15 \text{ mm}$ $d_2 = 1.5 \text{ mm}$ $d_3 = 9.94 \text{ mm}$ $d_4 = 3 \text{ mm}$
Substrato	AD250C	300 mm × 300 mm × 0.762 mm
Linha de Alim. Porta 1	Cobre	$w_{stub} = 0.7 \text{ mm}$ , $L_{stub} = 10 \text{ mm}$ $w_1 = 0.7 \text{ mm}$ $L_1 = 26.8 \text{ mm}$ $W_2 = 0.7 \text{ mm}$ $L_2 = 61.92 \text{ mm}$ $w_3 = 1.2 \text{ mm}$ $L_3 = 10.5 \text{ mm}$ $w_4 = 1.2 \text{ mm}$ $L_4 = 123.64 \text{ mm}$ $w_5 = 2.55 \text{ mm}$ $L_5 = 21.58 \text{ mm}$
Linha de Alim. Portas 2-5	Cobre	$w_{stub} = 0.5 \text{ mm}$ , $L_{stub} = 19.7 \text{ mm}$ $w_1 = 0.5 \text{ mm}$ $L_1 = 16.65 \text{ mm}$ $w_2 = 0.5 \text{ mm}$ $L_2 = 13.95 \text{ mm}$ $w_3 = 2.7 \text{ mm}$ $L_3 = 21.2 \text{ mm}$

### 6.3.1 Formulação do problema de otimização

A localização de lóbulos laterais pode ser determinada encontrando-se os limites do lóbulo principal por meio da FNBW. O FNBW varia de acordo com as variações na amplitude de excitação. Para identificar os lóbulos laterais, é utilizado um intervalo de ângulos entre 90 e 180 graus, uma vez que a matriz é simétrica. Utilizando a segunda derivada, é possível encontrar o primeiro ponto de inflexão correspondente ao ângulo do FNBW ( $\theta_{FN}$ ). Por fim, os níveis secundários de radiação (SLL) são calculados a partir de

$$A(\theta_{SL}) = A(\theta) - (A(\theta_{FN})), \quad (6.1)$$

onde  $A(\theta_{SL})$  é o fator de matriz correspondente a  $\theta_{FN}$  e a função de custo é dada por

$$fitness = \max(|A(\theta_{SL})|). \quad (6.2)$$

Conforme demonstrado no Capítulo 2, as amplitudes de excitação alteram as características de um arranjo de antenas, como o lóbulo principal, lóbulos secundários e o FNBW. Portanto, é necessário selecionar valores de restrição de crescimento das amplitudes de excitação de cada elemento do arranjo. Para este trabalho, o espaço de restrição dos valores de amplitude de excitação foram escolhidos empiricamente dentro do intervalo de 0.1 e 2.0. A condição de parada usada foi o número de iterações.

### 6.3.2 Resultados de simulação

A configuração paramétrica de cada algoritmo é específica para o problema de otimização que está sendo abordado. As configurações para cada algoritmo são detalhadas na Tabela 15, onde o número de iterações é fixado em 1500 para ambos os arranjos de 10 e 16 elementos. O número de dimensões do problema de otimização é equivalente ao número de antenas. Além disso, o espaçamento das antenas é mantido em um valor ótimo de  $0.5\lambda$ . Os parâmetros dos algoritmos foram ajustados empiricamente para que tanto os valores de enxame quanto os valores individuais atinjam o mesmo nível de confiança para os algoritmos PSO e OPSO.

Tabela 15 – Configuração paramétrica

Parâmetros	PSO	OPSO	DE	ODE
Tamanho do exame	50	50	-	-
# de partículas	-	-	50	50
$C_1$	1.5	1.5	-	-
$C_2$	1.5	1.5	-	-
Fator inercial $w$ (decrementado linearmente)	[0.75, 0.25]	[0.75, 0.25]	-	-
$CR$	-	-	0.95	0.95
$F$ (linearmente incrementado)	-	-	[1.00, 1.35]	[1.00, 1.35]
$MinFit$	-	-30	-	-15
$MaxFNC$	-	30	-	30
# de elementos	10 e 16	10 e 16	10 e 16	10 e 16
Espaço de busca	[0.1, 2.00]	[0.1, 2.00]	[0.1, 2.00]	[0.1, 2.00]
Dimensões	10 e 16	10 e 16	10 e 16	10 e 16
Interações	1500	1500	1500	1500

#### 6.3.2.1 Análise estatística

Para avaliar o desempenho dos algoritmos, foram realizados dois estudos de caso com um total de 32 experimentos independentes. O primeiro estudo envolveu um conjunto de 10 elementos, enquanto o segundo estudo considerou 16 elementos. Em ambos os casos, foram utilizadas antenas isotrópicas. Os resultados estão resumidos na Tabela 16. A seleção do número de antenas foi feita para permitir comparações. Com um menor número de componentes, o feixe de radiação se torna mais amplo e a diretividade diminui. Por outro lado, à medida que o número de antenas aumenta, a diretividade e o ganho total também aumentam. A escolha de utilizar 16 antenas no segundo estudo facilitou o processo de fabricação, pois esse valor corresponde a uma potência de dois.

No caso em que foram utilizados 10 elementos, todos os algoritmos alcançaram valores mínimos inferiores a -40 dB. No entanto, observou-se que o algoritmo ODE apresentou

os menores valores de mediana, média e desvio padrão. Já no estudo de caso com 16 elementos, o algoritmo ODE demonstrou os menores valores de desvio padrão, média e mediana, enquanto o algoritmo OPSO registrou o menor valor mínimo e o segundo maior desvio padrão. Além da análise dessas métricas, é relevante avaliar o tempo de processamento da CPU para determinar a velocidade de convergência dos algoritmos. O algoritmo OPSO obteve o menor tempo médio de CPU por iteração e, no segundo caso, apresentou o mesmo tempo médio que o algoritmo PSO. Esses resultados foram obtidos através de simulações realizadas no software <sup>TM</sup>Matlab, executado por um computador laptop com processador Intel(R) Core(TM) i5-7200U@2.5 GHz e 8 GB de RAM.

Tabela 16 – Resultados de desempenho dos algoritmos estudados para arranjos de 10 e 16 elementos.

Parâmetro	10 - elementos			
	PSO	OPSO	DE	ODE
Média [dB]	-31.43	-36.04	-45.56	-47.41
Mediana [dB]	-32.48	-36.09	-44.92	-45.91
Mínimo [dB]	-46.78	-46.24	-54.78	-54.92
Desvio Padrão	5.83	5.58	4.50	3.46
Tempo médio de CPU [s]	0.10	0.09	0.13	0.12
Parâmetro	16-elemento			
	PSO	OPSO	DE	ODE
Média [dB]	-26.49	-29.52	-29.88	-30.32
Mediana [dB]	-26.70	-29.34	-29.35	-30.61
Mínima [dB]	-38.77	-44.16	-35.16	-33.19
Desvio Padrão	3.88	3.87	2.62	1.65
Tempo médio de CPU [s]	0.08	0.08	0.15	0.13

Para comparar os resultados alcançados por todos os algoritmos, foi aplicada a seguinte metodologia baseada em testes de hipóteses. Todos os testes foram conduzidos com um nível de significância estatística de 95%. Inicialmente, o teste de Kolmogorov-Smirnov foi realizado, confirmando que os resultados não são oriundos de uma distribuição de probabilidade normal. Em seguida, o teste de Kruskal-Wallis foi conduzido para verificar se pelo menos um algoritmo difere estatisticamente dos demais. O teste utiliza o valor de  $p$ , que representa a probabilidade de rejeitar a hipótese nula  $H_0$  de que as medianas de dois ou mais grupos são iguais. Portanto, a hipótese nula é rejeitada se  $p < 0.05$ . Os valores obtidos ao comparar as amostras de 10 e 16 elementos foram  $p = 7,13 \times 10^{-18}$  e  $p = 2,06 \times 10^{-6}$ , respectivamente.

Por fim, foi realizado o teste de Wilcoxon, que permite comparar cada par de algoritmos avaliando se as suas medianas diferem entre si. A tabela 17 apresenta os resultados dos testes emparelhados para os estudos de caso de 10 e 16 elementos. Um valor de  $p \leq 0.05$  indica que há uma diferença significativa entre os algoritmos. No caso dos 10 elementos, o

ODE supera todos os outros algoritmos. Para o caso dos 16 elementos, não foi possível fazer distinção entre os resultados do OPSO com DE e do DE com ODE.

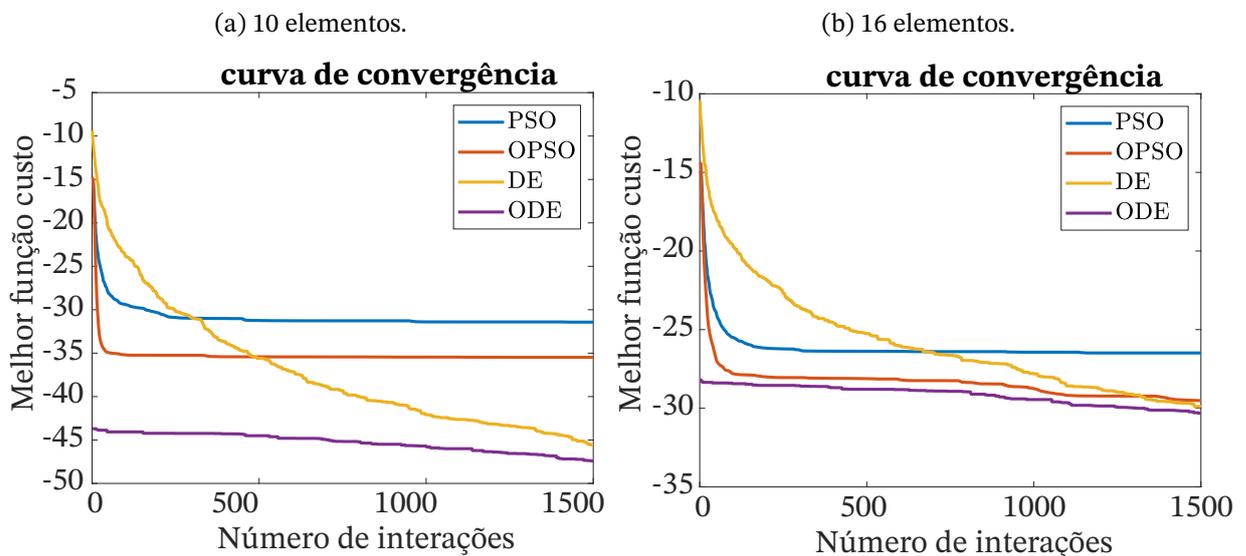
Tabela 17 – Valor de  $p$  obtido pelo teste de Wilcoxon par a par. O melhor algoritmo em termos de valor mediano [dB] para ambos os cenários de teste é representado em negrito.

	Comparação dos algoritmos	PSO/ <b>OPSO</b>	PSO/ <b>DE</b>	PSO/ <b>ODE</b>	OPSO/ DE	OPSO/ <b>ODE</b>	DE/ ODE
10 elementos	$p$	0.0015	0	0	0	0	0.0333
16 elementos	$p$	0.0003	0	0	0.5324	0.0476	0.3043

### 6.3.2.2 Análise de Convergência

A Figura 56 mostra a curva de convergência média após 32 experimentos para cada algoritmo executado ao longo de 1500 iterações. Observa-se que o algoritmo OPSO demonstra uma convergência mais rápida, enquanto os algoritmos DE e ODE requerem um maior número de iterações. Cada algoritmo retorna um resultado distinto, sendo que o ODE apresenta o menor valor de convergência. Por outro lado, o PSO é o algoritmo que retorna o maior valor para a função *fitness*.

Figura 56 – Comparativo de curvas de convergência média.



### 6.3.2.3 Análise de Padrão de Radiação

As Figuras 57a e 57b ilustram o padrão de radiação para o melhor resultado obtido entre os 32 experimentos, comparando-o com os padrões de radiação das janelas uniforme, Dolph-Chebyshev e Kaiser. A simulação foi realizada utilizando arranjos de antenas com

10 e 16 elementos, com  $\theta = 0$ . Todos os algoritmos apresentaram desempenho superior em relação às janelas uniforme e Kaiser para 10 elementos, sendo que o ODE foi o algoritmo que apresentou os melhores resultados, ficando atrás apenas da janela Dolph-Chebyshev. No caso de 16 elementos, todos os algoritmos tiveram um desempenho superior à janela uniforme. Os resultados numéricos estão disponíveis na Tabela 18. É importante notar que os valores de SLL (Side Lobe Level) ficaram abaixo de -40 dB para todos os quatro algoritmos bioinspirados. As janelas uniforme e Kaiser apresentaram os valores mais estreitos de Half Power Beam Width (HPBW), enquanto os demais algoritmos compartilharam a mesma abertura de  $8^\circ$ . O Full Null Beam Width (FNBW) do PSO, OPSO, DE e ODE apresentou valores mais amplos em comparação com as três janelas, sendo que o DE exibiu o maior valor entre eles. Isso também implica que os algoritmos bioinspirados têm uma menor diretividade em comparação com as janelas, uma vez que o FNBW é inversamente proporcional à diretividade. Os valores de amplitude de excitação também são maiores nas regiões centrais do arranjo. As matrizes mostram variações na diretividade, pois esse parâmetro está diretamente relacionado às amplitudes de excitação. O algoritmo com menor diretividade é o PSO.

Figura 57 – Padrão de Radiação.

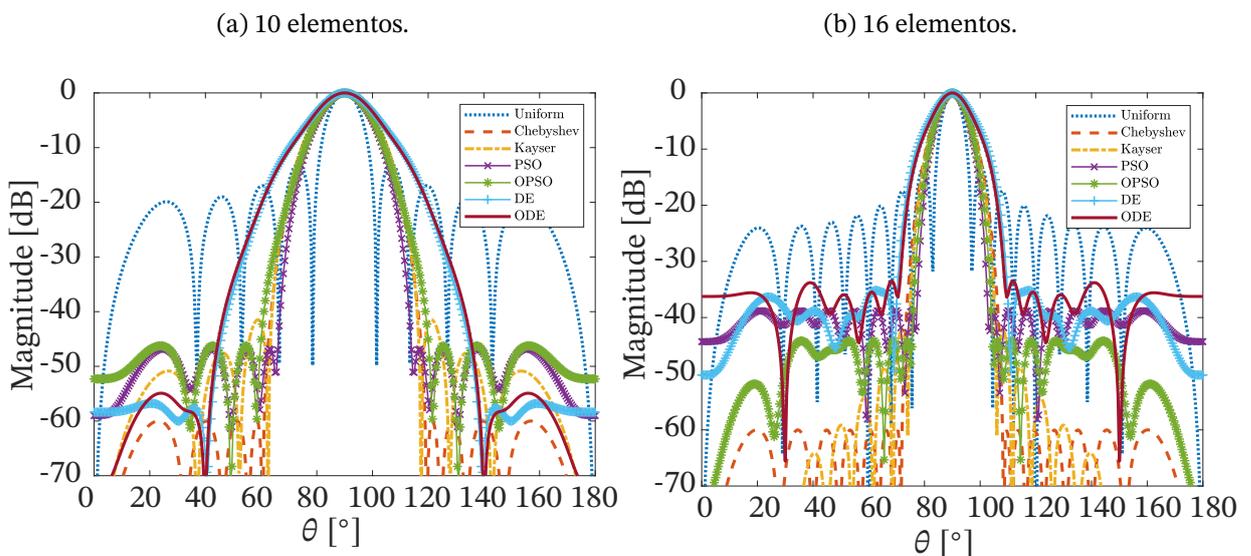


Tabela 18 – Resultados de desempenho dos algoritmos bioinspirados para os estudos de caso da matriz de 10 e 16 elementos.

Parâmetro	10 - elementos																				
	PSO			OPSO			DE			ODE			Uniforme	Dolph-Chebyshev		Kaiser					
Amplitude de excitação	0.100	0.335	0.715	0.100	0.257	0.561	0.100	0.495	1.239	0.103	0.474	1.180	1	1	1	1.000	4.262	10.319	0.020	0.157	0.425
$(a_0, \dots, a_{10})$	1.146	1.465	1.519	1.009	1.511	1.819	1.956	1.969	1.173	1.907	2.000	1.245	1	1	1	17.544	22.566	22.566	0.746	0.968	0.968
	1.287	0.868	0.440	1.721	1.230	0.623	0.371	0.155	0.189	0.426	0.183	0.201	1	1	1	17.544	10.319	4.262	0.746	0.425	0.157
	0.148			0.181			0.100			0.100			1			1.000			0.020		
Max. SLL [dB]	-46.78			-46.24			-54.78			-54.92			-12.97			-60.00			-41.47		
FNBW [graus]	49			63			98.5			99			23			58			54		
HPBW [graus]	15			16			19			19			10			17			17		
Diretividade [dB]	8.73			8.54			7.54			7.62			10			8.38			8.21		

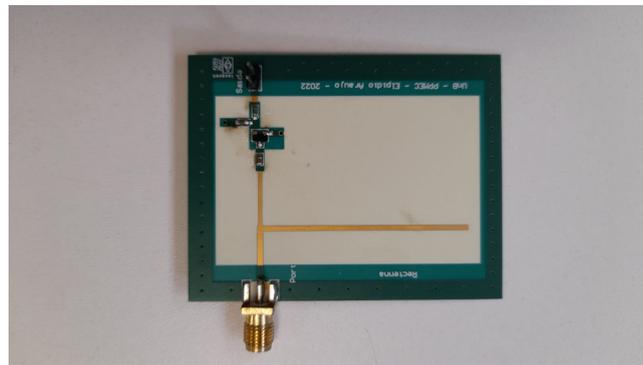
Parâmetro	16 - elementos																				
	PSO			OPSO			DE			ODE			Uniforme	Dolph-Chebyshev		Kaiser					
Amplitude de excitação	0.271	0.501	0.753	0.0677	0.186	0.372	0.100	0.378	0.890	0.117	0.408	1.040	1	1	1	1.000	3.276	7.571	0.020	0.086	0.201
$(a_0, \dots, a_{16})$	1.125	1.462	1.715	0.591	0.874	1.180	1.389	1.856	1.964	1.445	1.835	1.979	1	1	1	14.017	22.076	30.478	0.363	0.555	0.746
	2.000	2.000	2.000	1.417	1.580	1.635	1.851	1.462	0.888	1.792	1.410	0.970	1	1	1	37.508	41.525	41.525	0.901	0.988	0.988
	1.774	1.545	1.226	1.571	1.374	1.103	0.429	0.100	0.100	0.489	0.267	0.100	1	1	1	37.508	30.478	22.076	0.901	0.746	0.555
	0.865	0.593	0.332	0.833	0.521	0.294	0.100	0.100	0.100	0.100	0.100	0.100	1	1	1	14.017	7.571	3.276	0.363	0.201	0.086
	0.181			0.137			0.100			0.100						1.000			0.020		
Max. SLL [dB]	-38.77			-44.16			-35.16			-33.19			-13.15			-60.00			-41.96		
FNBW [graus]	27.5			30			42			39.5			14			37			32		
HPBW [graus]	9			10			12			12			6			11			10		
Diretividade [dB]	11.07			10.78			9.40			9.63			12			10.33			10.42		

# 7 Resultados

## 7.1 Sistema EH

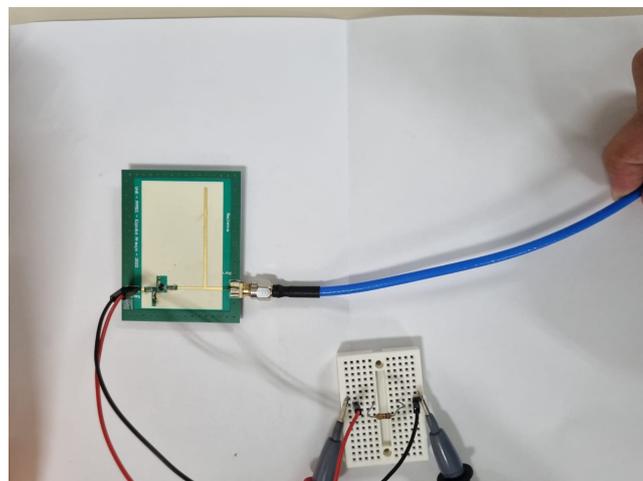
Com o intuito de validar as simulações e avaliar o projeto do Sistema EH, foi fabricado um protótipo do conversor RF-DC, o qual é mostrado na Figura 58.

Figura 58 – Imagem da vista superior da placa do Conversor RF-DC.



A Figura 59 apresenta o setup para as medições do conversor RF-DC. Foi utilizado um gerador de sinal Anritsu MG3710A conectado à placa para simular a potência de entrada. A perda de inserção dos cabos utilizados é de -0.73 dB. Foi introduzida uma carga de 1 k $\Omega$  e os valores de tensão e corrente foram medidos com um multímetro. O equipamento opera sinais até o valor de 17 dBm, portanto, foram realizadas medidas de 0 dBm a 17 dBm, a passos de 5 dBm, para uma frequência de 2.45 GHz.

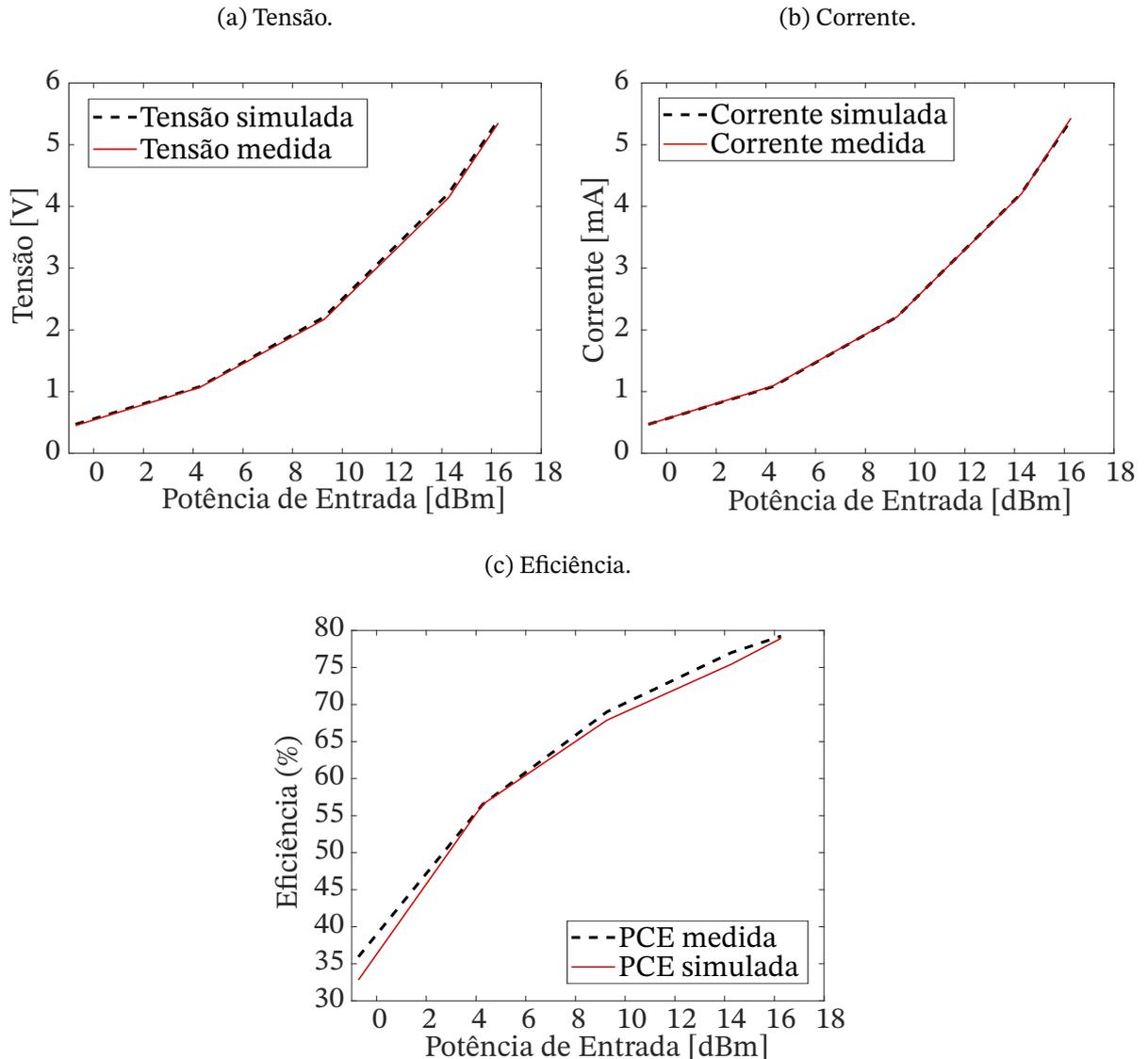
Figura 59 – Setup experimental para caracterização do conversor RF-DC.



A Figura 60 mostra a comparação dos valores medidos e simulados de tensão e corrente, nas quais já foram descontadas as perdas do cabo. Os valores medidos se aproximaram bastante dos simulados. A tensão alcançada, para a faixa de 10 dBm até 20 dBm, ficou entre

2.17 V e 5.35 V. A corrente para essa mesma faixa de potência variou entre 2.21 mA e 5.53 mA. Assim sendo, a potência para a faixa é de 9.27 mW até 16.27 mW. A Figura 60c mostra a eficiência de conversão, que alcançou valores de 67.89% até 78.94%.

Figura 60 – Comparativo dos resultados medidos e simulados do conversor RF-DC.



## 7.2 Sistema ID

### 7.2.1 Medição da placa do duplexador

O protótipo construído para a placa do duplexador é mostrado na Figura 61. Para realizar as medições dos parâmetros S do duplexador, foi utilizado um Analisador de Rede Vetorial (VNA) Keysight N9923A FieldFox Handheld com calibração SOLT. As perdas de inserção dos cabos corresponderam a -1.4 dB. A Figura 62 mostra a comparação entre os valores simulados para o duplexador e os que foram, de fato, medidos. Os valores medidos

para os filtros não levam em consideração as perdas dos cabos. O resultado evidencia um deslocamento de 30 MHz para a esquerda e uma alta perda de inserção. A menor perda de inserção no filtro *Uplink* foi de -12.27 dB a 2.375 GHz, já no filtro *Downlink*, a menor perda de inserção foi de -12.98 GHz a 2.45 GHz. O coeficiente de reflexão, para o filtro *Uplink*, foi menor que -15 dB, e, para o filtro *Downlink*, ficou abaixo de -10 dB. A Figura 63 apresenta o isolamento entre os filtros, que ficou abaixo de -50 dB.

Figura 61 – Imagem da vista superior da placa do duplexador.

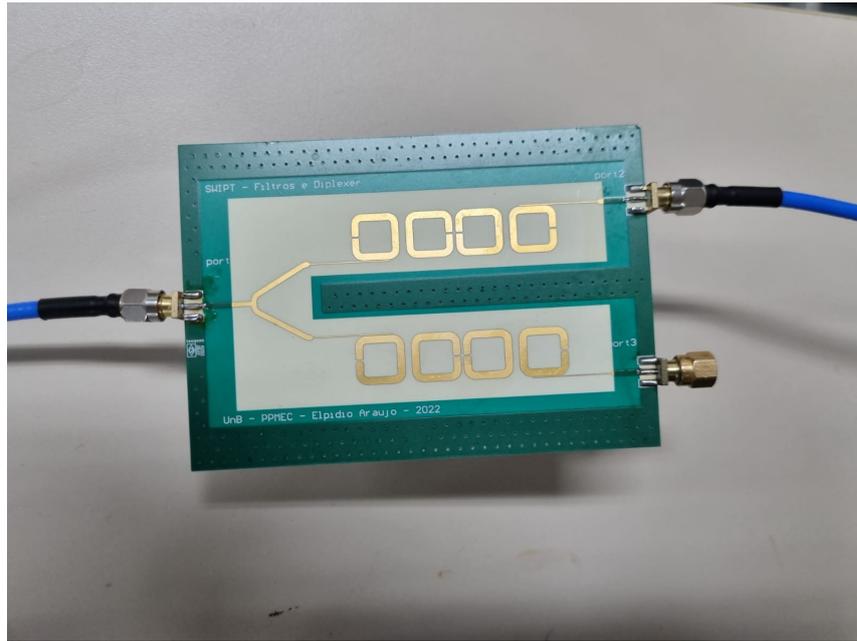


Figura 62 – Comparação gráfica entre valores simulados e valores medidos para o duplexer.

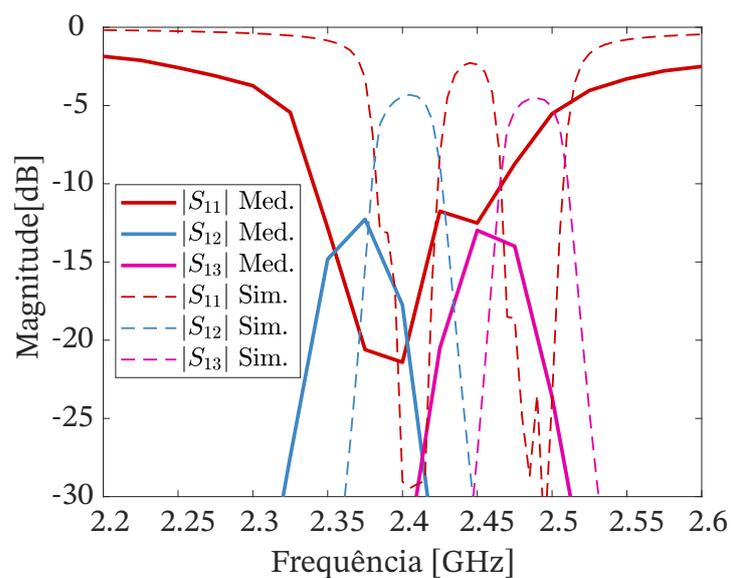
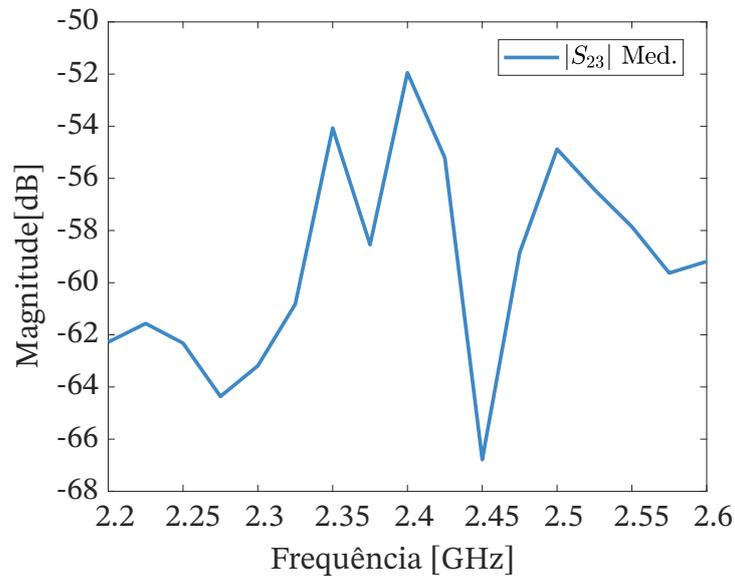


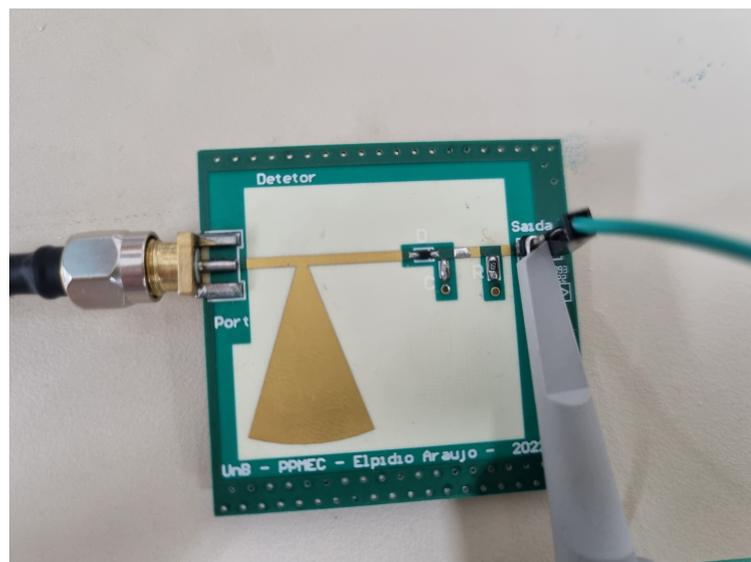
Figura 63 – Isolamento medido entre os dois filtros do duplexer.



### 7.2.2 Medição do Detector de envelope

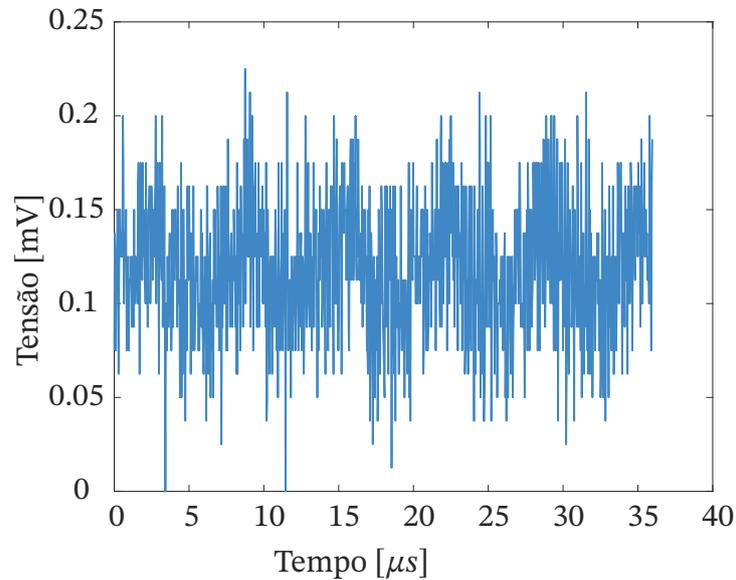
Para realizar as medições do detector de envelope, foi utilizado o gerador de sinal Anritsu MG3710A, disponível no laboratório. Ele opera com banda base mínima de 140 kHz. Foi utilizada uma modulação ASK com banda base de 150 kHz. A saída do circuito foi conectada a um osciloscópio Agilent de 1GHz. A frequência da portadora é 2.48 GHz e a potência de transmissão é de 0 dBm. A Figura 64 mostra como foram realizadas as medições.

Figura 64 – Setup de medição do detector de envelope.



A Figura 65 mostra os resultados das medições realizadas para a potência de 0 dBm. A tensão de pico  $V_{pp}$  foi de 225 mV e observou-se que a frequência de banda base dobrou na saída. Para a simulação, a uma potência de 10 dBm, o pico registrado foi de 355 mV.

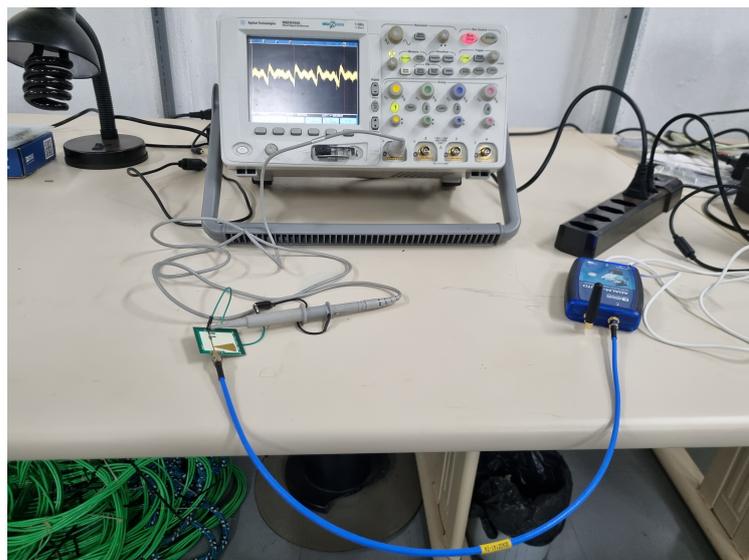
Figura 65 – Resultado da simulação do detector de envelope com potência de entrada de 0 dBm.



### 7.2.3 Testes de integração com a Pluto SDR

Foram realizados testes com o SDR Adalm Pluto, fabricado pela empresa Analog Devices, no lugar do gerador de sinal. Esse teste foi feito com o intuito de integrar as soluções presentes neste trabalho com o projeto apresentado em [13]. No que diz respeito ao setup, os parâmetros são os mesmos utilizados nos experimentos anteriores, porém a potência de transmissão aplicada foi de 7.5 dBm. A Figura 66 mostra o setup empregado nos experimentos. Neste experimento, também foi notado que a banda base teve a frequência dobrada.

Figura 66 – Setup para as medições utilizando a Pluto SDR.



## 7.3 Análise do Sistema SWIPT

Foi feita uma análise do sistema a partir dos resultados simulados e medidos em bancada, visando verificar a viabilidade e o desempenho dos protótipos construídos. A Tabela 19 mostra os dados de Link Budget para o Sistema ID e para o Sistema EH, nos quais as características do transmissor foram calculadas a partir da resolução da Anatel [64]. A distância utilizada para a análise foi de 1 m, a fim de viabilizar comparações com os trabalhos de [1, 79, 63, 39]. Os parâmetros do receptor levam em conta o desempenho medido do conversor RF-DC. As potências foram calculadas a partir das Equações 3.1 e 3.2. Para o arranjo de 4 conversores RF-DC, considerou-se a soma das potências, enquanto a potência líquida considera a potência dos conversores menos a energia consumida pela MSP430. Foi utilizada a média dos ganhos das antenas das portas 2 a 5, da Tabela 13, cujo valor é de 7.16 dBi.

Para o Sistema ID, foram adotados os mesmos procedimentos de cálculo usados para o Sistema EH. O ganho da antena de recepção e do arranjo de antenas é o da porta 1 da Tabela 13. A modulação utilizada foi a de 2-ASK. O ruído considerado foi o ruído térmico e o sinal corresponde à potência recebida. As análises assumiram o perfeito alinhamento entre as antenas.

Tabela 19 – Link Budget para o sistema, a partir dos resultados alcançados.

Sistema EH			
Parâmetros do Transmissor	Valor	Parâmetros do Receptor	Valor
# de Antenas TX	1	# de Antenas RX	4
Ganho unit. da Antena TX [dBi]	6	Ganho med. unit. da Antena RX [dBi]	7.16
Frequência Central [GHz]	2.45	Potência de recepção [dBm]	-3.9
Potência TX [dBm]	30	Eficiência de Conversão (%)	78.9
Distância [m]	2.2	Potência DC para 1 rectenna [mW]	0.32
FSPL [dB]	47.07	Potência DC para 4 rectennas [mW]	1.28
Sistema ID			
Parâmetros do Transmissor	Valor	Parâmetros do Receptor	Valor
# de Antenas TX	1	# de Antenas RX	1
Ganho unit. da Antena TX [dBi]	6	Ganho unit. da Antena RX [dBi]	10
Frequência Central [GHz]	2.45	Ganho do Arranjo [dBi]	12.55
Potência TX [dBm]	22.2	Modulação	ASK
Distância [m]	2.2	Sin [dB]	-40.83
FSPL [dB]	47.7	N [dB]	-149.41
-	-	SNR [dB]	108.58
-	-	Capacidade do canal (bps)	$3 \times 10^5$

Pela análise, é possível observar que, com quatro rectennas a uma distância de 2.2 m do transmissor, a solução permite fornecer 1.28 mW, que podem suprir a demanda de energia

instantânea. Para uma rectenna, viu-se que a distância que melhor atende a demanda é de 1.1 m.

Conforme apresentado no Capítulo 5, o consumo médio da MSP-EXP430FR2433 pelo *Energy Trace* foi de 1.22 mW para processar os dados. Em modo de baixo consumo, ela requer, aproximadamente,  $5 \mu W$ . Assumindo uma aplicação de monitoramento de estruturas mecânicas (pontes, barragens, dutos, etc) usando redes de sensores sem fio com suporte energético de uma bateria LG Smart IoT Sensor com capacidade de carga de 300 mAh (1.11 Wh) e realizando uma leitura e processamento de dois pacotes de dados por hora, a autonomia do sistema é estimada em, aproximadamente, 462.5 h. Por outro lado, nas condições deste trabalho, o tempo estimado de carga seria de 320.5 h.

A Tabela 20 mostra a comparação de desempenho entre os resultados alcançados neste trabalho e estudos correlatos sobre SWIPT reportados na literatura científica. Observa-se que o presente trabalho alcançou a maior eficiência de conversão de energia RF em DC para uma potência de entrada mais baixa. Comparado com o estudo de [1], que usa a mesma tecnologia de retificação e o mesmo diodo, o sistema proposto neste trabalho supera em quase 10% a eficiência. Em relação ao arranjo de antenas, o sistema apresentou um ganho de arranjo superior ao do trabalho de [79] e opera numa faixa de potência menor (de 0 dBm a 20 dBm). A taxa de dados alcançada foi de 7 kbps, sendo mais baixa que os estudos de [63] e [1], que utilizam a mesma modulação ASK. Este trabalho apresentou a maior quantidade de parâmetros comparáveis para um sistema SWIPT encontrado na literatura. A sensibilidade do projeto, sem considerar as perdas do filtro, é alta (0 dBm) devido à arquitetura composta exclusivamente por elementos passivos. Dentre os trabalhos correlatos usados para comparação, apenas [39] também utiliza unicamente elementos passivos, enquanto [1] usa LOs para demodular o sinal. Espera-se que, após a correção do filtro COLR, e operando no limite da eficiência do diodo do retificador, seja possível demodular sinais com níveis de potência menores que 0 dBm. De forma geral, a arquitetura proposta e a construção deste primeiro protótipo apresentaram resultados satisfatórios, sendo ainda possível realizar otimizações e melhorias nos diversos estágios, como será comentado na seção de trabalhos futuros do seguinte capítulo.

Tabela 20 – Comparação de resultados para diferentes estudos de arquitetura SWIPT.

Parâmetros	[79]	[1]	[63]	[39]	Este Trabalho
Ano	2019	2019	2021	2022	<b>2023</b>
Arquitetura	DP	PS	PS/TS	PS	<b>DP</b>
Frequência de Operação [MHz]	2580	900	5800	900	<b>2450</b>
Sensibilidade do sistema [dBm]	-	-7	-	-5	<b>0</b>
Distância	1	-	-	-	<b>2.2</b>
Protocolo	-	-	ACCP	-	-
Clock [MHz]	-	-	0.0032 - 2	0.0064	-
Modulação Downlink	QPSK	ASK/BPSK/PAPR	ASK	PAPR	<b>ASK</b>
Modulação Uplink	-	Retroespalhamento	Retroespalhamento	Retroespalhamento	-
Taxa de Dados [kbps]	-	1000 - 4000	8 - 500	8	<b>7</b>
BER	-	-	-	-	$10^{-3}$
Consumo	-	-	12.3 $\mu$ W	7.3 $\mu$ W	<b>1.22 mW</b>
Dispositivo	-	FPGA	ASIC	ASIC	<b>MCU</b>
Modelo	-	-	-	-	<b>MSP-EXP430FR2433</b>
Tecnologia WPT	Rectenna	Rectenna	Rectenna	Rectenna	<b>Rectenna</b>
Substrato	F-4B	RO4003C/RF35	-	-	<b>RO4350B/AD250C</b>
Tipo de Antena	Patch	-	-	-	<b>Patch</b>
Quantidade de Antenas	4	-	-	-	<b>4</b>
Diretividade de uma Antena [dB]	-	-	-	-	<b>10</b>
Diretividade do Arranjo de Antenas [dB]	-	-	-	-	<b>12.55</b>
Faixa de Potência [dBm]	6 a 26	-7 a 30	-	-	<b>0 a 20</b>
Potência de Pico [dBm]	26.9	20	-	-	<b>17</b>
Tecnologia Retificador	HSMS 2822	HSMS 2862	CMOS	CMOS	<b>HSMS2862</b>
Topologia Retificador	Dobrador de tensão	Dobrador de tensão	-	-	<b>Dobrador de tensão</b>
Eficiência	74.9% para 345 $\Omega$	69% para 300 $\Omega$	70%	69%	<b>78.89% para 1 k<math>\Omega</math></b>

## 8 Discussão e Conclusão

O sistema proposto neste trabalho é um receptor SWIPT baseado em uma arquitetura de duas polarizações, com um subsistema dedicado à transmissão de energia sem fio e outro à decodificação de dados. A solução proposta poderá ser utilizada em aplicações de rede de sensores sem fio nas quais o abastecimento energético pode ser constante ou não, em caso de não ser constante, não se faz necessária a troca de baterias. O custo total do protótipo foi de R\$ 4.183,00.

O Sistema EH proposto pode receber potências altas de entrada e apresentou, para o circuito fabricado, um pico de eficiência de conversão de energia de 78.9% a 17 dBm, com seus valores próximos aos resultados de simulação, o que demonstra boa relação de eficiência entre o projeto e o protótipo. O arranjo de rectennas proposto possibilita que o sistema trabalhe a distância maiores e garante que, caso ocorra alguma falha em um dos conversores, os demais possam suprir energia.

No Sistema ID, cujos blocos foram projetados separadamente, os valores medidos do duplexador fabricado apresentaram discrepâncias em relação aos valores simulados. Por se tratar de uma arquitetura contendo filtros bastante sensíveis, essas discrepâncias podem ter se manifestado em decorrência de defeitos de fabricação ou por falha do dielétrico, como, por exemplo, variação de altura. Faz-se necessário realizar investigações mais aprofundadas, caso a intenção seja aprimorar este trabalho em futuras versões.

No projeto do detector de envelope, foi utilizado um resistor de 1 M $\Omega$  no intuito de que a maior parte da corrente passe para a carga, porém o capacitor encontrado foi de 1 pF o que resultou em um chaveamento rápido fazendo com que o retificador tivesse um ripple elevado, assim em trabalhos futuros poderia colocar capacitores com valores maiores, além disso devido às limitações dos equipamentos disponíveis, para testar a demodulação do sinal, o detector de envelope foi caracterizado na frequência de corte de 150 kHz. Mesmo assim, ao executar as simulações na frequência de corte, foi possível observar que o desempenho obtido aproximou-se bastante daquele apresentado pelo circuito simulado. Também foram realizados testes com a placa Pluto, com intuito de avaliar a viabilidade de futuras integrações entre a solução proposta e outros trabalhos.

Para processar o sinal, foram otimizados os códigos da MSP430, de modo que se conseguisse o menor consumo energético possível. Os resultados mostram que é possível decodificar uma mensagem de modulação ASK com um SNR de 13 dB e uma taxa de dados de 7 kbps e um BER de  $10^{-3}$ , o que demonstra robustez do sistema mesmo considerando a arquitetura enxuta do SWIPT.

O arranjo de antenas  $1 \times 4$  permite a transmissão simultânea de dados e energia,

garantindo o isolamento de ambos os sistemas. O projeto de antenas foi executado apenas em ambiente de simulação e apresentou o valor de ganho de 12.55 dBi para o arranjo na polarização vertical. Na polarização horizontal, o valor médio de ganho em cada antena foi de 7.16 dBi. O algoritmo OPSO é uma solução promissora para melhorar o arranjo de antenas e seu desempenho mostrou-se tão bom quanto janelamentos clássicos.

Os estudos de SWIPT ainda são recentes e poucas arquiteturas foram desenvolvidas, sendo essa uma das primeiras na área. A arquitetura proposta por este trabalho se mostrou viável e robusta, com uma boa eficiência energética alcançada pela eliminação de LOs e *mixers* e com uma taxa de comunicação ideal para aplicações que façam uso de sensores como monitoramento de estruturas mecânicas, ambientes de difícil e agricultura de precisão. Em comparação com outros estudos, a arquitetura DP desse trabalho se mostra promissora e apta a otimizações e melhorias em trabalhos futuros.

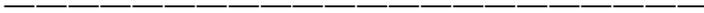
## 8.1 Trabalhos Futuros

Alguns trabalhos futuros propostos, em ordem de prioridade, são os seguintes: (a) Projeto de uma segunda versão do duplexador com filtros que apresentem menores perdas de inserção, possibilitando que o sistema opere com menos energia e a maiores distâncias; (b) Incorporar um LDO (*Low-Dropout Voltage Regulator*) e uma bateria de Ion-Li permitirá realizar testes integrados do Sistema EH com o Sistema ID; (c) A otimização e a prototipagem das antenas projetadas, buscando aumentar o ganho; (d) O desenvolvimento do sistema de comunicação do transceptor SWIPT com a BS e, adicionalmente, a integração das partes, possibilitando testes mais robustos.

Além desses trabalhos futuros, são listadas outras tarefas a seguir:

- Implementar sistema ID aplicando outras modulações, como PAPR e FSK, para melhorar o desempenho;
- Projetar um Sistema ID adaptativo para diversas modulações e níveis de energia;
- Realizar estudo comparativo de microcontroladores e FPGAs para o uso em SWIPT;
- Melhorar a estimativa do consumo energético do demodulador ASK a partir de medições em bancada;
- Projetar os blocos de comunicação com a estação base;
- Projetar o Hardware para a estação base;
- Implementar e adaptar o protocolo simulado por [13];

- Projetar e prototipar arranjo de antenas a partir dos dados obtidos pelos algoritmos bioinspirados;
- Utilizar algoritmos bioinspirados para projetar arranjo de antenas em 2D;
- Utilizar antenas holográficas na estação base para melhoria do Sistema SWIPT;
- Projetar Rectennas reconfiguráveis para otimizar a captura de energia.



## Referências

- [1] H. Abbasizadeh, S. Y. Kim, B. Samadpoor Rikan, A. Hejazi, D. Khan, Y. G. Pu, K. C. Hwang, Y. Yang, D. I. Kim e K.-Y. Lee. “Design of a 900 MHz dual-mode SWIPT for low-power IoT devices”. Em: *Sensors* 19.21 (2019), p. 4676 (ver pp. 22, 23, 39–41, 45, 91–93).
- [2] M. Agiwal, A. Roy e N. Saxena. “Next Generation 5G Wireless Networks: A Comprehensive Survey”. Em: *IEEE Communications Surveys Tutorials* 18.3 (2016), pp. 1617–1655. DOI: [10.1109/COMST.2016.2532458](https://doi.org/10.1109/COMST.2016.2532458) (ver pp. 21, 22, 37).
- [3] C. A. Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2015 (ver p. 25).
- [4] S. Bi, C. K. Ho e R. Zhang. “Wireless powered communication: Opportunities and challenges”. Em: *IEEE Communications Magazine* 53.4 (2015), pp. 117–125 (ver p. 37).
- [5] E. C. D. A. Bisneto, M. B. A. De Brito, S. R. Rondineau e D. M. Muñoz. “Comparison of evolutionary algorithms for synthesis of linear array of antennas with minimal level of sidelobe”. Em: *2022 IEEE Congress on Evolutionary Computation (CEC)*. 2022, pp. 1–7. DOI: [10.1109/CEC55065.2022.9870362](https://doi.org/10.1109/CEC55065.2022.9870362) (ver pp. 24, 28).
- [6] A. D. Boursianis, M. S. Papadopoulou, M. Salucci, A. Polo, P. Sarigiannidis, K. Psannis, S. Mirjalili, S. Koulouridis e S. K. Goudos. “Emerging swarm intelligence algorithms and their applications in antenna design: The GWO, WOA, and SSA optimizers”. Em: *Applied Sciences* 11.18 (2021), p. 8330 (ver p. 34).
- [7] W. C. Brown. “The history of power transmission by radio waves”. Em: *IEEE Transactions on microwave theory and techniques* 32.9 (1984), pp. 1230–1242 (ver p. 21).
- [8] Q. Chen, Y. Liu, G. Liu, Q. Yang, X. Shi, H. Gao, L. Su e Q. Li. “Harvest energy from the water: A self-sustained wireless water quality sensing system”. Em: *ACM Transactions on Embedded Computing Systems (TECS)* 17.1 (2017), pp. 1–24 (ver p. 22).
- [9] S. Claessens. “Simultaneous Wireless Information and Power Transfer without Local Oscillator”. Tese de dout. Leuven, Belgium: KU Leuven, 9 de out. de 2020. URL: <https://lirias.kuleuven.be/3128491> (ver pp. 23, 37, 38, 40, 41, 45).
- [10] S. Claessens, N. Pan, D. Schreurs e S. Pollin. “Multitone FSK Modulation for SWIPT”. Em: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 67.5 (2019), pp. 1665–1674. DOI: [10.1109/TMTT.2019.2908645](https://doi.org/10.1109/TMTT.2019.2908645) (ver pp. 39, 41).
- [11] S. Dasdag, M. Taş, M. Z. Akdag e K. Yegin. “Effect of long-term exposure of 2.4 GHz radiofrequency radiation emitted from Wi-Fi equipment on testes functions”. Em: *Electromagnetic biology and medicine* 34.1 (2015), pp. 37–42 (ver p. 21).
- [12] L. Davis. “Handbook of genetic algorithms”. Em: (1991) (ver p. 34).

- 
- [13] M. B. De Brito. “Simulação do Protocolo MAC ALOHA NOMA Aplicado a Rede de Sensores IoT com Tecnologia SWIPT Integrada”. Trabalho de Conclusão de Curso. Universidade de Brasília, 2023 (ver pp. 40, 90, 95).
- [14] X. Di, K. Xiong, P. Fan e H.-C. Yang. “Simultaneous wireless information and power transfer in cooperative relay networks with rateless codes”. Em: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 66.4 (2016), pp. 2981–2996 (ver p. 40).
- [15] A. Durmus, R. Kurban e E. Karakose. “A comparison of swarm-based optimization algorithms in linear antenna array synthesis”. Em: *Journal of Computational Electronics* 20.4 (2021), pp. 1520–1531 (ver p. 34).
- [16] *Electromagnetic compatibility and radio spectrum matters (ERM); wideband transmission systems; data transmission equipment operating in the 2,4 GHz ISM band and using wide band modulation techniques; harmonized en covering the essential requirements of article 3.2 of the r&tte directive*. Accessed on: 2023-04-12. URL: [https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_en/300300\\_300399/300328/01.09.01\\_60/en\\_300328v010901p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300300_300399/300328/01.09.01_60/en_300328v010901p.pdf) (ver p. 22).
- [17] M. Ergezer, D. Simon e D. Du. “Oppositional biogeography-based optimization”. Em: *2009 IEEE international conference on systems, man and cybernetics*. IEEE. 2009, pp. 1009–1014 (ver p. 37).
- [18] *Free use of radio*. Accessed on: 2023-04-12. URL: <https://www.bipt.be/consumers/free-use-of-radio> (ver p. 22).
- [19] F. Giannini, R. Sorrentino e J. Vrba. “Planar Circuit Analysis of Microstrip Radial Stub (Short Paper)”. Em: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 32.12 (1984), pp. 1652–1655. DOI: [10.1109/TMTT.1984.1132907](https://doi.org/10.1109/TMTT.1984.1132907) (ver p. 64).
- [20] S. K. Goudos. *Emerging Evolutionary Algorithms for Antennas and Wireless Communications*. IET, 2021 (ver p. 34).
- [21] S. K. Goudos, K. A. Gotsis, K. Siakavara, E. E. Vafiadis e J. N. Sahalos. “A multi-objective approach to subarrayed linear antenna arrays design based on memetic differential evolution”. Em: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 61.6 (2013), pp. 3042–3052 (ver p. 35).
- [22] N. S. Grewal, M. Rattan e M. S. Patterh. “Antenna array pattern failure correction using differential evolution algorithm”. Em: *2013 IEEE International Conference on Signal Processing, Computing and Control (ISPCC)*. IEEE. 2013, pp. 1–5 (ver p. 35).
- [23] R. W. Habash, J. M. Elwood, D. Krewski, W. G. Lotz, J. P. McNamee e F. S. Prato. “Recent advances in research on radiofrequency fields and health: 2004–2007”. Em: *Journal of Toxicology and Environmental Health, Part B* 12.4 (2009), pp. 250–288 (ver p. 21).

- 
- [24] J.-S. G. Hong e M. J. Lancaster. *Microstrip filters for RF/microwave applications*. John Wiley & Sons, 2004 (ver pp. 32, 33).
- [25] J.-S. Hong e M. Lancaster. “Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters”. Em: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 44.11 (1996), pp. 2099–2109. DOI: [10.1109/22.543968](https://doi.org/10.1109/22.543968) (ver p. 33).
- [26] M. A. Hossain, R. Md Noor, K.-L. A. Yau, I. Ahmedy e S. S. Anjum. “A Survey on Simultaneous Wireless Information and Power Transfer With Cooperative Relay and Future Challenges”. Em: *IEEE Access* 7 (2019), pp. 19166–19198. DOI: [10.1109/ACCESS.2019.2895645](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2895645) (ver pp. 21, 37, 40).
- [27] L. Hou e S. Tan. “A preliminary study of thermal energy harvesting for industrial wireless sensor networks”. Em: *2016 10th International Conference on Sensing Technology (ICST)*. 2016, pp. 1–5. DOI: [10.1109/ICSensT.2016.7796283](https://doi.org/10.1109/ICSensT.2016.7796283) (ver p. 21).
- [28] “IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas”. Em: *IEEE No 145-1973* (1973), pp. 1–18. DOI: [10.1109/IEEESTD.1973.7366738](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.1973.7366738) (ver p. 25).
- [29] T. Ikeuchi e Y. Kawahara. “Signal Detection Method Based on Peak to Average Ratio for Frequency Shift Multitone SWIPT System”. Em: *2020 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. IEEE. 2020, pp. 119–122 (ver p. 39).
- [30] *IPC-6018: Qualification and Performance Specification of High Frequency (Microwave) Printed Boards*. Bannockburn, IL: Association Connecting Electronics Industries (IPC), 2010 (ver p. 47).
- [31] H. Jayakumar, K. Lee, W. S. Lee, A. Raha, Y. Kim e V. Raghunathan. “Powering the Internet of Things”. Em: *2014 IEEE/ACM International Symposium on Low Power Electronics and Design (ISLPED)*. 2014, pp. 375–380. DOI: [10.1145/2627369.2631644](https://doi.org/10.1145/2627369.2631644) (ver p. 21).
- [32] O. Johansson. “Disturbance of the immune system by electromagnetic fields—A potentially underlying cause for cellular damage and tissue repair reduction which could lead to disease and impairment”. Em: *Pathophysiology* 16.2-3 (2009), pp. 157–177 (ver p. 21).
- [33] J. Kennedy e R. Eberhart. “Particle swarm optimization”. Em: *Proceedings of ICNN’95 - International Conference on Neural Networks*. Vol. 4. 1995, 1942–1948 vol.4. DOI: [10.1109/ICNN.1995.488968](https://doi.org/10.1109/ICNN.1995.488968) (ver p. 34).
- [34] A. A. Khuwaja, Y. Chen, N. Zhao, M.-S. Alouini e P. Dobbins. “A survey of channel modeling for UAV communications”. Em: *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 20.4 (2018), pp. 2804–2821 (ver p. 22).
- [35] J. Kim e J.-W. Lee. “Energy adaptive MAC protocol for wireless sensor networks with RF energy transfer”. Em: *2011 Third International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*. IEEE. 2011, pp. 89–94 (ver p. 40).

- 
- [36] P. Kim e L. Huh. *Kalman filter for beginners: with MATLAB examples*. Vol. 4. CreateSpace Scotts Valley, CA, USA, 2011 (ver p. 66).
- [37] I. Krikidis, S. Sasaki, S. Timotheou e Z. Ding. “A low complexity antenna switching for joint wireless information and energy transfer in MIMO relay channels”. Em: *IEEE Transactions on Communications* 62.5 (2014), pp. 1577–1587 (ver p. 37).
- [38] I. Krikidis, S. Timotheou, S. Nikolaou, G. Zheng, D. W. K. Ng e R. Schober. “Simultaneous wireless information and power transfer in modern communication systems”. Em: *IEEE Communications Magazine* 52.11 (2014), pp. 104–110 (ver pp. 21, 37).
- [39] P. Kumar, M. R. U. Rehman, D. Khan, I. Ali, Y.-G. Pu, Y. Jung, H. Huh, S. Kim, J.-M. Yoo, J. T. Kim et al. “A Design of Peak to Average Power Ratio Based SWIPT System in 180 nm CMOS Process for IoT Sensor Applications”. Em: *IEEE Access* 10 (2022), pp. 42897–42907 (ver pp. 23, 39, 41, 91–93).
- [40] B. P. LATHI e Z. Ding. “Sistemas de comunicações analógicos e digitais modernos”. Em: *LTC, Rio de Janeiro* (2012) (ver p. 39).
- [41] B. P. Lathi e R. A. Green. *Linear systems and signals*. Vol. 2. Oxford University Press New York, 2005 (ver p. 39).
- [42] X. Li e K. M. Luk. “The grey wolf optimizer and its applications in electromagnetics”. Em: *IEEE transactions on antennas and propagation* 68.3 (2019), pp. 2186–2197 (ver p. 34).
- [43] Y. Liu, X. Ma, L. Shu, G. P. Hancke e A. M. Abu-Mahfouz. “From Industry 4.0 to Agriculture 4.0: Current Status, Enabling Technologies, and Research Challenges”. Em: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 17.6 (2021), pp. 4322–4334. DOI: [10.1109/TII.2020.3003910](https://doi.org/10.1109/TII.2020.3003910) (ver p. 22).
- [44] W. Lu, P. Si, G. Huang, H. Han, L. Qian, N. Zhao e Y. Gong. “SWIPT Cooperative Spectrum Sharing for 6G-Enabled Cognitive IoT Network”. Em: *IEEE Internet of Things Journal* 8.20 (2021), pp. 15070–15080. DOI: [10.1109/JIOT.2020.3026730](https://doi.org/10.1109/JIOT.2020.3026730) (ver p. 22).
- [45] W. Lu, X. Xu, G. Huang, B. Li, Y. Wu, N. Zhao e F. R. Yu. “Energy Efficiency Optimization in SWIPT Enabled WSNs for Smart Agriculture”. Em: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 17.6 (2021), pp. 4335–4344. DOI: [10.1109/TII.2020.2996672](https://doi.org/10.1109/TII.2020.2996672) (ver p. 22).
- [46] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim e Z. Han. “Wireless networks with RF energy harvesting: A contemporary survey”. Em: *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 17.2 (2014), pp. 757–789 (ver p. 37).
- [47] M. T. Mamaghani e Y. Hong. “On the performance of low-altitude UAV-enabled secure AF relaying with cooperative jamming and SWIPT”. Em: *IEEE Access* 7 (2019), pp. 153060–153073 (ver p. 22).

- 
- [48] S. Mandal, R. Ghatak e G. Mahanti. “Minimization of side lobe level and side band radiation of a uniformly excited time modulated linear antenna array by using artificial bee colony algorithm”. Em: *2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*. IEEE. 2011, pp. 247–250 (ver p. 34).
- [49] A. A. Nasir, X. Zhou, S. Durrani e R. A. Kennedy. “Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing”. Em: *IEEE Transactions on Wireless Communications* 12.7 (2013), pp. 3622–3636 (ver p. 40).
- [50] S. J. Orfanidis. “Electromagnetic waves and antennas”. Em: (2002) (ver p. 27).
- [51] S. Özyurt, A. F. Coşkun, S. Büyükçorak, G. Karabulut Kurt e O. Kucur. “A Survey on Multiuser SWIPT Communications for 5G+”. Em: *IEEE Access* 10 (2022), pp. 109814–109849. DOI: [10.1109/ACCESS.2022.3212774](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3212774) (ver pp. 21, 22).
- [52] T. Paing, J. Shin, R. Zane e Z. Popovic. “Resistor Emulation Approach to Low-Power RF Energy Harvesting”. Em: *IEEE Transactions on Power Electronics* 23.3 (2008), pp. 1494–1501. DOI: [10.1109/TPEL.2008.921167](https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.921167) (ver p. 21).
- [53] N. Pan. “Realistic Simultaneous Wireless and Information Transfer”. Tese de dout. Leuven, Belgium: KU Leuven, 8 de nov. de 2018 (ver pp. 23, 37, 41).
- [54] N. Pan, D. Belo, M. Rajabi, D. Schreurs, N. B. Carvalho e S. Pollin. “Bandwidth analysis of RF-DC converters under multisine excitation”. Em: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 66.2 (2017), pp. 791–802 (ver pp. 23, 39).
- [55] G. Paolini, Y. Murillo, S. Claessens, D. Masotti, S. Pollin, A. Costanzo e D. Schreurs. “RF Energy Harvesting from GFSK-Modulated BLE Signals”. Em: *2021 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNeT)*. 2021, pp. 27–29. DOI: [10.1109/WiSNeT51848.2021.9413780](https://doi.org/10.1109/WiSNeT51848.2021.9413780) (ver p. 42).
- [56] T. D. Ponnimbaduge Perera, D. N. K. Jayakody, S. K. Sharma, S. Chatzinotas e J. Li. “Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT): Recent Advances and Future Challenges”. Em: *IEEE Communications Surveys Tutorials* 20.1 (2018), pp. 264–302. DOI: [10.1109/COMST.2017.2783901](https://doi.org/10.1109/COMST.2017.2783901) (ver pp. 21, 22, 37).
- [57] D. M. Pozar. *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2011 (ver pp. 29, 30).
- [58] S. U. Rahman, Q. CAO, M. M. Ahmed e H. Khalil. “Analysis of linear antenna array for minimum side lobe level, half power beamwidth, and nulls control using PSO”. Em: *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications* 16 (2017), pp. 577–591 (ver p. 34).
- [59] S. Rahnamayan, H. R. Tizhoosh e M. M. Salama. “Opposition-based differential evolution”. Em: *IEEE Transactions on Evolutionary computation* 12.1 (2008), pp. 64–79 (ver p. 36).

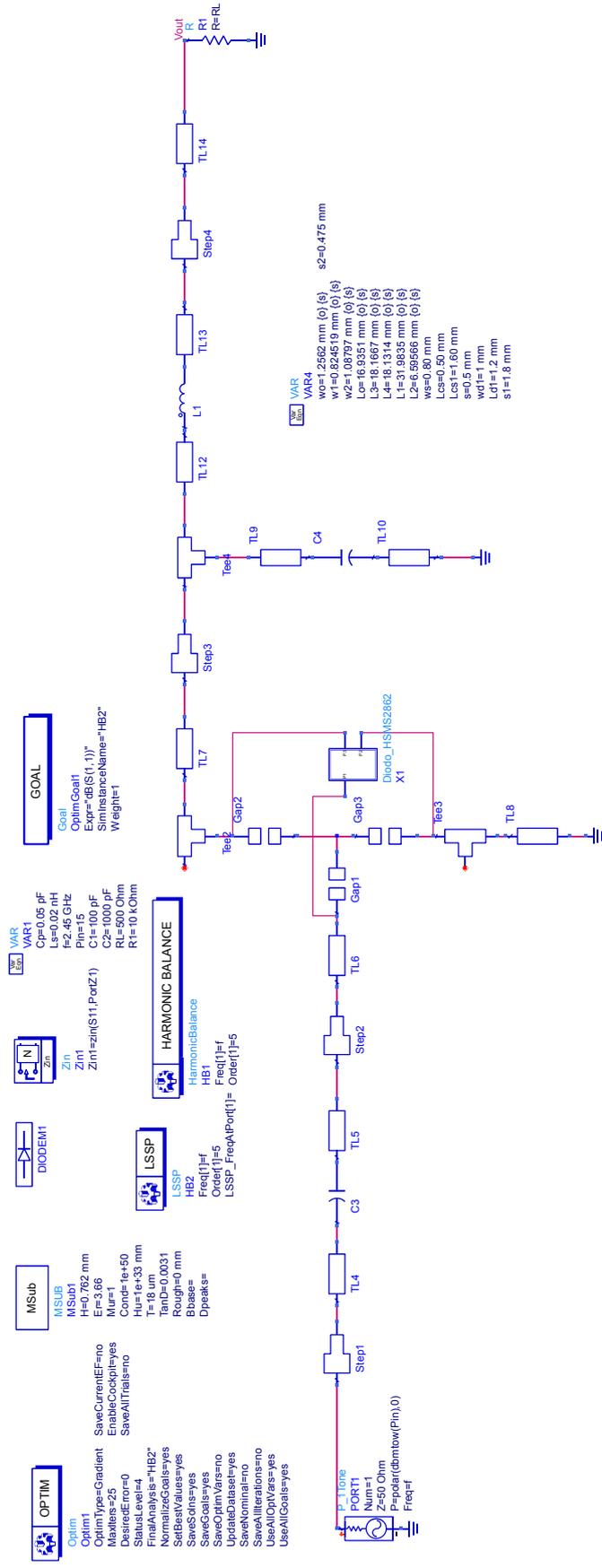
- 
- [60] M. Rajabi, N. Pan, S. Claessens, S. Pollin e D. Schreurs. “Modulation techniques for simultaneous wireless information and power transfer with an integrated rectifier receiver”. Em: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 66.5 (2018), pp. 2373–2385 (ver pp. 37, 38, 41).
- [61] M. Rajabi, S. Pollin e D. Schreurs. “Hybrid rectifier-receiver node”. Em: *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*. 2017, pp. 1038–1041. DOI: [10.1109/MWSYM.2017.8058769](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2017.8058769) (ver p. 42).
- [62] M. V. Reddy, K. S. Hemanth e C. V. Mohan. “Microwave power transmission—a next generation power transmission system”. Em: *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE)* 4.5 (2013), pp. 24–28 (ver p. 21).
- [63] M. R. U. Rehman, I. Ali, D. Khan, M. Asif, P. Kumar, S. J. Oh, Y. G. Pu, S.-S. Yoo, K. C. Hwang, Y. Yang et al. “A design of adaptive control and communication protocol for SWIPT system in 180 nm CMOS process for sensor applications”. Em: *Sensors* 21.3 (2021), p. 848 (ver pp. 23, 39–41, 91–93).
- [64] *Resolução nº 680, de 27 de junho de 2017*. Accessed on: 2023-04-12. URL: <https://informacoes.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2017/936-resolucao-680> (ver pp. 22, 43, 91).
- [65] C. RICHARD e E. JOHNSON. *Antenna engineering handbook*. MCGRAW-HILL, Incorporated, 1993 (ver p. 25).
- [66] M. P. Santana, E. V. Barbosa e S. R. Rondineau. “Design of Ku-Band Filters and Diplexer for a Heterodyne Transceiver Using Coupled Open-Loop Resonator Cells”. Em: *2020 Workshop on Communication Networks and Power Systems (WCNPS)*. 2020, pp. 1–6. DOI: [10.1109/WCNPS50723.2020.9263749](https://doi.org/10.1109/WCNPS50723.2020.9263749) (ver p. 33).
- [67] S. Shin, J. Shin, B. Song, S. Lee, Y. Kim, G. Jung e S. Jeon. “Wireless power transfer system for high power application and a method of segmentation”. Em: *2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT)*. IEEE. 2013, pp. 76–78 (ver p. 21).
- [68] R. Storn e K. Price. “Differential evolution—a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces”. Em: *Journal of global optimization* 11.4 (1997), p. 341 (ver p. 35).
- [69] N. Tesla. *Apparatus for transmission of electrical energy*. US Patent 649,621. Mai. de 1900 (ver p. 21).
- [70] Texas Instruments. *EnergyTrace*. <https://www.ti.com/tool/ENERGYTRACE>. Acessado em 13 de julho de 2023. 2023 (ver p. 72).
- [71] J. L. Volakis. *Antenna engineering handbook*. McGraw-Hill Education, 2007 (ver pp. 25, 29).
- [72] *WLAN EU compliance information*. Accessed on: 2023-04-12. URL: [https://documentation.meraki.com/MR/Radio\\_Settings/EU\\_Compliance\\_Information](https://documentation.meraki.com/MR/Radio_Settings/EU_Compliance_Information) (ver p. 22).

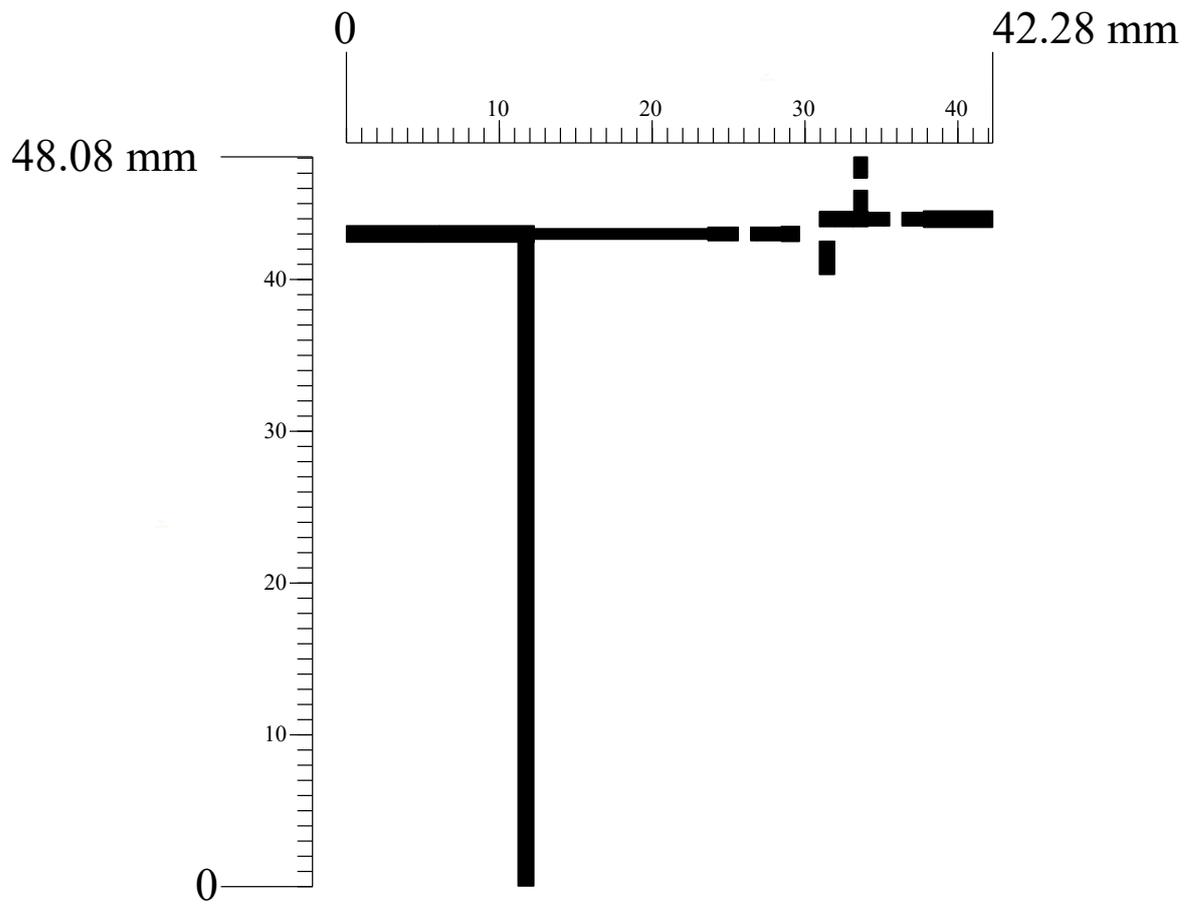
- 
- [73] D. H. Wolpert e W. G. Macready. “No free lunch theorems for optimization”. Em: *IEEE transactions on evolutionary computation* 1.1 (1997), pp. 67–82 (ver p. 34).
- [74] Q. Wu, G. Y. Li, W. Chen, D. W. K. Ng e R. Schober. “An Overview of Sustainable Green 5G Networks”. Em: *IEEE Wireless Communications* 24.4 (2017), pp. 72–80. DOI: [10.1109/MWC.2017.1600343](https://doi.org/10.1109/MWC.2017.1600343) (ver p. 21).
- [75] S. Yin, Y. Zhao e L. Li. “UAV-assisted Cooperative Communications with Power-splitting SWIPT”. Em: *2018 IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS)*. IEEE. 2018, pp. 162–167 (ver p. 22).
- [76] C. Zhang, W. Ahn, Y. Zhang e B. R. Childers. “Live code update for IoT devices in energy harvesting environments”. Em: *2016 5th Non-Volatile Memory Systems and Applications Symposium (NVMSA)*. 2016, pp. 1–6. DOI: [10.1109/NVMSA.2016.7547182](https://doi.org/10.1109/NVMSA.2016.7547182) (ver p. 21).
- [77] X. Zhang, X. Zhang e L. Han. “An energy efficient Internet of Things network using restart artificial bee colony and wireless power transfer”. Em: *IEEE Access* 7 (2019), pp. 12686–12695 (ver p. 34).
- [78] X. Zhou, R. Zhang e C. K. Ho. “Wireless information and power transfer: Architecture design and rate-energy tradeoff”. Em: *IEEE Transactions on communications* 61.11 (2013), pp. 4754–4767 (ver p. 37).
- [79] G.-L. Zhu, J.-X. Du, X.-X. Yang, Y.-G. Zhou e S. Gao. “Dual-polarized communication rectenna array for simultaneous wireless information and power transmission”. Em: *IEEE Access* 7 (2019), pp. 141978–141986 (ver pp. 38, 40, 41, 91–93).

# Anexos

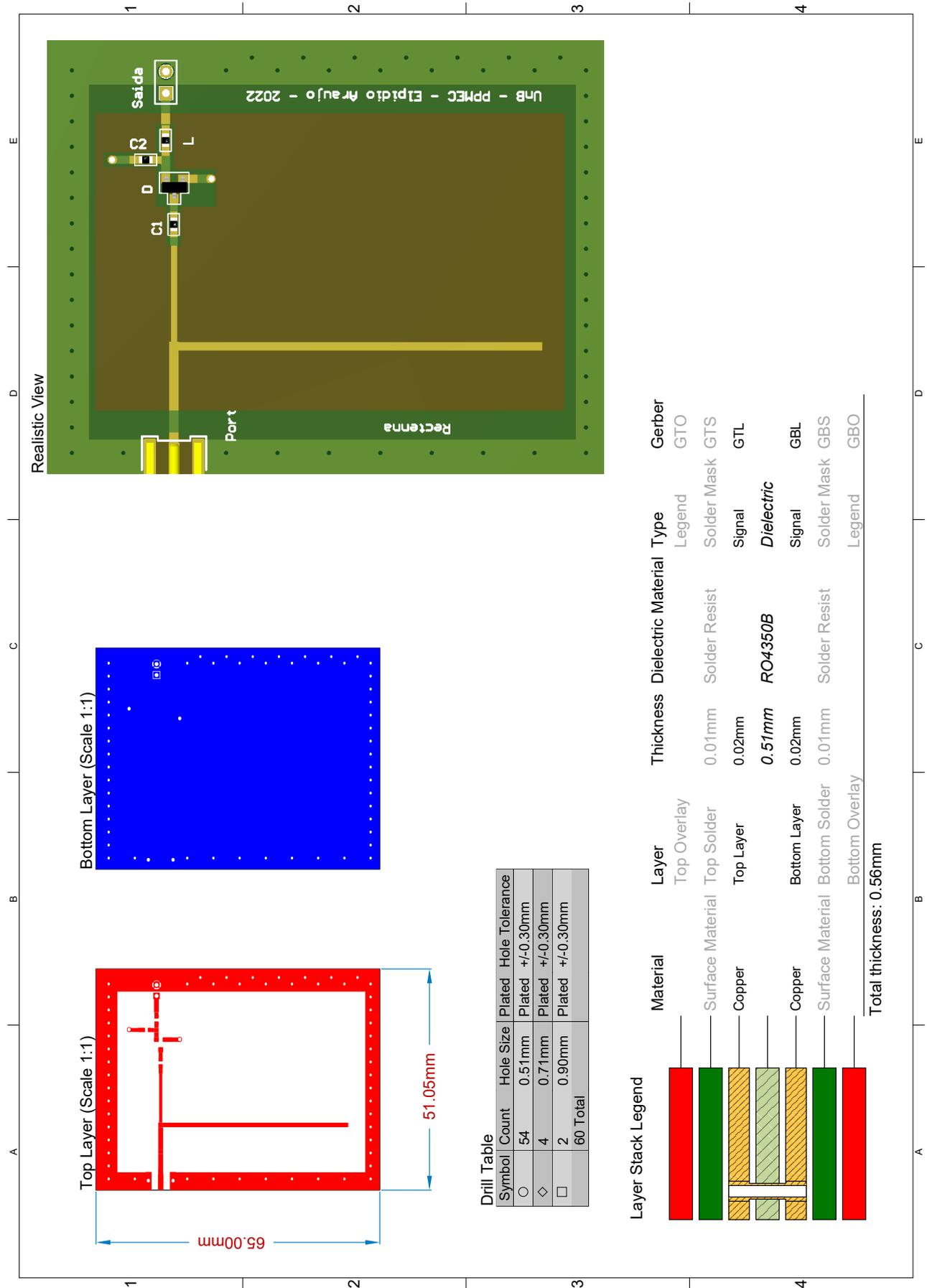
# **ANEXO A – Sistema EH**

# A.1 Esquemático





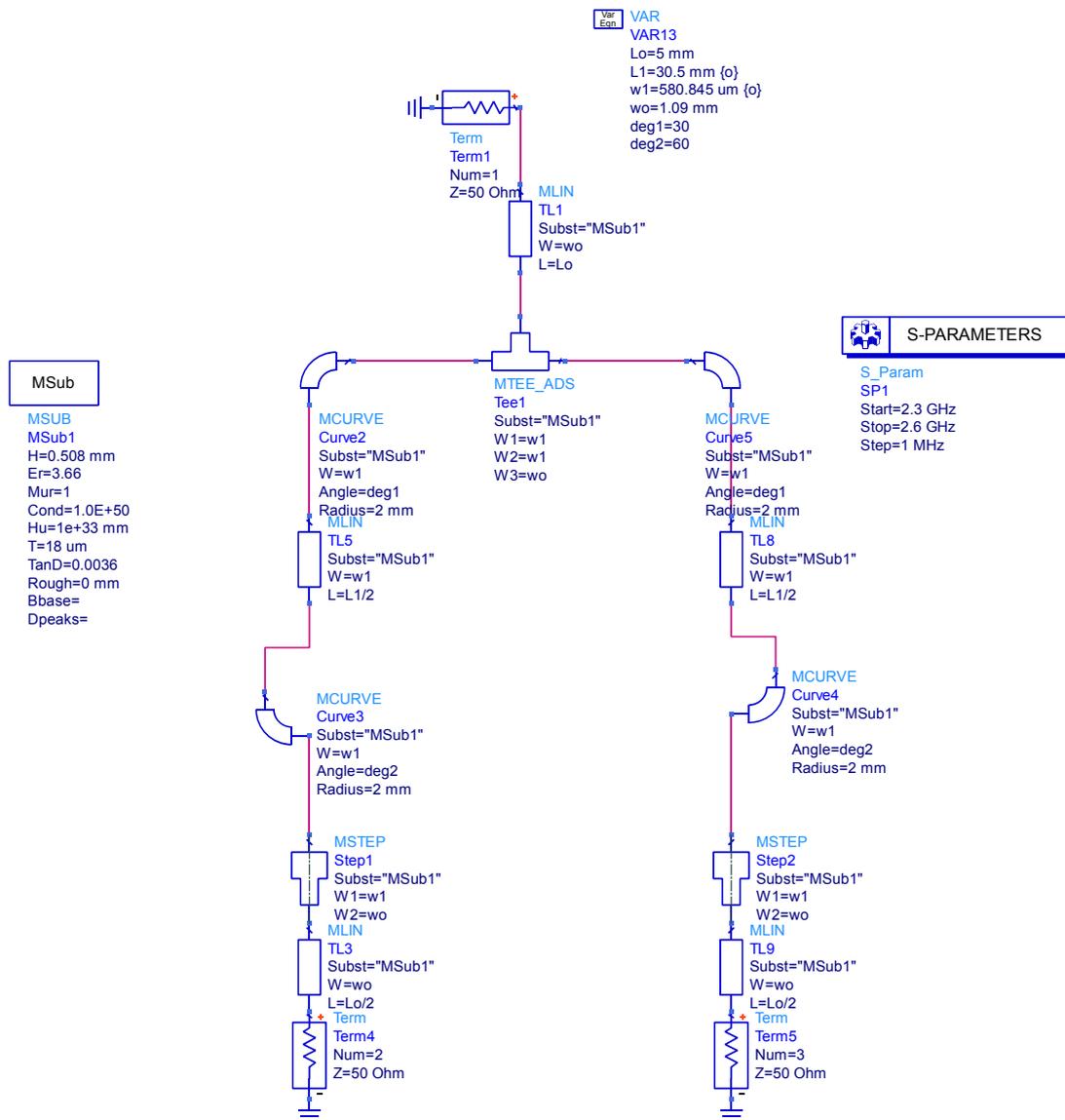
## A.2 Detalhes da placa de circuito



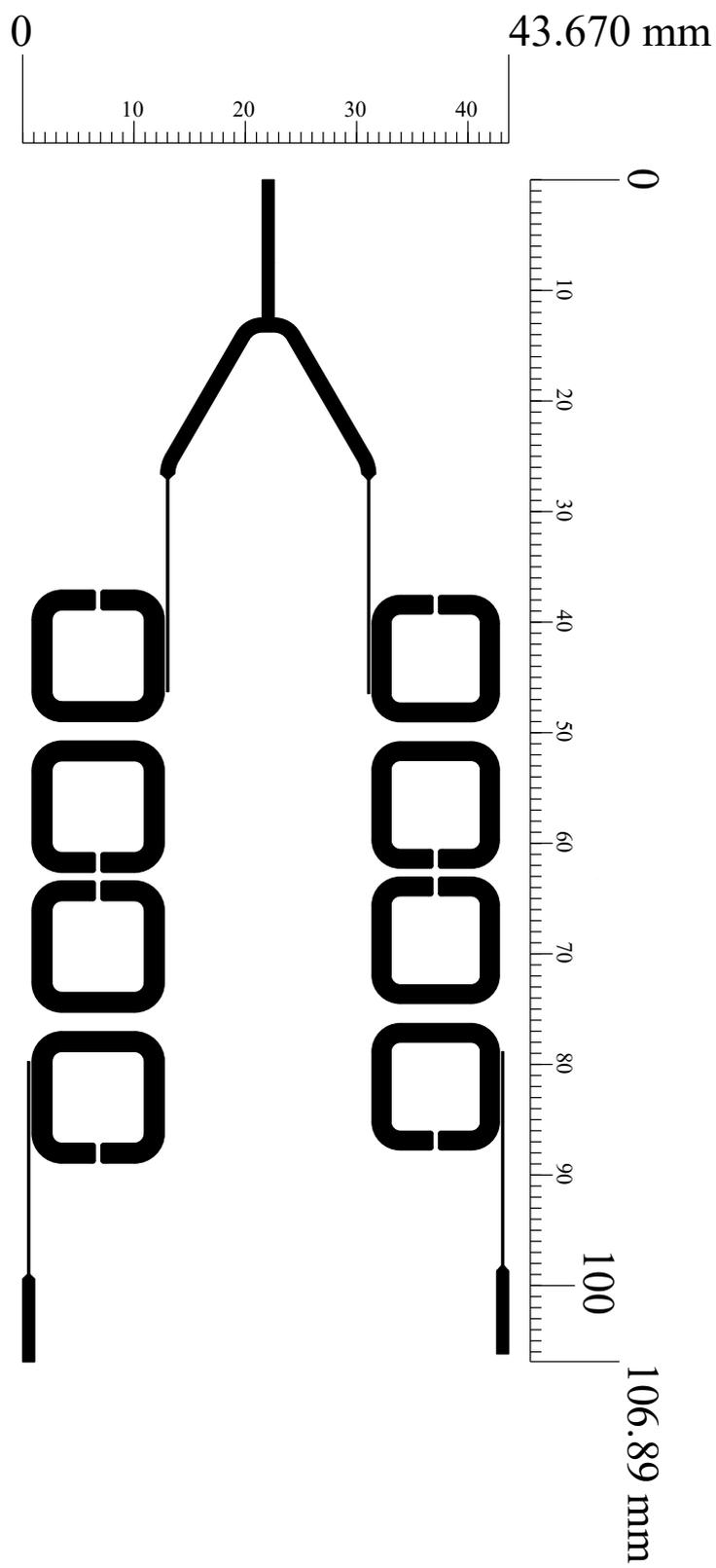
# ANEXO B – Sistema ID

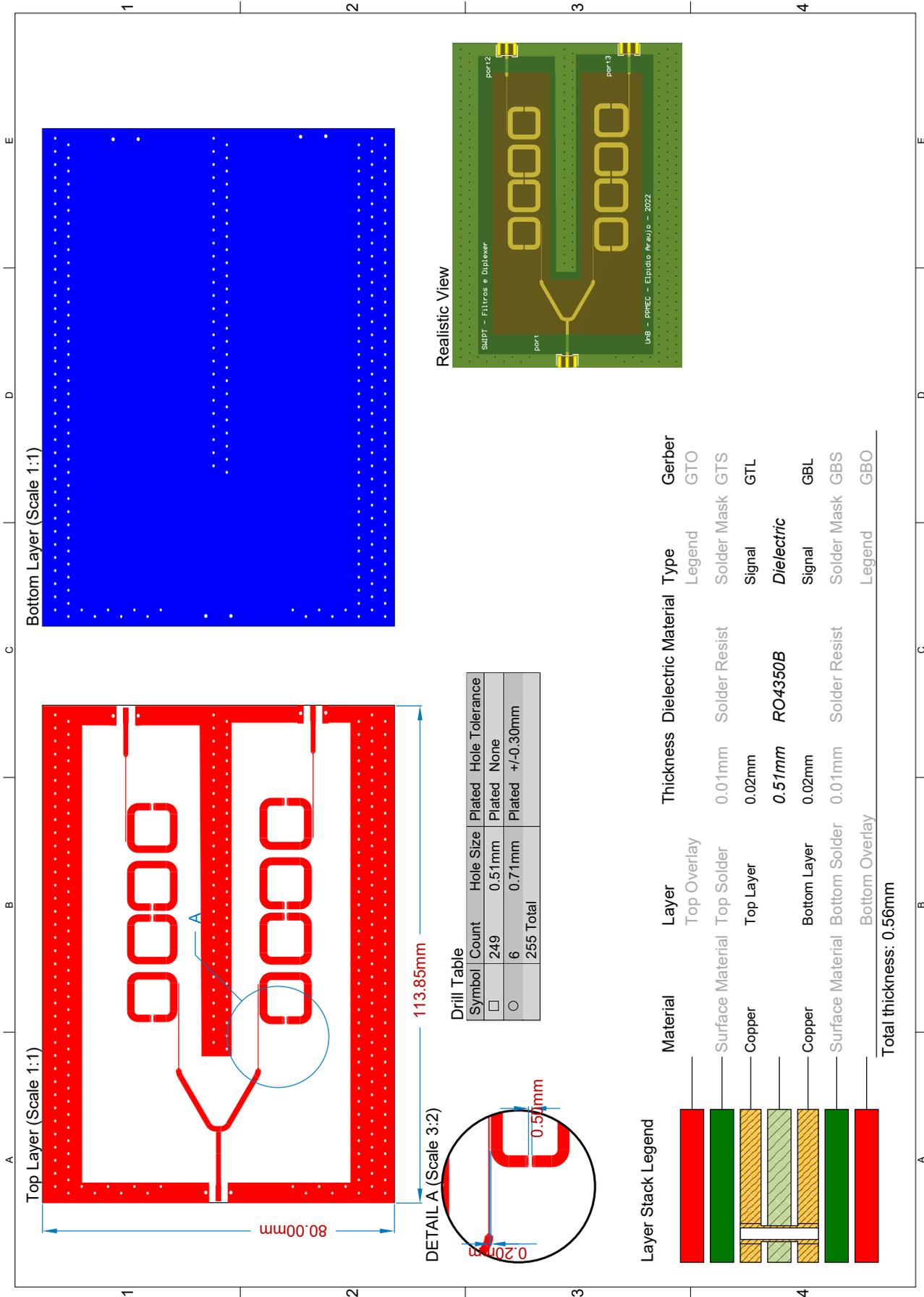
## B.1 Duplexador

### B.1.1 Divisor de potência

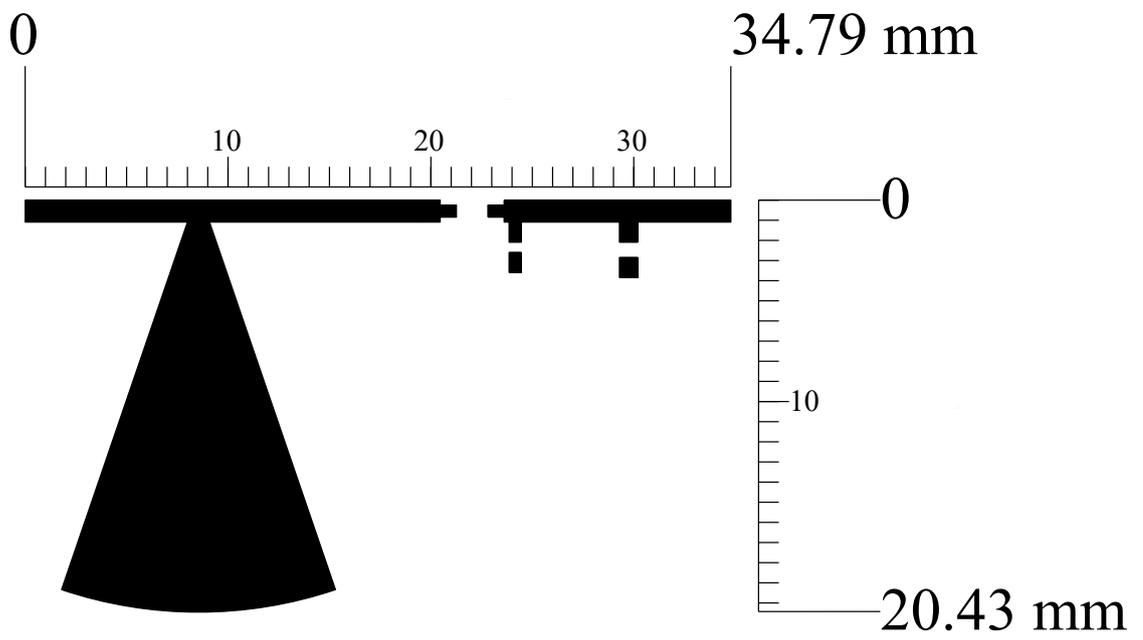


## B.1.2 Filtro e divisor

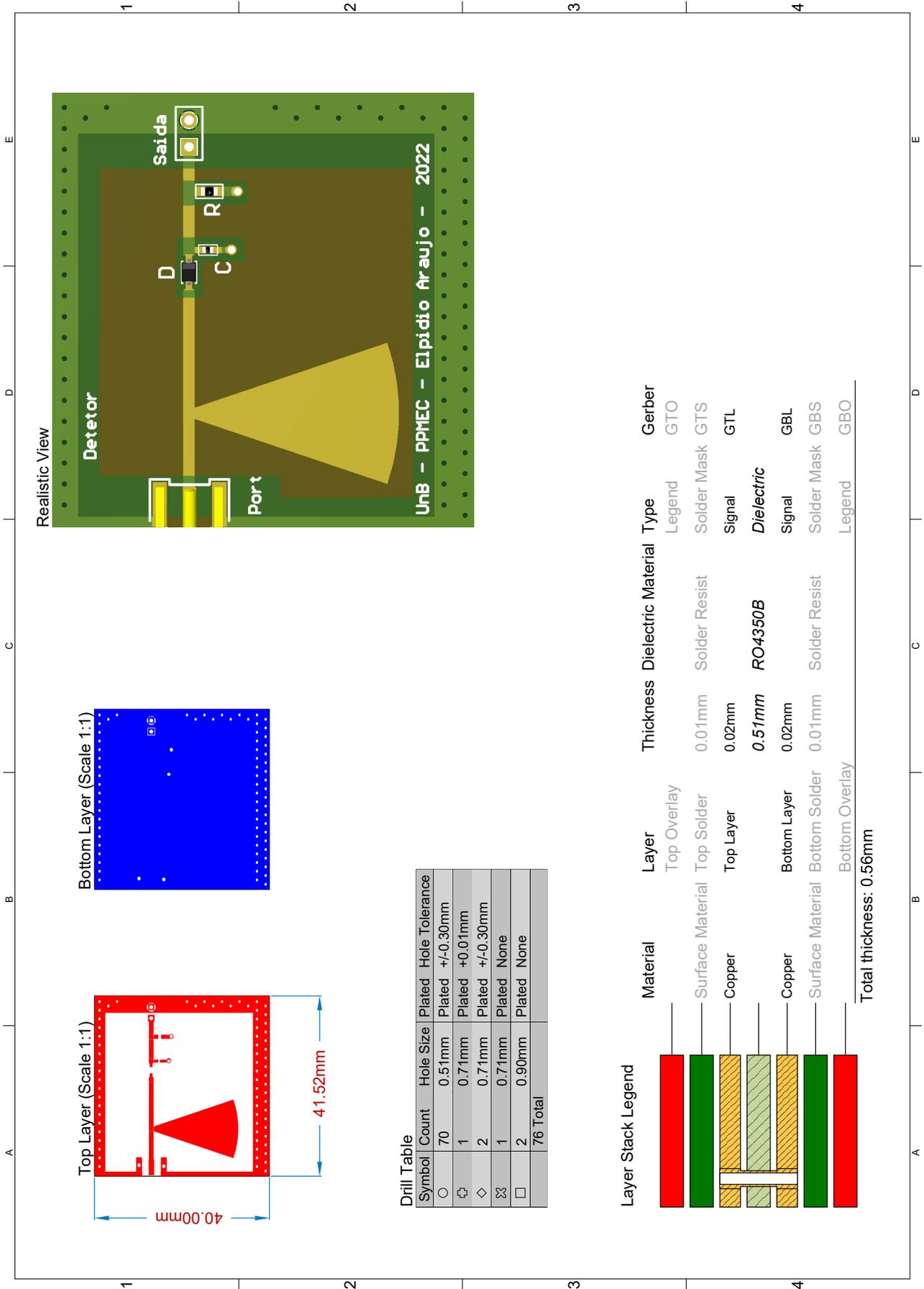




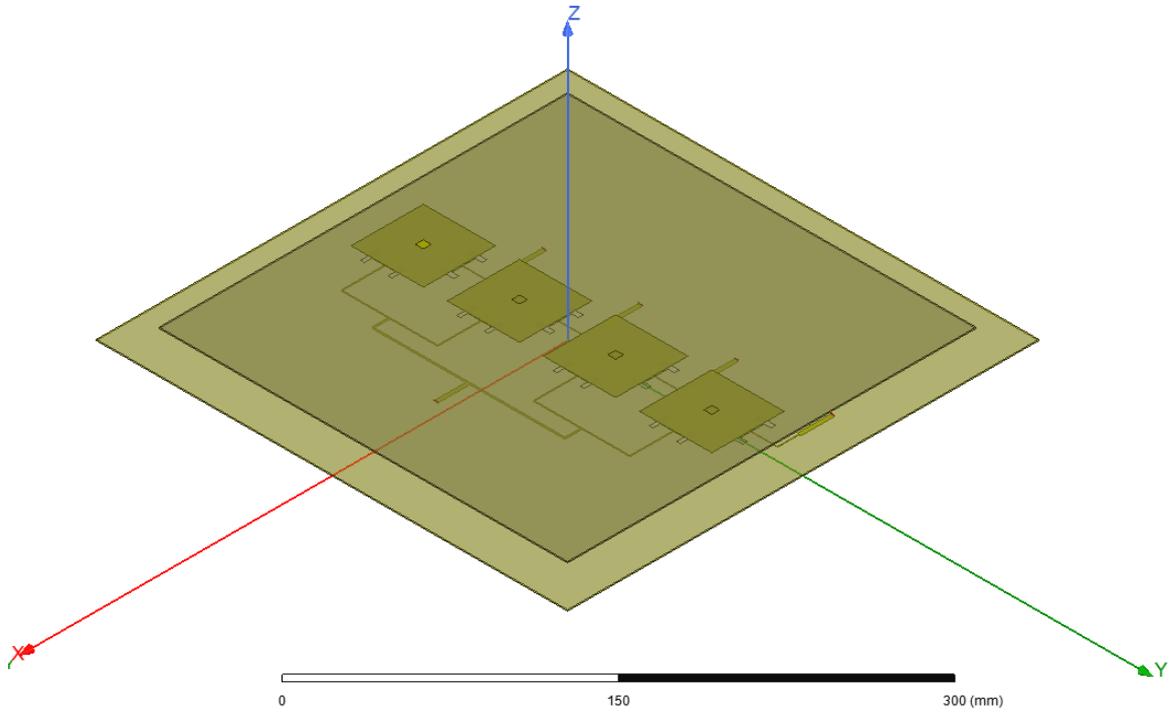


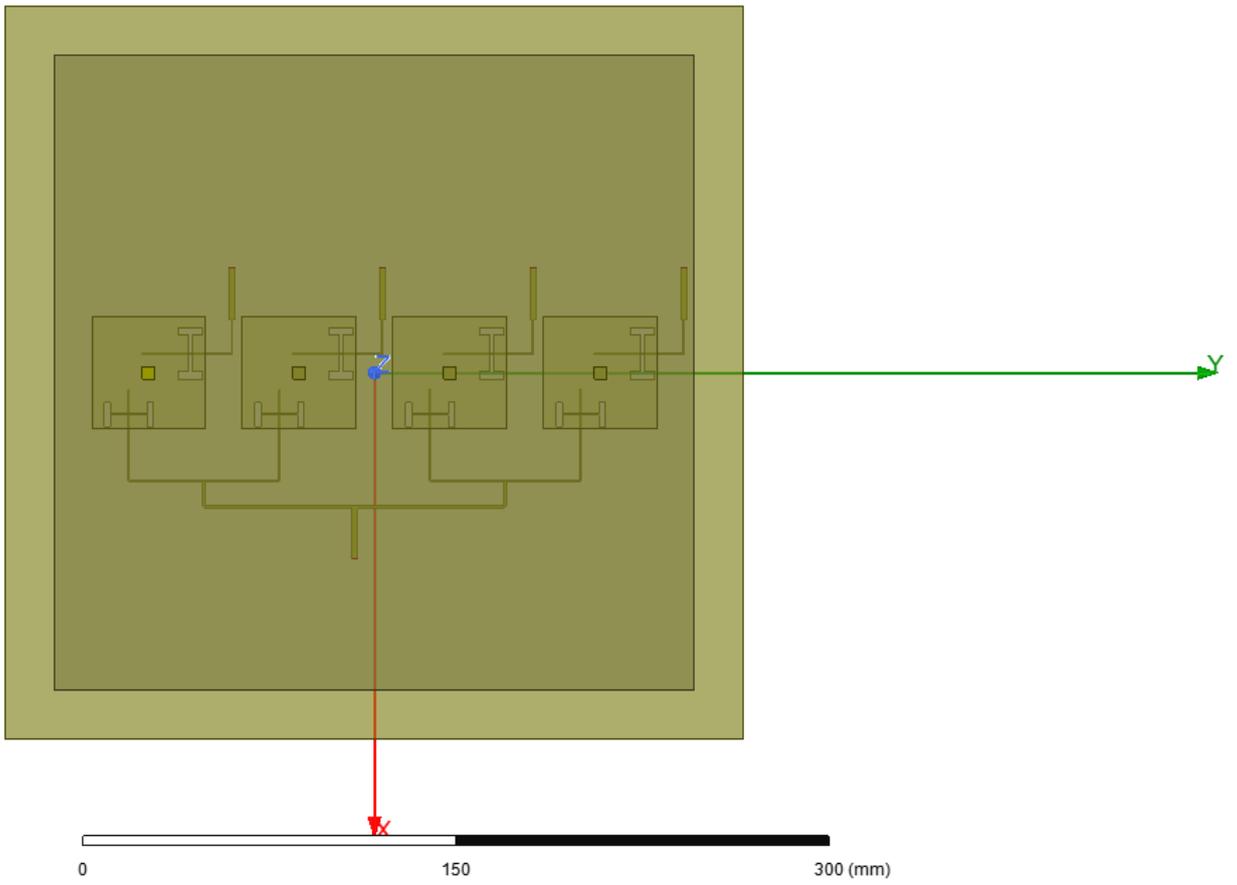


## B.2.2 Detalhes da placa



# ANEXO C – Arranjo de Antenas





# ANEXO D – Conector

