



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO
CENTRO MULTIDISCIPLINAR CARAÚBAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**CAPTAÇÃO DE ENERGIA POR RADIOFREQUÊNCIA: RECTENNA
MULTIBANDA APLICADA A REDE DE SENSORES SEM FIO**

YAGO DANIEL SOUTO

Caraúbas-RN, maio de 2021

CAPTAÇÃO DE ENERGIA POR RADIOFREQUÊNCIA: RECTENNA MULTIBANDA APLICADA A REDE DE SENSORES SEM FIO

YAGO DANIEL SOUTO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Universidade Federal Rural do Semi-Árido como parte dos requisitos para obtenção da aprovação na disciplina Monografia em Engenharia, em cumprimento às exigências legais como requisito para à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Francisco de Assis Brito Filho

Caraúbas-RN, maio de 2021

YAGO DANIEL SOUTO

**CAPTAÇÃO DE ENERGIA POR RADIOFREQUÊNCIA: RECTENNA
MULTIBANDA APLICADA A REDE DE SENSORES SEM FIO**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Universidade Federal Rural do Semi-Árido como
parte dos requisitos necessários para a obtenção do
Grau de Engenheiro Eletricista.

APROVADO EM: 25/05/2021

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Francisco de Assis Brito Filho – UFERSA

PRESIDENTE

Prof. Dr. Hidalyn Theodory Clemente Mattos de Souza – UFERSA

Primeiro Membro

Prof. Dr. Otávio Paulino Lavor – UFERSA

Segundo Membro

Prof. Dr. Francisco Carlos Gurgel da Silva Segundo – UFERSA

Terceiro Membro

CARAÚBAS-RN
2021

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

S726c Souto, Yago Daniel.
Captação de energia por radiofrequência:
rectenna multibanda aplicada a rede de sensores
sem fio / Yago Daniel Souto. - 2021.
80 f. : il.

Orientador: Francisco de Assis Brito Filho.
Monografia (graduação) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Curso de Engenharia
Elétrica, 2021.

1. Rectenna multibanda. 2. Coleta de energia
por radiofrequência. 3. Rede de casamento de
impedâncias. 4. Circuito multiplicador de tensão.
5. Sensores sem fios. I. Brito Filho, Francisco
de Assis, orient. II. Título.

*Aos meus pais, aos meus irmãos, ao meu sobrinho, a minha
namorada, ao meu avô e minha avó, que
sempre me apoiaram e deram forças para a
contínua caminhada desta luta.*

*À memória de minha avó Maria da Salete Souto Muniz, à
memória do meu avô Felizardo Daniel de Lima,
e à memória de Dona Lourdinha, que
receberam o chamado de Deus, mas que
estiveram me acompanhando nesta caminhada.
À vocês, minha gratidão e lembrança eterna!*

Aos que sonham, porque serão contemplados.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus, pelo dom da vida e por ter me guiado até aqui.

Aos meus pais Osmarino Souto Muniz e Josileide Daniel Muniz, pela confiança e forças contribuintes para a realização desse sonho.

À minha família!

Aos meus irmãos Higor Daniel Souto e Ytalo Daniel Souto, por sempre estarem ao meu lado.

À minha namorada Sabrina, que sempre me apoiou, me deu forças nos momentos mais difíceis e esteve comigo em todos os momentos deste trabalho. O meu muito obrigado, Sabrina!

Ao Centro Multidisciplinar Caraúbas, da Universidade Federal Rural do Semi-Árido, pela oportunidade de realizar o curso de bacharelado em Engenharia Elétrica.

Ao meu avô Antônio Souto Maior, pelas palavras de incentivos e pelos exemplos proeminentes qualificados perante Deus e a sociedade. Sua força inspira-me a caminhar com muita persistência e humildade para enfrentar com sabedoria as pedras encontradas pelos caminhos durante a caminhada da vida. O senhor é um grande sábio e intelectual.

À minha avó Almira Meira da Silva, pelas orações, forças e palavras de apoio em todos os momentos da minha vida acadêmica. Sua educação, seriedade e humildade são exemplos em minha vida e contribuíram para o meu aprendizado.

Ao meu avô Felizardo Daniel de Lima e minha avó Maria da Salete Souto Muniz, tenho certeza das forças e orações que me proporcionaram ao longo dessa luta. Que um dia possamos nos encontrar!

Ao meu orientador Prof. Dr. Francisco de Assis Brito Filho, pelos grandes ensinamentos e contribuições à minha vida acadêmica e intelectual. Por sua humildade, disposição, confiança e paciência na condução deste trabalho. Por ter me apresentado o mundo de RF, e pela proposta brilhante deste trabalho. O meu muito obrigado, prof. Dr. Brito!

Ao projeto de iniciação científica Radiofrequency Energy Harvesting, do Laboratório de Microeletrônica e Radiofrequência - LAMERF, pela oportunidade de fazer parte e de fornecer suporte para a solidificação deste grandioso trabalho.

Ao meu professor e amigo Dr. Hidalyn Theodory Clemente Mattos de Souza pelos grandes ensinamentos e contribuições à minha vida acadêmica e intelectual. Por sua humildade, disposição e exemplo de filantropia, mais que isso, revelando-se um grande amigo durante a graduação. E a todas as nossas conquistas alcançadas, o meu muito obrigado!

Ao professor e amigo Dr. Otávio Paulino Lavor, pela atenção, conselhos e experiências compartilhadas. Por não medir esforços em realizar e fornecer uma educação de qualidade em meio a tantos desencontros vivenciados durante seu exercício como educador.

Ao professor e amigo Dr. Francisco Carlos Segundo Gurgel, pela amizade, pelos momentos vivenciados ao longo da minha graduação, e pela disponibilidade e atenção de sempre. Nossas brincadeiras, nosso churrasco, e nossas conversas sobre as dificuldades da vida marcarão a minha vida acadêmica. O meu muito obrigado, Segundão!

Aos professores da UFERSA Caraúbas, àqueles aos quais tive o privilégio de fazer a disciplina.

Aos professores e amigos da UFERSA Pau dos Ferros, aos quais não esquecerei jamais.

Aos docentes da graduação e demais docentes que passaram em minha vida colaborando com a minha formação e crescimento enquanto ser humano, em servir à sociedade através do conhecimento científico, ético e moral honrado através de seus ensinamentos e experiências compartilhadas.

Aos meus irmãos da vida, Bruno Furtado de Sousa, John David Belém dos Santos, Francisco Jonatham Rocha Oliveira, Antônia Daiara Melquiades de Almeida e Raito de Né, pelos extraordinários e grandes momentos aos quais desfrutamos juntos e pelas grandes vitórias, aprendizados e dificuldades enfrentadas. Salutar a nossa dedicação, comprometimento e sinceridade para a garantia de uma honrosa vida acadêmica. Acima de tudo, nossa amizade e companheirismo. Que assim permaneçam em toda a nossa vida!

À minha amiga Tarciana Ferreira Serafim, que sempre esteve comigo desde o primeiro ciclo ao longo desta caminhada, pelas forças contribuintes, por acreditar na minha capacidade e pelos ensinamentos de como seguir trilhando os caminhos da vida. O meu muito obrigado, Tarciana!

Onde meus talentos e paixões encontram as necessidades do mundo, lá está o meu lugar.

(Aristoteles)

Qualifique-se perante Deus e a sociedade.

(Antônio Souto Maior, meu avô)

O tempo acomoda as coisas, reafirma a cada um o seu próprio papel, aplaina as asperezas, reduz a insignificantes relevos os cumes inatingíveis. As histórias dos homens têm um início e um fim que bem descrevem sua limitação e, talvez, sua soberba.

(Desconhecido)

Eu não sei o que posso parecer aos olhos do mundo, mas eu me sinto como um garoto sentado à beira da praia admirando uma concha mais lisa ou um seixo mais largo, enquanto o grande oceano da verdade estar por descobrir a minha frente.

(Isaac Newton)

RESUMO

Este trabalho de conclusão de curso aborda o desenvolvimento de um dispositivo denominado *rectenna* para captação de energia por radiofrequência em bandas de RF de 900 MHz e 2.4 GHz. Com os crescentes avanços tecnológicos, bem como das necessidades de dispositivos sem fios em aplicações médicas e militares, muitas delas utilizam protocolos de comunicação em altas frequências (900 MHz – 2.4 GHz) para o reaproveitamento das ondas eletromagnéticas do ambiente e sua conversão em energia útil, visando a alimentação de sistemas sem fios. Os sistemas de colheita de RF atuais funcionam, normalmente, com apenas uma faixa de frequência dentro do espectro eletromagnético de RF, o que pode ser explicado pela complexidade de se trabalhar com mais de uma faixa de frequência. Porém, com o advento da Internet das Coisas (IoT) e das Redes de Sensores Sem Fios (WSN's), muitos dos dispositivos projetados para esse advento utilizam vários protocolos de comunicação para o roteamento dos seus sinais e de transferência de dados. Por este motivo, desenvolver técnicas de reaproveitamento de energia por RF de forma a funcionar em multibandas é útil para a aplicação dessas tecnologias. Com o desenvolvimento de técnicas de projeto em multibanda, os dispositivos podem operar em consonância com as tecnologias de IoT e WSN's, utilizando a energia de RF dispersa no ambiente por eles em função do seu reaproveitamento para amplificação e retificação do seu sinal, convertendo-o em energia útil contínua. Diante deste contexto, as investigações deste trabalho de conclusão de curso pretendem analisar e contribuir com o desenvolvimento de circuitos de colheita de energia por radiofrequência, bem como propor uma metodologia de técnicas de projeto multibanda que permitam a sua aplicação como fonte de alimentação de energia para sensores sem fios, utilizando o dispositivo denominado *rectenna*. Este dispositivo majoritariamente é composto de uma antena de microfita, da rede de casamento de impedâncias e do circuito retificador/multiplicador de tensão. Para ambas as frequências, o projeto de rede de casamento de impedância foi desenvolvido e simulado, a fim de analisar a convergência para a sua frequência de operação no modo fundamental, bem como verificar os resultados de parâmetros de projeto. A análise dos resultados deste projeto, assim como a sua aplicação e comparação com as técnicas empregadas em outras produções, são apresentados e discutidos ao longo deste trabalho.

Palavras-chave: *Rectenna* multibanda. Coleta de energia por radiofrequência. Rede de casamento de impedâncias. Circuito multiplicador de tensão. Sensores sem fios.

ABSTRACT

This class conclusion paper approaches the development of a device called *rectenna* for capturing energy by radiofrequency, in RF bands of 900 MHz and 2.4 GHz. With the increasing of technological advances, as well as the need of wireless devices in medical and military applications, many of them use communication protocols at high frequencies (900 MHz - 2.4 GHz) to reuse the environment's electromagnetic waves and convert them into useful energy to feed wireless systems. Current RF harvesting systems typically operate with only one frequency range within the RF electromagnetic spectrum, which can be explained by the complexity of working with more than one frequency range. However, with the advent of the Internet of Things (IoT) and Wireless Sensor Networks (WSN's), many of the devices used for this advent use several means of communication for routing their signals and data transferring. For this reason, developing techniques for reusing RF energy in order to work in multibands is useful for the application of this technologies. With the development of multiband design techniques, the devices can operate in line with the technologies of IoT and RSSF's, using the dispersed RF energy in the environment for amplification and rectification of their signal, converting them in continuous useful energy. In this context, this final class work investigations intend to analyze and contribute to the development of radiofrequency energy harvesting circuits, as well as to propose a methodology for multiband design techniques that enable its application as a power supply source for wireless sensors, using the device called *rectenna*. This device is mainly composed of a micro tape antenna, the impedance matching network and the voltage rectifier / multiplier circuit. For both frequencies, the impedance matching network project was developed and simulated, in order to analyze the convergence to an operating frequency in the fundamental mode, as well as to verify the results of the project parameters. The analysis of the results of this project, as well as its application and comparison with the techniques used in other works, are presented and discussed throughout this work.

Key-words: *Rectenna* multiband. Radiofrequency energy harvesting. Impedance matching network. Voltage multiplier circuit. Wireless sensors.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	ix
LISTA DE TABELAS.....	xiii
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. OBJETIVOS.....	2
1.1.1. Objetivo geral.....	2
1.1.2. Objetivos específicos.....	2
1.2. ESTRUTURAÇÃO DO TEXTO	2
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	3
2.1. ARQUITETURA DO SISTEMA.....	3
2.2. ESPECTRO ELETROMAGNÉTICO: BANDAS DE INTERESSE.....	4
2.3. ESTADO DA ARTE DE SISTEMAS DE COLETA DE ENERGIA POR RF.....	5
2.4. ANTENAS DE MICROFITA	10
2.4.1. Revisão sobre a teoria de antenas de microfita.....	10
2.4.2. Características das antenas de microfita.....	11
2.4.3. Vantagens e desvantagens.....	14
2.4.4. Técnicas de alimentação.....	14
2.4.5. Métodos de análise.....	16
2.4.6. Parâmetros e Propriedades Fundamentais de uma Antena	18
2.4.6.1. Razão de onda estacionária e perda de retorno.....	18
2.4.6.2. Impedância de entrada	19
2.4.6.3. Diagramas de radiação.....	21
2.4.6.4. Diretividade e ganho.....	23
2.4.6.5. Largura de banda	25
2.5. REDE DE CASAMENTO DE IMPEDÂNCIAS.....	26
2.5.1. Revisão sobre a teoria de rede de casamento de impedâncias.....	26
2.6. CIRCUITO RETIFICADOR.....	28

2.6.1. Revisão sobre a teoria de circuito retificador	28
3. METODOLOGIA DE PROJETO	30
4. RESULTADOS	31
4.1. ANTENA DE MICROFITA	31
4.2. TOPOLOGIA DO CIRCUITO RETIFICADOR	34
4.2.1. Escolha dos Componentes.....	35
4.2.2. Topologia do circuito em 900MHz.....	36
4.2.3. Topologia do circuito em 2.4GHz.....	37
4.3. REDE DE CASAMENTO DE IMPEDÂNCIAS	37
4.3.1. Projeto da rede em 900 MHz.....	38
4.4. RECTENNA MULTIBANDA	46
4.4.1. Topologia da rectenna de 900MHz	46
4.4.2. Topologia da rectenna de 2,4 GHz.....	49
4.5. EFICIÊNCIA DE CONVERSÃO DE ENERGIA (PCE)	52
4.5.1. Eficiência de conversão de energia em 900 MHz.....	52
4.6. APLICAÇÃO DE CIRCUITO DIVISOR DE POTÊNCIA RF	57
4.6.1. Escolha do divisor de potência RF	57
4.6.2. Esquemático da aplicação do divisor de potência RF	58
4.6.3. Comparativos.....	60
5. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	62
REFERÊNCIAS	64

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Descrição do sistema de colheita de energia por radiofrequência, RFEH.	3
Figura 2.2 – Espectro eletromagnético.	5
Figura 2.3 – Modelo de <i>rectenna</i> desenvolvido. a) Vista superior, b) Vista inferior.	7
Figura 2.4 – Resultados de medição da <i>rectenna</i> desenvolvida. a) Eficiência de conversão, b) Tensão de saída em função da potência de entrada para uma carga de $2,5k\Omega$	7
Figura 2.5 – Projeto da <i>rectenna</i> . a) Com rede de casamento, b) Sem rede de casamento.	8
Figura 2.6 – Resultados da eficiência de conversão da <i>rectenna</i> proposta.	8
Figura 2.7 – Proposta do projeto da <i>rectenna</i>	9
Figura 2.8 – Resultados de eficiência de conversão. a) Eficiência com o multiplicador CW e sem extração dos elementos parasitas, b) Eficiência com o multiplicador CW e com a extração dos elementos parasitas, c) Eficiência com o multiplicador de meia-onda e sem extração dos elementos parasitas, d) Eficiência com o multiplicador de meia-onda e com a extração dos elementos parasitas.	9
Figura 2.9 - Antena de microfita com <i>patch</i> retangular.	12
(a) Estrutura básica da antena de microfita, (b) Componentes que constituem a antena.	12
Figura 2.10 – Antena de Microfita com <i>patch</i> retangular.	13
Figura 2.11 – Exemplos de geometrias de <i>patches</i>	13
Figura 2.12 – Alimentação via Linha de Microfita.	15
Figura 2.13 – Alimentação via Conector Coaxial.	15
Figura 2.14 – Alimentação via Acoplamento por Abertura.	16
Figura 2.15 – Alimentação via Acoplamento por proximidade.	16
Figura 2.16 - Comportamento do campo elétrico na estrutura da antena.	17

Figura 2.17 – Modo de transmissão da antena.	19
Figura 2.18 – Circuito equivalente de Thévenin.	20
Figura 2.19 – Diagrama de radiação tridimensional.	22
Figura 2.20 – Diagramas de radiação horizontal e vertical.	23
Figura 2.21 – Modelos de diagrama de radiação.	23
Figura 2.22 – Largura de banda estreita.	26
Figura 2.23 – Rede de casamento de impedâncias.	27
Figura 2.24 – Topologias de redes de casamento de impedâncias, tipo L, T, pi e com transformador.	28
Figura 2.25 – Topologias de circuitos retificadores/multiplicadores de tensão. a) Retificador de meia-onda, b) Onda-Completa, c) Onda-Completa de polaridade inversa, d) em Ponte.	30
Figura 4.1 – Design da antena multibanda. a) Vista frontal, b) Vista posterior.	32
Figura 4.2 – Comportamento da perda de retorno em nível dB para as frequências de ressonância 900MHz, 2.4GHz e 5GHz.	32
Figura 4.3 – Replicação da antena de [15] com modificações realizadas em suas dimensões da strip da vista frontal e posterior. a) Vista frontal, b) Vista posterior.	33
Figura 4.4 – Resultado do parâmetro-S11 para ambas as faixas de frequências de ressonância do modo fundamental.	34
Figura 4.5 – Modelo equivalente e parâmetros SPICE do SMS7630-040LF.	35
Figura 4.6 – Topologia do circuito retificador de 900MHz.	36
Figura 4.7 – Modelo equivalente do SMS7630-040LF.	37
Figura 4.8 – Topologia do circuito retificador projetado para operar em 2.4GHz.	37
Figura 4.9 – Esquemático do circuito multiplicador de 900MHz.	38

Figura 4.10 – Impedância real e imaginária da entrada do circuito multiplicador de 900MHz.	38
Figura 4.11 – Ferramenta Smith Carth para o casamento das impedâncias.	39
Figura 4.12 – Rede LC do tipo L casada para operar em 900MHz.	39
Figura 4.13 – Resultados dos Parâmetros-S e da impedância adaptada. a) Resultado S11, b) Resultado S21, c) Valor da impedância real e imaginária da rede.	40
Figura 4.14 – Rede LC aplicada no circuito multiplicador.	41
Figura 4.15 – Resultados com a rede de casamento aplicada. a) Resultados dos parâmetros-S, b) Valor da impedância real e imaginária.	41
Figura 4.16 – Esquemático do circuito multiplicador de 2.4GHz.	42
Figura 4.17 – Extração da impedância real e imaginária da entrada do circuito.	42
Figura 4.18 – Ferramenta Smith Carth para o casamento das impedâncias.	43
Figura 4.19 – Rede LC do tipo L casada para operar em 2.4GHz.	43
Figura 4.20 – Resultados dos Parâmetros-S e da impedância adaptada da rede de 2.4GHz. a) Resultado S11, b) Resultado S21, c) Valor da impedância real e imaginária da rede.	44
Figura 4.21 – Esquemático do circuito de 2.4GHz com a rede LC implementa.	45
Figura 4.22 – Resultados do circuito com a aplicação da rede LC de 2.4GHz. a) Resultados dos parâmetros-S, b) Impedância real e complexa do circuito após a rede LC.	45
Figura 4.23 – Rectenna projetada para operar em 900MHz.	46
Figura 4.24 – Resultado do parâmetro S11 em nível dB da rectenna de 900MHz.	47
Figura 4.25 – Circuito transformado em linha de microfita.	47
Figura 4.26 – S11 em nível dB da rectenna de 900MHz transformado em linha de microfita.	47
Figura 4.27 – Pós-Layout do circuito retificador de 900MHz.	48

Figura 4.28 - S_{11} da extração pós-layout.....	48
Figura 4.29 – Projeto da <i>rectenna</i> de 2.4GHz.	49
Figura 4.30 – Resultado S_{11} do projeto da <i>rectenna</i> de 2.4GHz.....	49
Figura 4.31 – Circuito equivalente da <i>rectenna</i> de 2.4GHz com linhas de microfita.	50
Figura 4.32 – Resultado S_{11} da <i>rectenna</i> de 2.4GHz com linhas de microfita.	50
Figura 4.33 – Esquemático pós-layout do circuito da Fig. 4.31.....	51
Figura 4.35 – Esquemático da extração da eficiência de conversão de energia da <i>rectenna</i> de 900MHz.	53
Figura 4.36 – Resultados. a) Tensão de saída em dBm, b) Eficiência de conversão de energia.	53
Figura 4.37 – Esquemático do circuito de 900MHz com linhas de microfita.	54
Figura 4.38 – Resultados. a) Tensão de saída em dBm, b) Eficiência de Conversão de Energia.	54
Figura 4.39 – Esquemático do circuito <i>rectenna</i> de 2.4GHz.	55
Figura 4.40 – Resultados. a) Tensão de saída em dBm, b) Eficiência de conversão de energia.	55
Figura 4.41 – Esquemático do circuito equivalente de 2.4GHz, transformado em linhas de microfita.	56
Figura 4.42 – Resultados. a) Tensão de saída em dBm, b) Eficiência de conversão.	56
Figura 4.43 – Divisor de potência RF, modelo ZX10-2-25S-S+ da fabricante Minicircuits. ..	58
Figura 4.44 – Esquemático do circuito com a combinação das <i>rectennas</i> no modelo comportamental do divisor de potência.....	58
Figura 4.45 – Resultados. a) Tensão de saída, b) Eficiência de Conversão de Potência.	59

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo de trabalhos de outros autores.....	60
Tabela 2 – Diversos tipos de sensores e sua tensão de operação.	61

1. INTRODUÇÃO

Recursos renováveis disponíveis no ambiente, como vento, luz solar, calor ou ondas de radiofrequência, fomentam potencial matriz energética de reaproveitamento, captação e transformação em energia elétrica. Muitas são as formas de captação de energia disponíveis, como os fótons provenientes da luz solar para aproveitamento e conversão de energia solar em elétrica, por meio do efeito fotovoltaico; no reaproveitamento da energia cinética, provocada pelos ventos para geração de energia eólica; no reaproveitamento do efeito Seebeck em energia térmica; e na captação da energia eletromagnética.

A bateria recarregável é outra fonte de energia disponível e está compreendida, em sua grande maioria, nos dispositivos eletrônicos. No entanto, elas precisam ser carregadas frequentemente, conectando-as à rede elétrica devido à sua capacidade limitada. Evitar e desprender essa necessidade de conectar cabos para sua alimentação, bem como, a sua utilização – posto que, o seu descarte inadequado oferece sérios problemas à natureza – tem despertado o interesse de cientistas e engenheiros em buscar desenvolver dispositivos que apresentam potencial capacidade de fornecer energia sem fio, seja transmitindo-a ou convertendo-a em energia contínua utilizável. Essa técnica de conversão de energia sem fio em energia contínua foi proposta por um grande visionário, Nikola Tesla (HUANG, 2019). Sua visão culminou no desenvolvimento de novos métodos de fornecimento de energia, como Captação de Energia (EH) (do inglês *Energy Harvesting*) e Transferência de Energia Sem Fio (WPT) (do inglês *Wireless Power Transfer*). O primeiro método apresenta potencial solução para alimentar sensores, implantes biomédicos, RFIDs, entre outros.

Somado à redução das necessidades de consumo de energia de muitos dispositivos e com a busca por fontes alternativas de energia, a captação de energia, sobretudo de RF, tornou-se uma fonte de energia viável para tais dispositivos de baixo consumo. Conforme discutido em (AMOR, 2018), projetos de dispositivos de captação de energia por RF estão começando a ser usados para fins médicos, a fim de medir pressão intraocular, temperatura, marcapasso, eletrocardiogramas (ECG), etc.; ou em campos como Redes de Sensores Sem Fios (WSNs) (do inglês *Wireless Sensor Networks*) e Internet das Coisas (IoT) (do inglês *Internet of Things*), em que a maioria desses dispositivos consome menos de 30uW (AMOR, 2018).

Captação de Energia por Radiofrequência (RFEH) (do inglês Radiofrequency Energy Harvesting) é uma técnica que consiste em coletar as ondas eletromagnéticas presentes no ambiente, e transformá-las em energia contínua (TRAN, CHA, PARK, 2017). Essa energia é abundante no espaço e pode ser recuperada, ou seja, transformada sem limite, tanto no ambiente interno como no externo. Apesar de sua baixa densidade de energia no ambiente, uma fonte intencional pode ser adicionada para uma transmissão de energia mais eficiente.

A energia por radiofrequência apresenta potencial solução para substituir as baterias ou aumentar a sua vida útil, visto que, as baterias alimentam a maioria dos dispositivos sensores remotos de baixa potência e equipamentos embarcados. Ao aplicar tecnologias de coleta de energia, os dispositivos e equipamentos podem se tornar autossustentáveis em relação à energia necessária para a operação, obtendo assim uma vida útil operacional ilimitada.

1.1. Objetivos

1.1.1. Objetivo geral

Desenvolvimento de um dispositivo com capacidade de coletar a energia de RF, convertendo-a em sinal contínuo, denominado *Rectenna*, projetado para operar em bandas de 900 MHz e 2,4 GHz, a fim de aplicá-lo nas áreas: IoT, WSNs, Médica, Militar e Agrícola.

1.1.2. Objetivos específicos

- Revisão bibliográfica;
- Definição e simulação da antena do tipo microfita multibanda de 900 MHz e 2.4 GHz;
- Definição e simulação da topologia do circuito retificador;
- Definição e simulação da rede multibanda de casamento de impedâncias;
- Fabricar e testar os protótipos simulados;
- Comparar os resultados simulados com medidos.

1.2. Estruturação do Texto

- No capítulo 1 é apresentado uma visão geral sobre a colheita de energia por radiofrequência;

- No capítulo 2 é apresentado o referencial teórico que motivaram à pesquisa;
- No capítulo 3 é esboçado a metodologia de projeto das atividades ao longo do trabalho;
- No Capítulo 4 é apresentado os resultados gerais deste trabalho, com o esboço de esquemáticos e gráficos de resultados de simulações;
- E, por fim, em 5 é apresentado as conclusões e trabalhos futuros deste projeto.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1. Arquitetura do Sistema

Um sistema de captação de energia de RF é formado por quatro estágios (AMOR, 2018), conforme mostrado na Figura 2.1 e descrito a seguir:

- Antena: responsável por adquirir energia ambiente de RF das bandas de interesse dentro do espectro de rádio;
- Circuito Retificador: circuito que amplifica e converte o sinal adquirido pela antena em uma fonte de alimentação CC.
- Rede de casamento de impedâncias: compreendido entre a antena receptora e o circuito retificador. Possui a finalidade de maximizar a transferência de potência do ambiente para o circuito retificador;
- Circuito de armazenamento: Armazena a energia amplificada, e convertida, atuando como fonte de tensão à carga, normalmente um sensor.

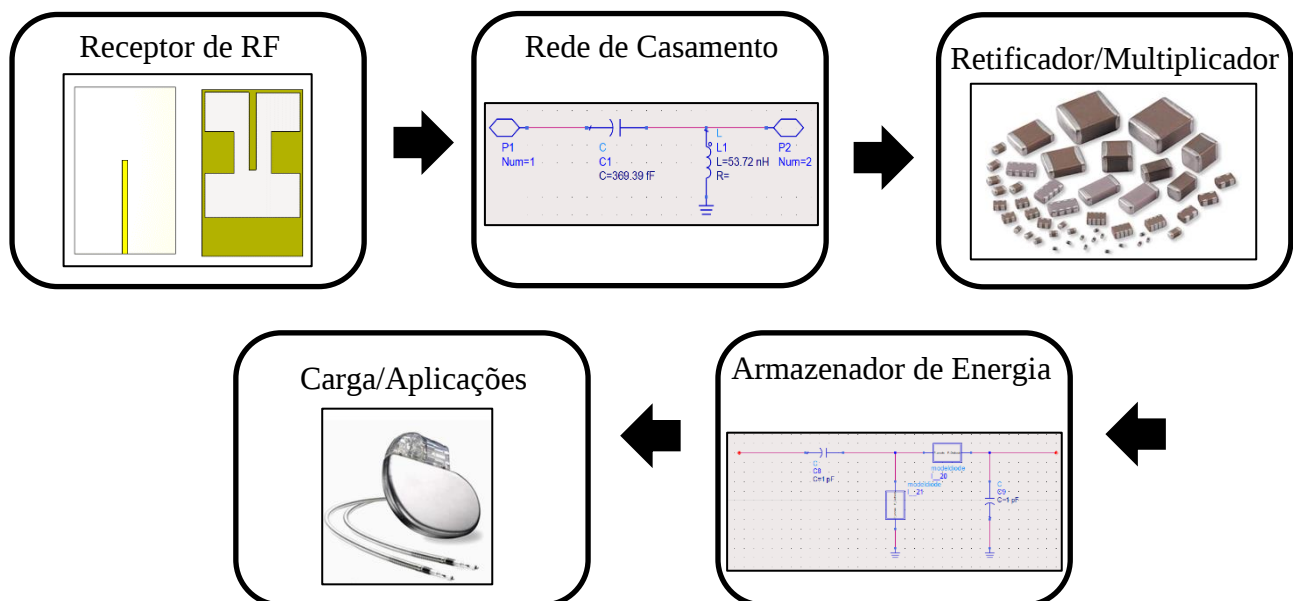


Figura 2.1 – Descrição do sistema de colheita de energia por radiofrequência, RFEH.

2.2. Espectro Eletromagnético: Bandas de Interesse

O espectro eletromagnético é a gama de todas as radiações eletromagnéticas possíveis, se estendendo desde ondas longas de rádio até raios gama do espectro existente. O comprimento de onda λ de uma perturbação e a frequência dela, f , estão ligados pela relação inversamente proporcional (AMOR, 2018), dada por

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1)$$

onde c é a velocidade de propagação da onda em um determinado meio. A Figura 2.2 apresenta uma seção do espectro eletromagnético em função do comprimento de onda e da frequência, bem como as aplicações mais típicas dentro do espectro de rádio.

É comum quase todas as aplicações comerciais de RF estar localizadas entre 80 MHz e 5 GHz (AMOR, 2018). No caso particular deste trabalho, ele se concentra especialmente às bandas de 900 e 2400 MHz, em que protocolos de comunicações em *IoT*, WSN's, e sensores biomédicos, a exemplo de redes LoRa e WiFi estão localizados. Portanto, este trabalho se concentra no estudo e aplicação das bandas de espectro de RF em 900 e 2400 MHz.

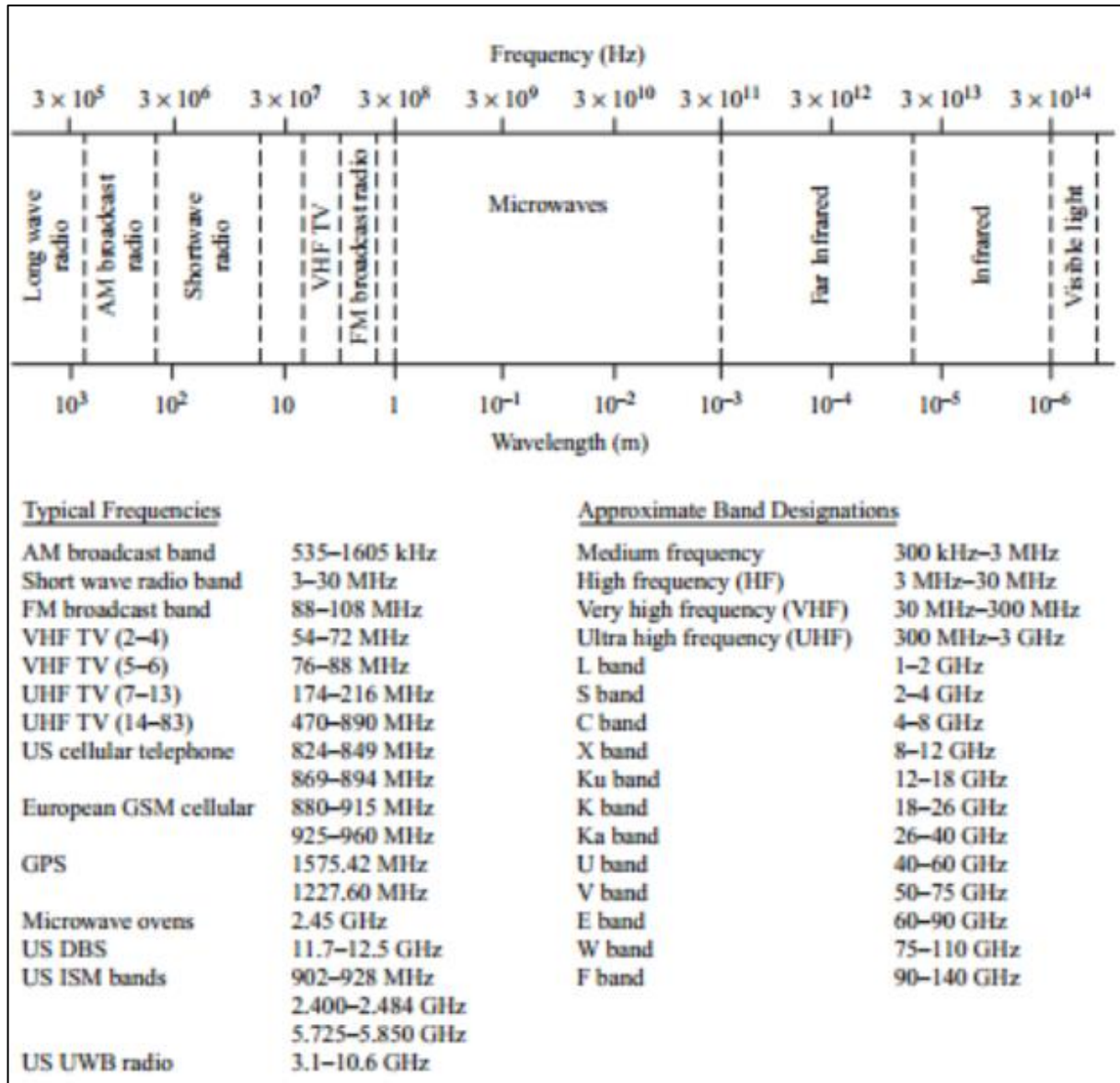


Figura 2.2 – Espectro eletromagnético.

Fonte: (AMOR, 2018).

2.3. Estado da Arte de Sistemas de Coleta de Energia por RF

Com o avanço da física dos semicondutores, ou seja, com o rápido desenvolvimento da tecnologia do silício, uma pequena porção de energia é suficientemente capaz de colocar um eletrônico em operação. Isso implica que, com a captação de energia, sistemas sem bateria podem ser desenvolvidos para reduzir os riscos ambientais prejudiciais da fabricação e do descarte inadequado das baterias (HUANG, 2019). Por exemplo, em uma Rede de Sensores Sem Fios (do inglês Wireless Sensor Network) que se faz necessário alimentar um grande número de sensores conectados entre si com tarefas em processamento ininterruptamente, a técnica de

captação de energia sem fio pode ser utilizada como fonte de alimentação para a operação da rede do projeto – tornando-os autossustentáveis em produzir sua própria energia – evitando assim, a utilização de baterias ou aumentando a sua vida útil, bem como reduzindo gastos no custo final do projeto para recarregar um grande número de baterias.

Portanto, o sistema de coleta de energia por radiofrequência é uma técnica viável, renovável e autossustentável para alimentar sistemas eletrônicos de baixa potência, evitando o descarte inadequado das baterias ou aumentando sua vida útil.

A potência de radiofrequência (RF) pode atingir um nível de microwatts (μW) a miliwatts (mW) de potência DC, que é uma faixa útil para carregar baterias, sensores ou alimentar alguns dispositivos eletrônicos sem bateria (HUANG, 2019). O principal desafio da energia RF é a sua baixa densidade de potência recebida e a eficiência de conversão de RF-DC (PCE).

Para ser capaz de converter a energia de RF, designs sofisticados devem ser aplicados prevendo a baixa potência do ambiente, o que pode ser alcançado com alta eficiência de conversão, por meio de técnicas comuns de projetos de radiofrequências, como: rede de casamento de impedâncias, circuitos retificadores e multiplicadores de tensão.

A rede de casamento é um dos principais desafios encarado pelos projetistas de circuitos RF. Esta técnica tem como objetivo maximizar a transferência de energia do ambiente para a carga, a fim de obter menores perdas de energia, e consequentemente, otimizar o processo de alimentação para aplicação em sistemas de baixa potência. Assim, adicionando uma rede de correspondência de impedância garante que a energia máxima coletado pela antena receptora seja transferida entre a fonte de RF e a carga, evitando incompatibilidade de impedâncias e criação de fluxo de energia refletido no circuito. Portanto, três topologias básicas de redes de casamento de impedâncias podem ser aplicadas, isto é, as redes L, T e π , e qual utilizar dependerá da aplicação do projeto.

A energia de RF extraída do espaço livre geralmente possui baixa densidade de potência. Portanto, é necessário um circuito amplificador de potência que produz energia CC suficiente das ondas eletromagnéticas para conduzir as cargas. Isso pode ser alcançado com a aplicação de um circuito retificador, esse faz a conversão da energia de RF em energia DC, amplificando-a e, posteriormente, entregando à

carga de projeto. Algumas de suas topologias são: circuito retificador de meia-onda, de onda completa e de ponte.

Em (PALAZZI, 2016), os autores utilizaram a topologia de retificador de onda completa com frequências entre 700 MHz e 900 MHz, atingindo uma eficiência de conversão de 65% com 2 uW de potência gerada, conforme apresentados pelas Figuras 2.3 e 2.4.

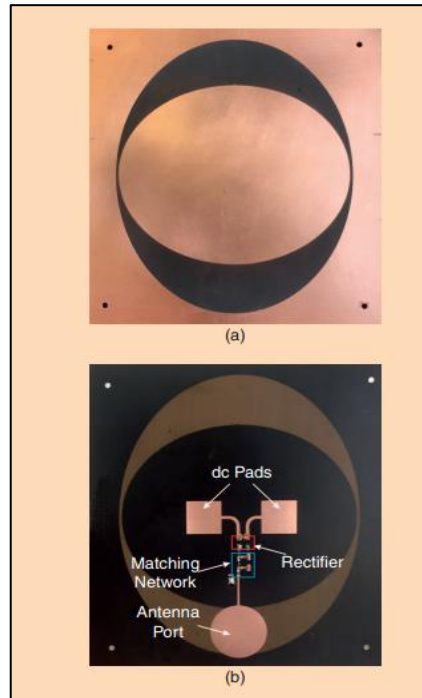


Figura 2.3 – Modelo de *rectenna* desenvolvido. a) Vista superior, b) Vista inferior.

Fonte: (PALAZZI, 2016).

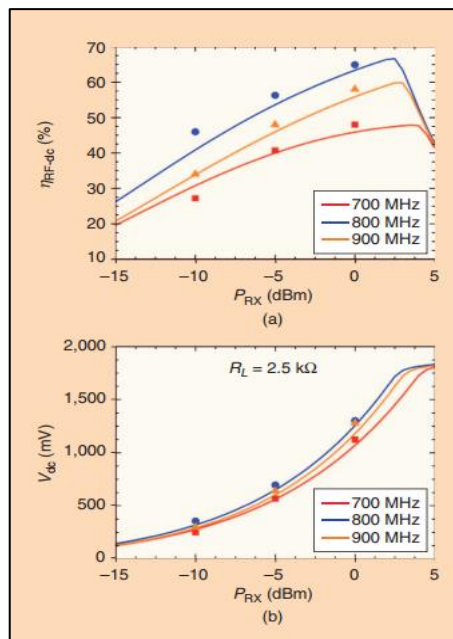


Figura 2.4 – Resultados de medição da *rectenna* desenvolvida. a) Eficiência de conversão, b) Tensão de saída em função da potência de entrada para uma carga de 2,5k Ω .

Fonte: (PALAZZI, 2016).

Já em (SONG et al., 2017), eles aplicaram a topologia de meia-onda, atingindo eficiência de >70% de retificação numa faixa de frequência de 450 MHz e 950 MHz, conforme mostrado pelas Figuras 2.5 e 2.6.

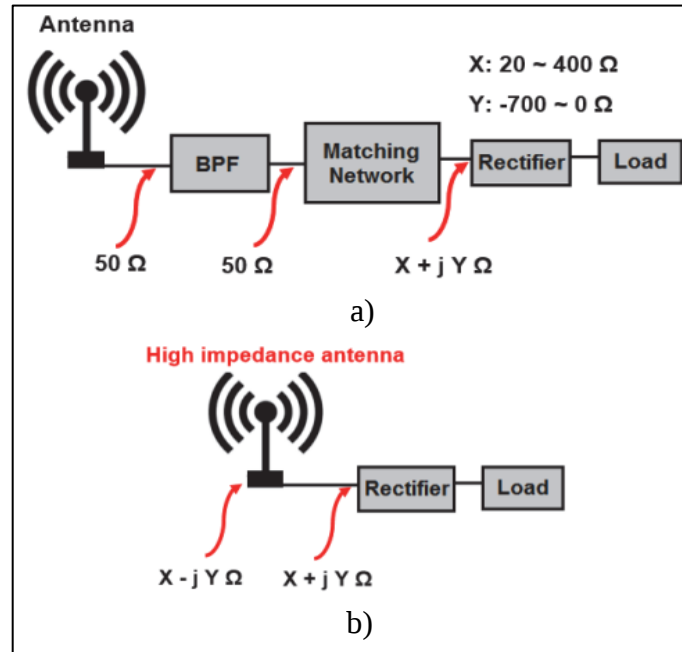


Figura 2.5 – Projeto da *rectenna*. a) Com rede de casamento, b) Sem rede de casamento.

Fonte: (SONG et al., 2017).

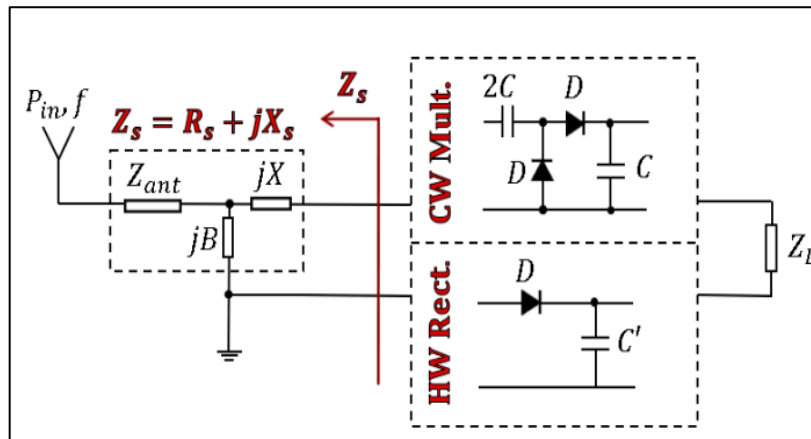


Figura 2.6 – Resultados da eficiência de conversão da *rectenna* proposta.

Fonte: (SONG et al., 2017).

Em (AMOR et al., 2019), os autores atingiram cerca de 40% de eficiência de conversão, diante das técnicas desenvolvidas. As Figuras 2.7 e 2.8 mostram o projeto proposto da rectenna e os resultados de eficiência, respectivamente.

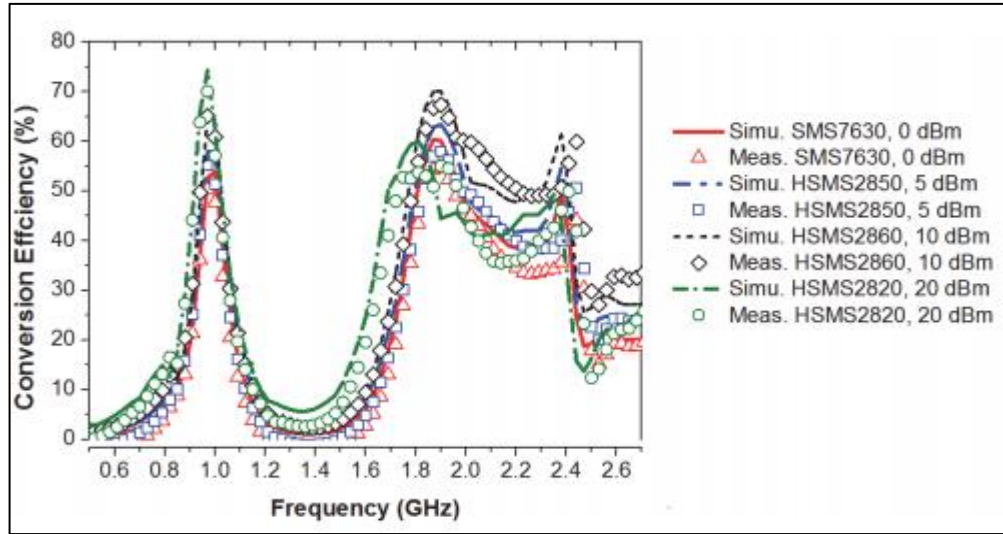


Figura 2.7 – Proposta do projeto da *rectenna*.

Fonte: (AMOR et al., 2019).

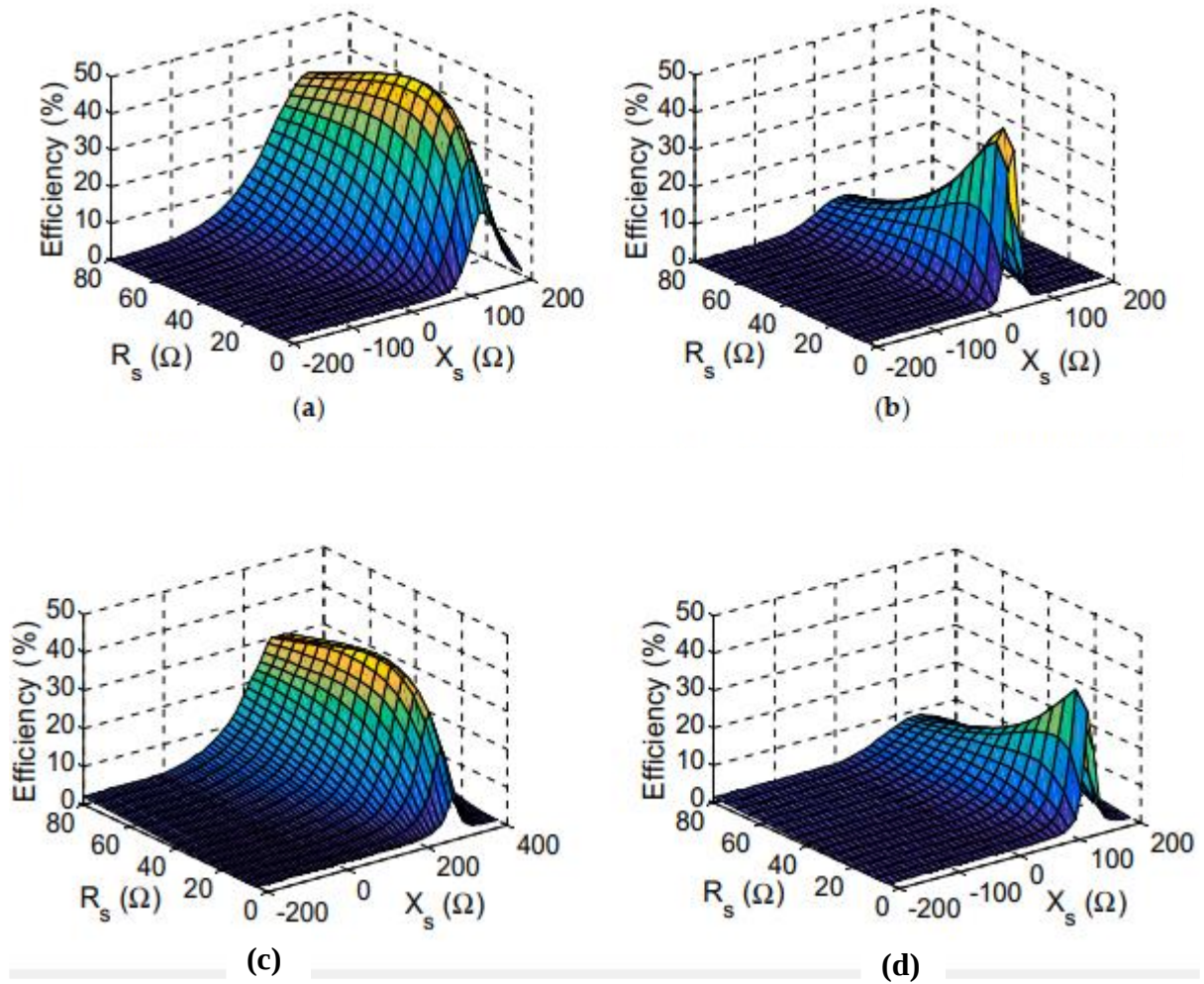


Figura 2.8 – Resultados de eficiência de conversão. a) Eficiência com o multiplicador CW e sem extração dos elementos parasitas, b) Eficiência com o multiplicador CW e com a extração dos elementos parasitas, c) Eficiência com o multiplicador de meia-onda e sem extração dos elementos parasitas, d) Eficiência com o multiplicador de meia-onda e com a extração dos elementos parasitas.

Fonte: (AMOR et al., 2019).

Em alguns casos em que a eficiência de conversão retificada é inadequada para a aplicação, é necessário aumentar a saída CC empilhando retificadores únicos em série, formando o multiplicador de tensão. Além dessas técnicas, a escolha do tipo e configuração da antena é imprescindível nos projetos de radiofrequência, posto que, a eficiência dos estágios individuais e a integração de todos eles constituem a eficiência total de um sistema RFEH, na qual é chamado de *rectenna* (antena + retificador).

Entre os vários tipos de antenas existentes, um dos mais utilizados devido às suas características para aplicações em sistemas de comunicação, são as antenas de microfita. Em sua forma mais simples, as antenas de microfita são compostas por um plano de terra e um substrato dielétrico que sobre ele sustenta uma fita condutora, denominada de patch. O uso e aplicação dessas antenas justificam também por esses modelos apresentarem estrutura compacta, simplicidade construtiva e baixo custo de fabricação em série, bem como dimensões reduzidas (BALANIS, 2005).

Essas antenas são facilmente aplicáveis, pois possuem a facilidade de se moldar às superfícies, tem uma construção simples e algumas de suas várias limitações de seu uso já foram superadas (BALANIS, 2005). As aplicações envolvendo tal antena são realizadas em: aeronaves militares, aeronaves espaciais, mísseis, satélites, sistemas de comunicações móveis (GONZALO et al., 2000), aplicações médicas e em veículos aéreos não tripulados (PEREIRA, 2016).

Transformar energia eletromagnética guiada pela linha de transmissão em energia eletromagnética irradiada, ou mesmo o contrário, transformar energia eletromagnética irradiada em energia eletromagnética guiada para linha de transmissão, é a função do dispositivo comumente conhecido de antenas. Em suma, em qualquer comunicação realizada por radiofrequência é primordial a função da antena (SOFFIATI, 2014).

2.4. Antenas de Microfita

2.4.1. Revisão sobre a teoria de antenas de microfita

É comum ouvir falar em sistemas de comunicação sem fio, sistemas de banda larga, comunicações ópticas, dentre outros termos que até algum tempo não era acessível à compreensão de seus significados, tampouco suas inúmeras aplicações. Com a evolução e o desenvolvimento incontrolável da eletrônica digital, os dispositivos eletrônicos estão sendo

construídos cada vez menores. Outra área que tem procurado acompanhar essa evolução é a engenharia de telecomunicações, com projetos de sistemas radiantes igualmente reduzidos. Um exemplo dessa evolução de sistemas radiantes são as chamadas antenas de microfita. Os primeiros estudos sobre antenas de microfita são de 1955, no entanto, foi a partir da década de 70 que os primeiros avanços em protótipos começaram a ser fabricados e utilizados (BALANIS, 2005; SOFFIATI, 2014).

James Clerk Maxwell foi o responsável pelo desenvolvimento das antenas de microfita, através da unificação da teoria da relatividade e do eletromagnetismo, bem como seu legado que se denominou Equações de *Maxwell*. Por volta de 1886, teve-se registro do primeiro sistema de comunicação sem fio, este teve a finalidade de auxiliar no estudo e desenvolvimento da teoria eletromagnética. Em anos mais tarde, foi possível graças a Guglielmo Marconi, através desse sistema desenvolvido por Heinrich Rudolph Hertz, enviar sinais eletromagnéticos a longa distância.

Transformar energia eletromagnética guiada pela linha de transmissão em energia eletromagnética irradiada, ou mesmo o contrário, transformar energia eletromagnética irradiada em energia eletromagnética guiada para linha de transmissão, é a função do dispositivo comumente conhecido de antenas. Em suma, em qualquer comunicação realizada por radiofrequência é primordial a função da antena (SOFFIATI, 2014).

2.4.2. Características das antenas de microfita

Em 1953 tem-se registro da primeira ideia de uma antena de microfita e a uma patente em 1955, no entanto, a partir da década de 1970 essas antenas receberam considerável atenção (BALANIS, 2005). Elas consistem em uma fita (plaqueta) metálica de pequena espessura ($t \ll \lambda_0$, em que λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre) localizada a uma distância correspondente a uma fração do comprimento de onda ($h \ll \lambda_0$, geralmente $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$) acima do plano de terra. “A plaqueta de microfita é projetada de modo que seu diagrama seja máximo normal a ela – radiador *broadside*.” (SOFFIATI, 2014). Através de uma escolha adequada de excitação sobre a plaqueta isto é alcançado. No caso da plaqueta retangular escolhida – também conhecida como *patch* – seu comprimento L é $\frac{\lambda_0}{3} < L < \frac{\lambda_0}{2}$ e o plano de

terra é separado por um dielétrico referido como substrato (BALANIS, 2005). A Figura 2.9 mostra a estrutura de uma antena de microfita retangular.

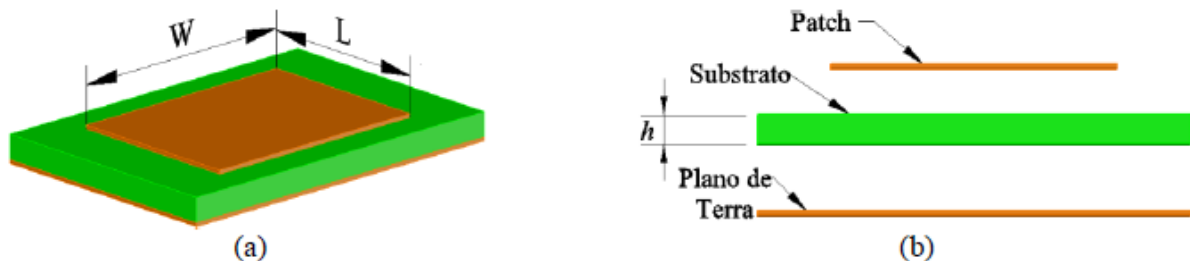


Figura 2.9 - Antena de microfita com *patch* retangular.

(a) Estrutura básica da antena de microfita, (b) Componentes que constituem a antena.

Fonte: (SENA, 2018).

A largura W do elemento radiante, para uma antena de microfita retangular, deve ser comparável ao comprimento de onda λ , isso faz possível melhorar a radiação emitida a partir de suas bordas – campo de frangeamento (SENA, 2018). A expressão do comprimento de onda no meio dielétrico é mostrada pela Equação 2.1.

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (2.1)$$

Em que:

λ – Comprimento de onda no meio dielétrico

λ_0 – Comprimento de onda no espaço livre

ϵ_{ef} – Permissividade efetiva.

Vários materiais podem ser usados como substrato na construção de antena de microfita. A constante dielétrica desses materiais possui valores de $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Para antenas de bom desempenho os substratos mais adequados são espessos e com constante dielétrica de valor baixo, o que permitem maior eficiência, maior largura de banda e campos mais desprendidos, facilitando a radiação no espaço. “Como antenas de microfita são geralmente integradas com outros circuitos de microondas, um equilíbrio deve ser encontrado entre o bom desempenho da antena e um bom projeto do circuito” (SOFFIATI, 2014).

Em outras palavras, a antena de microfita é constituída de um elemento metálico, denominado de *patch*, colocado sob um substrato (meio dielétrico), que por sua vez está sobre um plano de terra. A Figura 2.10 mostra uma antena de microfita convencional.

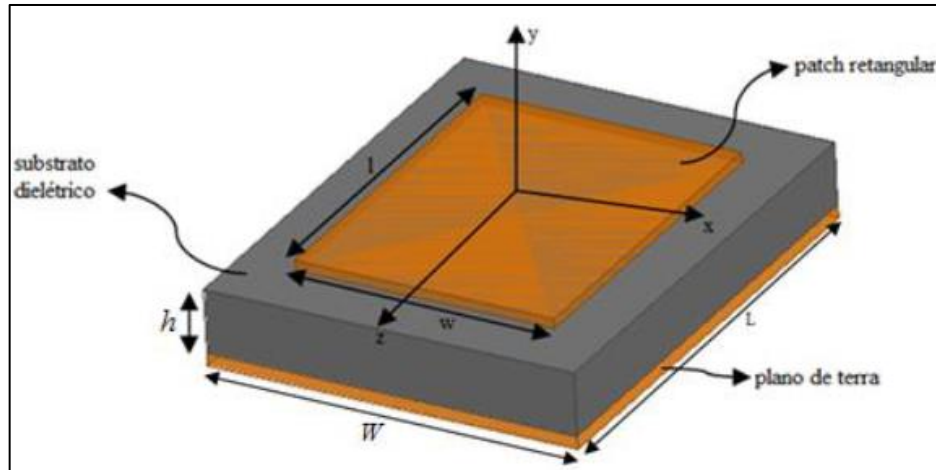


Figura 2.10 – Antena de Microfita com patch retangular.

Fonte: (LAVOR, 2011).

O *patch* pode ter várias geometrias tais como: retangular (utilizada na pesquisa), circular, elíptica, triangular ou outra geometria de configuração de acordo com a característica desejada (BALANIS, 2005). A configuração do elemento metálico influencia na distribuição de corrente e, implica também, na distribuição dos campos na superfície da antena. Assim, através da distribuição de campo entre o *patch* e o plano de terra pode ser determinada a radiação da antena, como também em termos da distribuição de corrente na superfície do elemento metálico. A Figura 2.11 mostra várias geometrias de elementos metálicos – *patch*.

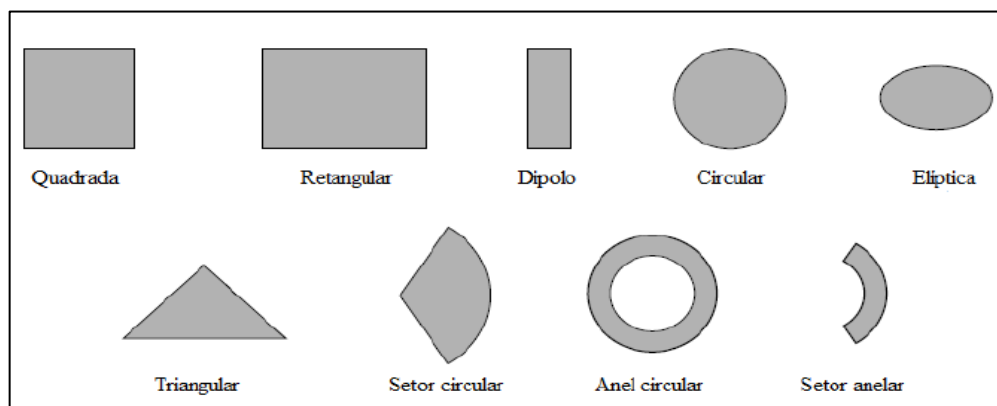


Figura 2.11 – Exemplos de geometrias de patches.

Fonte: (LAVOR, 2011).

2.4.3. Vantagens e desvantagens

As antenas de microfita possuem diversas vantagens comparadas às antenas convencionais. Algumas vantagens podem ser citadas:

- a. Pequenas dimensões;
- b. Possibilidade de polarização linear ou circular que pode ser conseguida, em certos casos, pela simples troca da posição do ponto de alimentação;
- c. Fabricação simultânea das linhas de alimentação e circuito de casamento de impedâncias com a estrutura da antena;
- d. Configuração de perfil plano, permitindo adaptação à superfície de montagem.

No entanto, estes dispositivos possuem também algumas desvantagens em relação às convencionais, tais como:

- a. Largura de banda estreita;
- b. Baixo ganho;
- c. Baixa potência;
- d. Baixa eficiência de radiação – pelas estruturas de alimentação, junções e possíveis circuitos de casamentos;

2.4.4. Técnicas de alimentação

Existe uma variedade de métodos em que podem ser empregados na alimentação das antenas de microfita. Esses métodos se dividem em duas categorias: conectadas e não conectadas. Nas técnicas conectadas, a fonte de radiofrequência (RF) é ligada fisicamente ao *patch* e podem ser de duas maneiras: usando linhas de microfita ou conector coaxial. Na categoria não conectada, a ligação é feita por acoplamento eletromagnético. As técnicas mais comuns se dividem em quatro: linha de microfita, sonda coaxial (conexão direta), acoplamento por abertura e proximidade (LAVOR, 2011).

A primeira técnica empregada foi a alimentação por linha de microfita. A região interior da antena *patch* é construída como uma seção de linha de transmissão, ou seja, uma fita condutora, de comprimento menor comparado ao *patch*. Tal processo é vantajoso em seu processo construtivo porque a linha de microfita é modelada diretamente sobre o substrato. A Figura 2.12 mostra este tipo de alimentação.

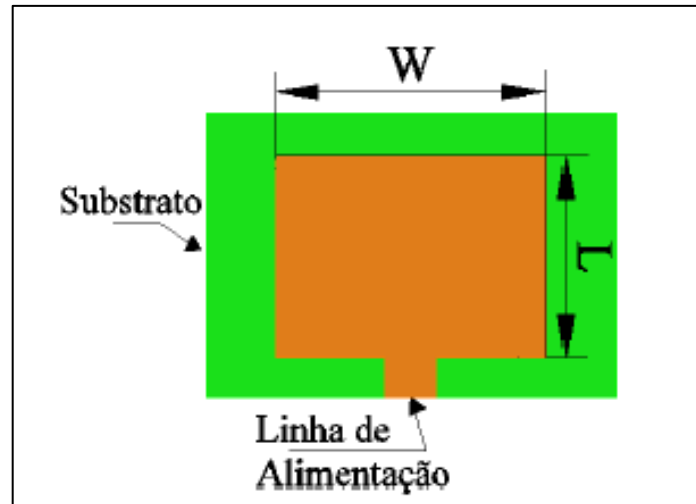


Figura 2.12 – Alimentação via Linha de Microfita.

Fonte: Adaptado de (SENA, 2018).

Outra técnica de alimentação bastante utilizada é feita por cabo coaxial. Neste modelo de alimentação, o condutor interno do conector coaxial transpõe o dielétrico e é soldado ao *patch*, enquanto o condutor externo é conectado diretamente ao plano de terra. Suas vantagens é que a alimentação pode ser feita em qualquer região do *patch*, de fácil fabricação e possui poucos lóbulos indesejados. No entanto, impõe limitações à largura de banda (LAVOR, 2011). A Figura 2.13 mostra este tipo de modelo de alimentação.

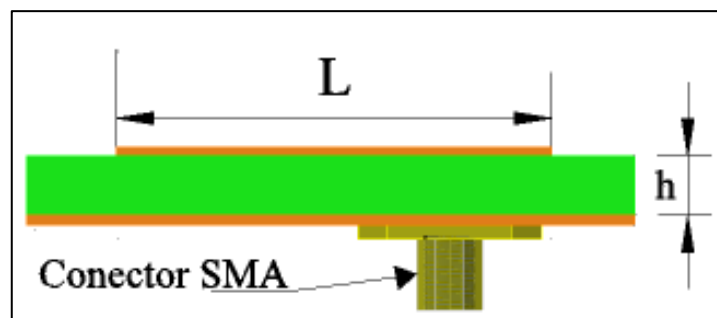


Figura 2.13 – Alimentação via Conector Coaxial.

Fonte: (SENA, 2018).

Os métodos de acoplamento são os mais difíceis de fabricar, sobretudo o acoplamento por abertura. Este modelo consiste de dois substratos separados por um plano de terra. Abaixo do substrato localizado sob o plano de terra, existe uma linha de alimentação de microfita, esta fornece energia por meio de um slot que é conectado ao mesmo. A Figura 2.14 traz este tipo de alimentação.

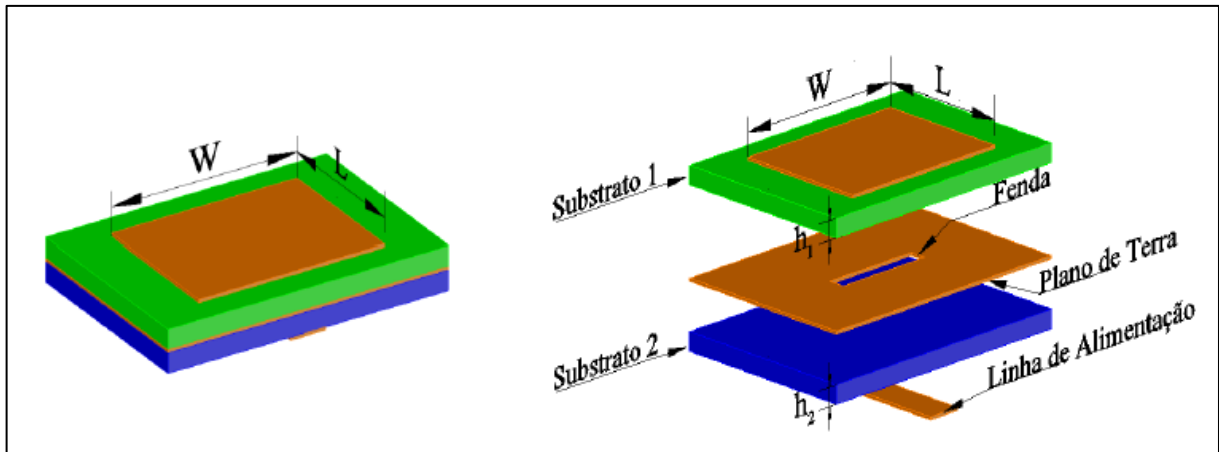


Figura 2.14 – Alimentação via Acoplamento por Abertura.

Fonte: (SENA, 2018).

Quanto ao outro acoplamento por proximidade, consiste em uma linha de alimentação inserida entre dois substratos dielétricos, em que o patch é colocado sobre o substrato superior, e o plano de terra no substrato inferior. Atinge o casamento de impedância variando a largura da linha de transmissão e espessura dos substratos (LAVOR, 2011). A Figura 2.15 mostra esta característica de alimentação.

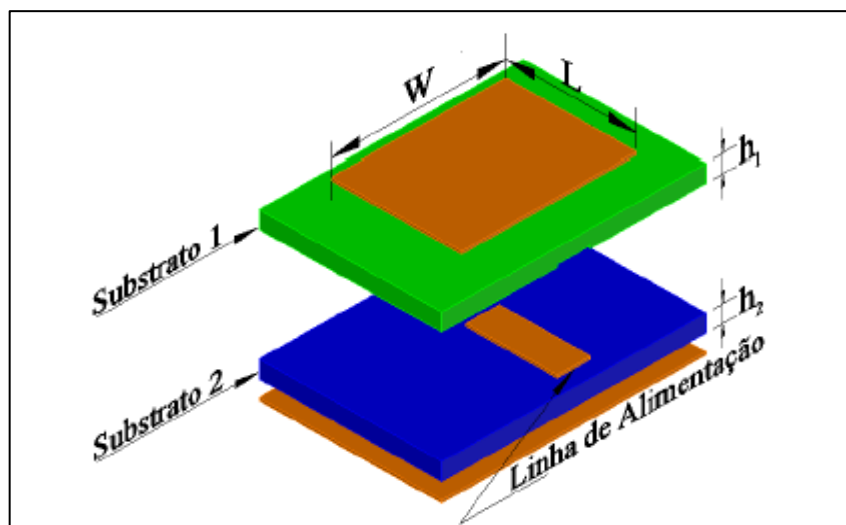


Figura 2.15 – Alimentação via Acoplamento por proximidade.

Fonte: Adaptado de (SENA, 2018).

2.4.5. Métodos de análise

Linha de transmissão, o Modelo da Cavidade, o Método da Linha de Transmissão Equivalente – LTE ou Método da Imitância, o Método dos Potenciais Vetoriais de Hertz, o Método da Linha de Transmissão Transversa – LTT e o método dos elementos finitos são os principais métodos de análise de antenas de microfita.

Em [6], é realizada uma análise para antenas de microfita que possuem *patches* circulares e retangulares. A análise da antena com *patch* circular é feita pelo método da cavidade, em que os modos suportados pela antena podem ser determinados tratando o *patch*, o plano de terra e o material entre eles como uma cavidade circular. Para a análise de antenas com *patch* retangular, é feita pelo modelo da Linha de Transmissão (LT), em que o *patch* e a linha de alimentação são desenvolvidos por seções de LT, e também pelo método da cavidade, no qual a antena é tratada como sendo uma cavidade com paredes ressonantes (LAVOR, 2011).

Esses modelos, linha de transmissão e cavidade, são relativamente simples de implementar e aplicar a diversos formatos de antenas, existem algumas limitações em seu uso, como às aproximações iniciais e a limitação de análise de antenas com substratos anisotrópicos (LAVOR, 2011).

Nesta pesquisa, foi utilizado o método da linha de transmissão. Através da Figura 2.16 é possível ver que entre *patch* e o plano de terra o campo elétrico não está confinado totalmente, em suas bordas ele dispersa pelo ar, essa dispersão do campo elétrico denomina-os campo de frangeamento. Ele é responsável pela maior parte da radiação emitida pela antena e pode ser melhorado através do aumento da largura W do *patch*, reduzindo a permissividade relativa ou aumentando a espessura (h) do material utilizado como substrato. Portanto, ao longo da largura W a antena de microfita retangular (operando no modo TM_{10}) pode ser vista como uma linha de transmissão, pois nessa região o campo elétrico é uniforme e, ao longo do comprimento L do *patch*, varia senoidalmente [10].

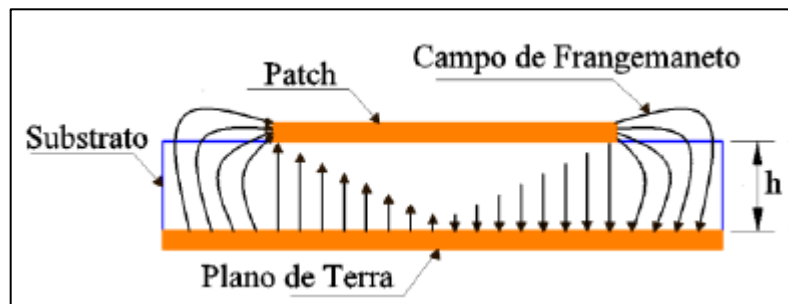


Figura 2.16 - Comportamento do campo elétrico na estrutura da antena.

Fonte: (SENA, 2018).

O efeito de dispersão – campo de frangeamento – possibilita uma pequena redução do valor da permissividade efetiva em comparação a sua permissividade relativa. A permissividade efetiva ϵ_{ef} pode ser calculada através da Equação 2.2 [6].

$$\epsilon_{ef} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.2)$$

2.4.6. Parâmetros e Propriedades Fundamentais de uma Antena

Uma antena pode ser definida como uma estrutura associada com a região de transição entre uma onda guiada e uma onda no espaço livre, ou vice-versa (BALANIS, 2005).

O desenvolvimento matemático dos campos eletromagnéticos, irradiados a partir de um volume contendo fontes, permite a possibilidade dos conceitos e definições das características dos efeitos irradiantes.

Para a análise do desempenho de uma antena é necessário primeiramente definir os principais parâmetros e as propriedades fundamentais de uma antena. Assim este capítulo definirá:

1. Razão de Onda Estacionária e Perda de Retorno
2. Impedância de Entrada
3. Diagramas de Radiação
4. Diretividade e Ganho
5. Largura de Banda

As definições e fórmulas relatadas nesta seção, bem como a notação utilizada foram extraídas das referências (BALANIS, 2005; SENA, 2018; ESTEVES, 1987).

2.4.6.1. Razão de onda estacionária e perda de retorno

A razão de onda estacionária ou VSWR (do inglês *Voltage Standing Wave Ratio*) é um indicador muito utilizado para verificar o casamento de impedância entre a linha de transmissão e o elemento irradiador. Esta medida é definida pela razão entre o valor máximo (V_{max}) e o valor mínimo (V_{min}) da tensão de radiofrequência (SENA, 2018). Quando o elemento irradiador não se encontra com a mesma impedância que a linha de transmissão, significa dizer que a potência entregue à linha não será totalmente absorvida e parte será refletida entre o elemento irradiador e o transmissor, resultando uma onda estacionária na linha. Geralmente, o critério adotado é o valor de $VSWR \leq 2$, caracterizando a largura de banda e garantindo que pelo menos 90% da potência de entrada seja entregue à antena (BALANIS, 2005). A razão de onda estacionária pode ser calculada como mostra a Equação 2.3.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.3)$$

Em que Γ é o coeficiente de reflexão dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (2.4)$$

sendo Z_c a impedância da linha e Z_0 a impedância característica.

A proporção entre a potência incidente e a potência refletida indica a perda de retorno, em que corresponde ao parâmetro S_{11} na matriz de espalhamento. A Equação 2.5 expressa essa relação.

$$RL(dB) = -20\log|\Gamma| \quad (2.5)$$

2.4.6.2. Impedância de entrada

A impedância apresentada por uma antena em seus terminais ou a razão entre a tensão e a corrente em um par de terminais é entendida como a impedância de entrada da antena. Esses terminais são designados de a – b e estão representados na Figura 2.17 abaixo.

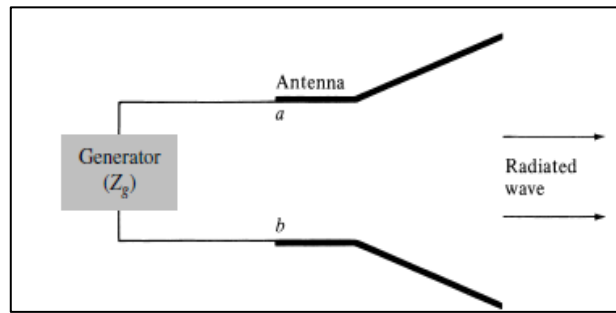


Figura 2.17 – Modo de transmissão da antena.

Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

Sem carga acoplada, a razão entre a tensão e a corrente nesses terminais define a impedância de entrada da antena como,

$$Z_A = R_A + jX_A. \quad (2.6)$$

Em que:

Z_A – Impedância da antena nos terminais a – b

R_A – Resistência da antena nos terminais a – b

X_A – Reatância da antena nos terminais a – b

A resistência R_A , em geral, é definida pela soma de duas componentes, dada por

$$R_A = R_r + R_L. \quad (2.7)$$

Substituindo a Eq. (2.7) em (2.6) temos que:

$$Z_A = R_r + R_L + jX_A \quad (2.8)$$

que é a impedância de entrada nos terminais da antena.

A resistência de radiação R_r representa as perdas no dielétrico. A resistência de perda R_L representa as perdas no condutor devido ao aquecimento e a reatância X_A se relaciona com a emissão de radiação pela antena.

Assumindo que a antena está conectada a um gerador de fonte de tensão V_g e com impedância interna Z_g , operando como um transmissor, esta pode ser modelada através de seu circuito equivalente Thévenin, como mostra a Figura 2.18.

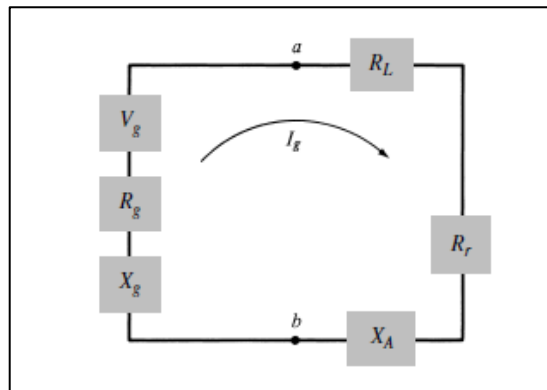


Figura 2.18 – Circuito equivalente de Thévenin.

Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

Para encontrar a energia fornecida a R_r e a dissipada em R_L na forma de calor, é preciso determinar a corrente I_g no circuito equivalente. Assim, a corrente desenvolvida no circuito é dada através de

$$I_g = \frac{V_g}{Z_A + Z_g} \text{ A.} \quad (2.9)$$

Sabendo que,

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (2.10)$$

e substituindo na Eq. (2.10), tem-se que

$$I_g = \frac{V_g}{(R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g)} \text{ A} \quad (2.11)$$

que é a corrente envolvida no circuito equivalente representado na Figura 2.18.

A energia fornecida a R_r é encontrada pela seguinte relação

$$P_r = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_r}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (W) \quad (2.12)$$

e a energia dissipada

$$P_L = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_L = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_L}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (W). \quad (2.13)$$

Toda a energia restante é dissipada na forma de calor através da resistência interna R_g do gerador e é expressa como

$$P_g = \frac{1}{2} |I_g|^2 R_g = \frac{|V_g|^2}{2} \left[\frac{R_g}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (W). \quad (2.14)$$

Assim, quando o gerador fornece energia para a antena metade dessa energia é dissipada na forma de calor através de sua resistência R_g e a outra metade é entregue à antena. Portanto, de toda energia fornecida à antena parte é irradiada pela resistência de radiação R_r e a outra é dissipada na forma de calor, influenciando uma parte da eficiência geral da antena (BALANIS, 2005).

2.4.6.3. Diagramas de radiação

A estrutura irradiante apresenta direções específicas de irradiação, nas quais sob uma mesma potência total irradiada é possível apresentar diferentes intensidades de campo elétrico, $\bar{E}$, a uma mesma distância r . Estas intensidades de campo elétrico recebido são proporcionais ao inverso da distância (ESTEVES, 1987). No caso mais geral, para a zona de irradiação, pode-se escrever:

$$|\bar{E}| = \frac{E_0}{r} f(\theta, \varphi) \quad (2.15)$$

Pela Equação 2.15, a forma de representar a intensidade de campo elétrico irradiado implica que para uma mesma esfera de raio r ao redor de uma fonte isotrópica, a função $f(\theta, \varphi)$ é responsável pela forma da distribuição do campo sobre a esfera, denominando esta função de diagrama de radiação da antena. É possível notar que, variando o raio r o campo elétrico não

mudará sua forma, isto é, terá sempre a mesma forma dada por $f(\theta, \varphi)$. Assim, determinando uma distância r que satisfaça à condição de zona de irradiação, os diagramas de radiação serão independentes da distância à fonte, em que todos terão sempre a mesma forma (ESTEVEZ, 1987).

Associando a direção de máxima radiação ao valor unitário significa que as outras direções estão normalizadas em relação a esta e, com isso, pode-se considerar o diagrama de radiação pela seguinte função:

$$F(\theta, \varphi) = \alpha f(\theta, \varphi) \quad (2.16)$$

que é conhecido como diagrama de radiação normalizado, em que:

$$F(\theta, \varphi) |_{max} = 1. \quad (2.17)$$

E, com isso, o diagrama de radiação será uma representação gráfica da distribuição do campo elétrico, como sugere a Figura 2.19.

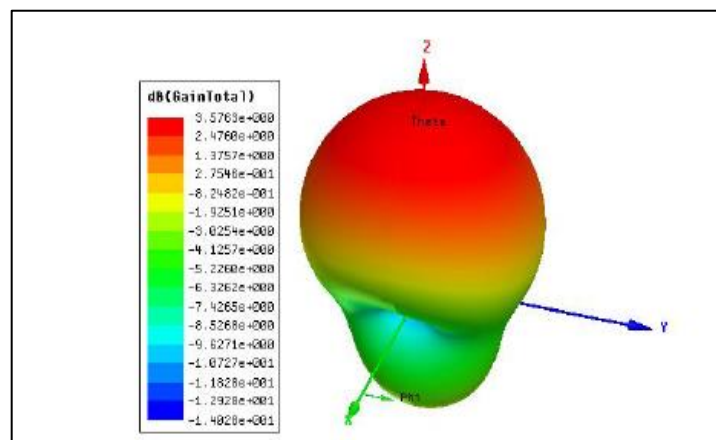


Figura 2.19 – Diagrama de radiação tridimensional.

Fonte: Adaptado de (SENA, 2018).

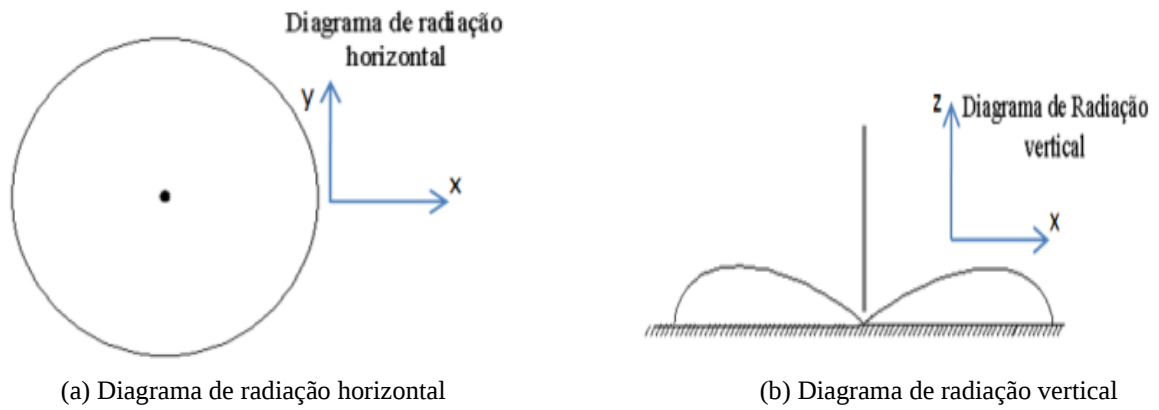


Figura 2.20 – Diagramas de radiação horizontal e vertical.

Fonte: Adaptado de (CAMARGO et al., 2009).

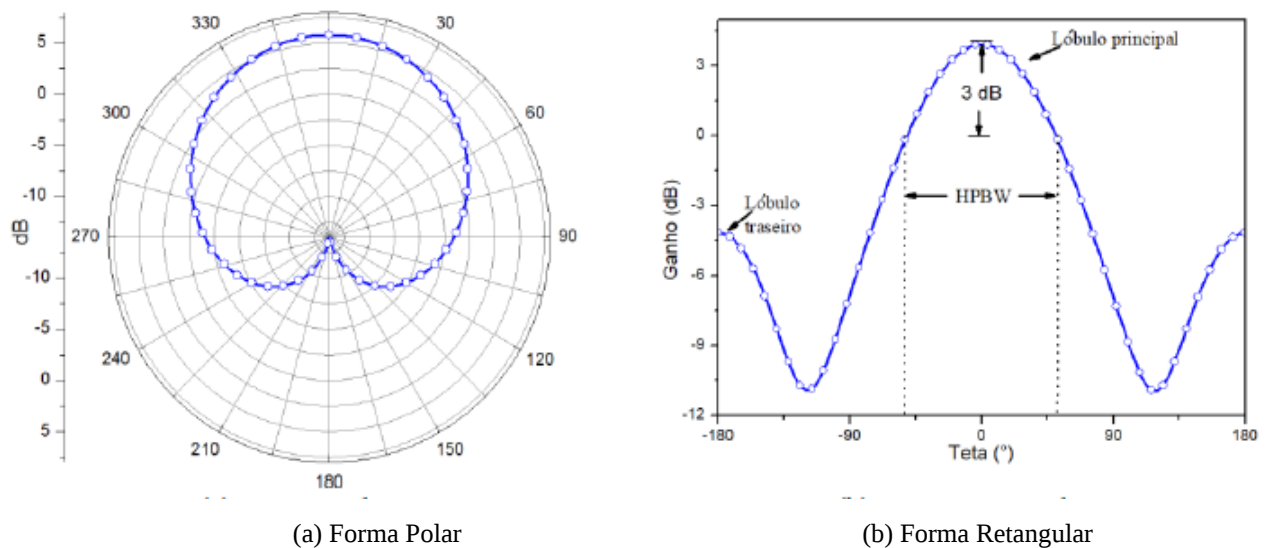


Figura 2.21 – Modelos de diagrama de radiação.

Fonte: (SENA, 2018).

Os gráficos das funções $F(\frac{\pi}{2}, \varphi)$ e $F(\theta, \frac{\pi}{2})$ são denominados, respectivamente, diagrama horizontal e diagrama vertical de radiação (Figura 2.20). Os diagramas bidimensionais podem ser representados na forma polar ou na forma retangular (Figura 2.21). Os diagramas de radiação são de grande importância, através de uma rápida análise é possível escolher a antena que melhor se adequa as necessidades do sistema.

2.4.6.4. Diretividade e ganho

A razão entre a intensidade da radiação em uma determinada direção da antena e a intensidade da radiação em todas as direções é definida como sendo a diretividade de uma antena (SENA, 2018). Logo, a intensidade média da radiação é dada pela potência total irradiada pela antena dividida por 4π . A direção da intensidade máxima de radiação está implícita quando a direção não for especificada. Em outras palavras, a intensidade de radiação

de uma fonte não isotrópica é igual à razão de sua intensidade de radiação de uma determinada direção sobre a de uma fonte isotrópica. Matematicamente, a diretividade pode ser determinada pela Equação 2.18.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.18)$$

Quando a direção não for especificada tem-se o caso da direção da intensidade máxima de radiação, conhecido como diretividade máxima e expressa através da Equação 2.19.

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.19)$$

Em que:

D – Diretividade

D_0 – Diretividade máxima

U – Intensidade de radiação ($W/unid$)

U_{max} – Intensidade máxima de radiação ($W/unid$)

U_0 – Intensidade de radiação da fonte isotrópica ($W/unid$)

P_{rad} – Potência total radiada (W)

Outro parâmetro importante que descreve o desempenho da antena é o ganho. Embora esteja intimamente relacionado à diretividade – que descreve apenas as propriedades direcionais da antena – o ganho é uma medida que leva em consideração a eficiência da antena e suas capacidades direcionais. E, portanto, o ganho de uma antena é definido como a razão da intensidade em uma determinada direção pela intensidade de radiação de uma antena de referência na mesma direção, ambas alimentadas de uma mesma potência aceita pela antena irradiada isotropicamente. A intensidade de radiação correspondente à potência irradiada isotropicamente é dada pela razão da potência aceita pela antena por 4π [6, 10]. Essa medida é expressa em dBi através da Equação 2.20.

$$Ganho = 4\pi \frac{\text{intensidade de radiação}}{\text{potência (aceita) total de entrada}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (2.20)$$

Em que:

$U(\theta, \varphi)$ – Intensidade de radiação em certa direção

P_{in} – Potencia radiada

Para o caso em que o ganho é relativo, expresso em dB, este é definido através da “relação entre o ganho de potência em uma determinada direção e o ganho de potência de uma antena de referência em sua direção referenciada.” (BALANIS, 2005). Portanto, a antena de referência, em sua grande maioria, é uma fonte isotrópica sem perdas. Pode ser expressa como

$$Ganho = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}(\text{fonte isotrópica sem perdas})} \quad (2.21)$$

2.4.6.5. Largura de banda

A Largura de Banda ou BW (do inglês Bandwidth) de uma antena é definida como “a faixa de frequências dentro das quais o desempenho da antena, em relação a alguma característica, está em conformidade com um padrão especificado” (BALANIS, 2005). Ela pode ser considerada como a faixa de frequências, em ambos os lados de uma frequência central (frequência de ressonância de um dipolo), em que as características de uma antena (impedância de entrada, padrão, largura de feixe, polarização, nível do lóbulo lateral, ganho, direção do feixe, eficiência de radiação) se encontram dentro de um valor aceitável daqueles na frequência central, ou seja, na qual o coeficiente de reflexão está abaixo de certo valor. Esse valor é adotado como sendo -10 dB, em que cerca de 90% da potência fornecida pela alimentação é entregue à antena (SENA, 2018).

Na prática, BW pode ser definida de duas formas: para antenas de banda estreita e antenas de banda larga. Para a primeira forma, ela pode ser expressa pela Equação 2.22 e representada graficamente pela Figura 2.22.

$$BW = \frac{(f_{max} - f_{min})}{f_{med}} \times 100\% \quad (2.22)$$

Em que:

f_{max} – Frequência máxima na qual $S_{11} \leq -10$ dB

f_{min} – Frequência mínima na qual $S_{11} \leq -10$ dB

f_{med} – Valor médio entre f_{max} e f_{min}

Para antenas de banda larga, BW pode ser calculado através da razão entre f_{max} e f_{min} , como mostra a Equação 2.23.

$$BW = \frac{f_{max}}{f_{min}} \times 100\% \quad (2.23)$$

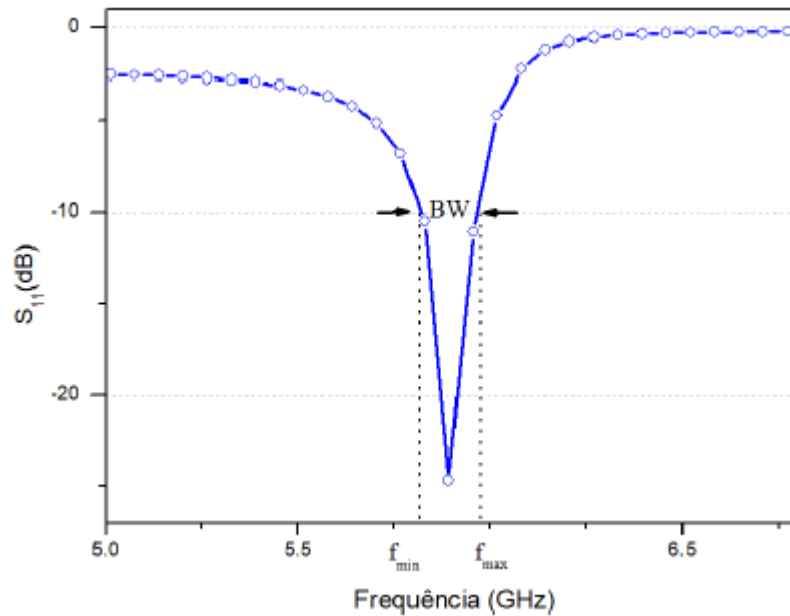


Figura 2.22 – Largura de banda estreita.

Fonte: (SENA, 2018).

2.5. Rede de Casamento de Impedâncias

2.5.1. Revisão sobre a teoria de rede de casamento de impedâncias

A rede de casamento de impedâncias trata-se de adaptar a impedância da carga com a impedância da fonte. A sua matemática gira em torno de dois parâmetros de mérito, o coeficiente de reflexão (S_{11}) e o ganho de tensão da rede. O coeficiente de reflexão permite que o circuito não irradie energia de retorno para o espaço livre entre a antena e o retificador, adaptando precisamente as impedâncias real e imaginária do circuito, enquanto o ganho de tensão passiva fornece um V_{pico} ligeiramente mais alto no retificador para ultrapassar a tensão de limiar V_{TH} e aumentar a eficiência. Esses parâmetros são determinados pela impedância característica da antena, a impedância de entrada do retificador e o fator de qualidade da rede de casamento (SOYATA, COPELAND, HEINZELMAN, 2016).

O casamento de impedâncias entre a antena e o circuito retificador refere-se ao projeto de uma rede de componentes passivos que transformam duas impedâncias incompatíveis em adaptadas equivalentes. O casamento da antena com o retificador requer tal rede para que o

coeficiente de reflexão seja o mínimo possível, mostrado na Equação 2.24, o que auxilia na modelagem da quantidade de energia que será refletida (SOYATA, COPELAND, HEINZELMAN, 2016):

$$\text{Coeficiente de reflexão} = \frac{Z_{\text{retificador}} - Z_{\text{antena}}^*}{Z_{\text{retificador}} + Z_{\text{antena}}^*} \quad (2.24)$$

em que $Z_{\text{antena}} = R_{\text{antena}} + jX_{\text{antena}}$ é a impedância da antena, Z_{antena}^* é o complexo conjugado, e $Z_{\text{retificador}} = R_{\text{retificador}} + jX_{\text{retificador}}$ é a impedância de entrada do circuito retificador. Assim, pela equação, pode-se observar que a máxima transferência de potência – mínima reflexão – ocorrerá quando os elementos resistivos (R_{antena} e $R_{\text{retificador}}$) forem iguais e os elementos reativos (X_{antena} e $X_{\text{retificador}}$) opostos. A Figura 2.23 apresenta a aplicação da rede de casamento de impedâncias entre o circuito da antena e o circuito retificador.

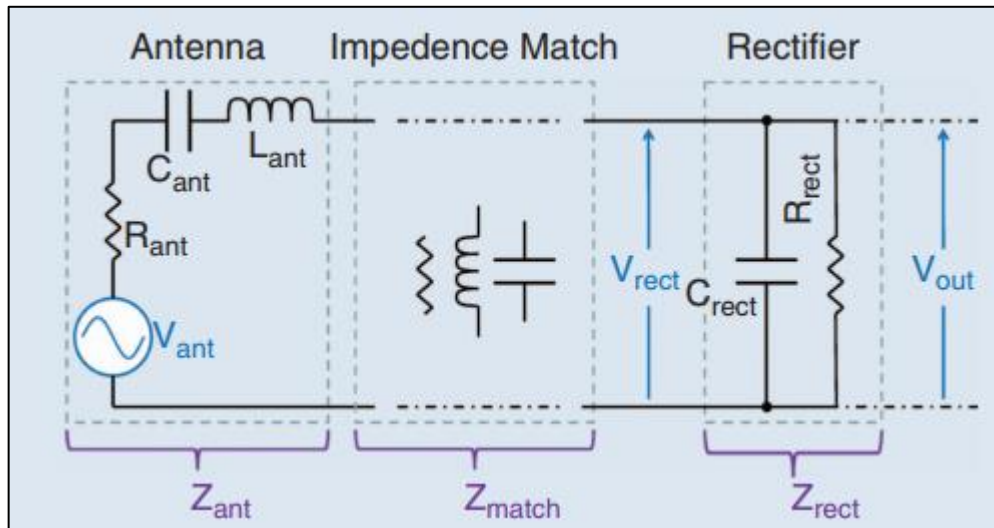


Figura 2.23 – Rede de casamento de impedâncias.

Fonte: (SOYATA, COPELAND, HEINZELMAN, 2016).

Como mostrado na Figura 2.23, mesmo antenas projetadas padrão puramente resistivas com $R_{\text{antena}} = 50\Omega$ podem apresentar componentes indutivos e capacitivos de impedâncias parasitas. Algumas das topologias de redes de casamento de impedâncias comumente utilizadas são apresentadas na Figura 2.24. Qual delas utilizar dependerá das aplicações de cada projeto em específico.

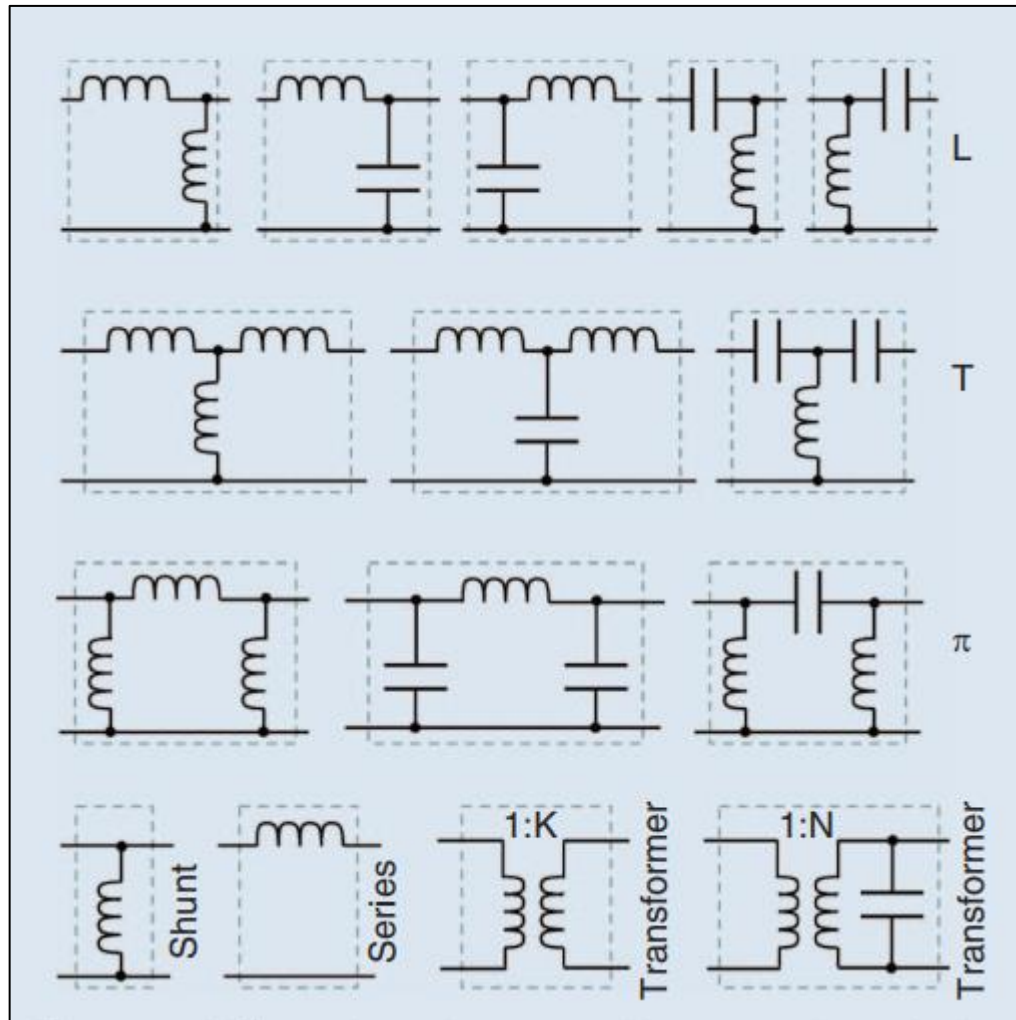


Figura 2.24 – Topologias de redes de casamento de impedâncias, tipo L, T, pi e com transformador.

Fonte: (SOYATA, COPELAND, HEINZELMAN, 2016).

Portanto, como observado, um projeto de rede de casamento permite máxima transferência de potência, mínima reflexão, mínimo ruído e, consequentemente, máxima eficiência de conversão. São aplicados em circuitos de RF, de comunicação, em IoT e em áreas de circuitos de altas frequências.

2.6. Circuito Retificador

2.6.1. Revisão sobre a teoria de circuito retificador

Quando um sinal de RF é transformado pela rede de casamento de impedâncias, o circuito retificador/multiplicador retifica sua energia CA em energia CC contínua, a fim de amplificar essa energia – de baixa densidade de potência – para um nível útil de aplicações gerais. Seu design representa as maiores perdas inevitáveis e, define a sensibilidade, eficiência e funcionamento de integração geral do circuito. E para sua modelagem, os desafios como

comportamento não linear e efeitos parasitas causam (principalmente em circuitos de altas frequências) mudanças imprevisíveis no comportamento da rede de correspondência LC, bem como no armazenamento de energia. Além disso, o desempenho do circuito poderá ser limitado pela tensão V_{TH} dos componentes diodo do retificador, pois a sua relação com a V_{pico} nos terminais do retificador determinará a sensibilidade e a eficiência de todo o multiplicador (SOYATA, COPELAND, HEINZELMAN, 2016).

A aplicação mais simples de um retificador de RF é mostrada na Figura 2.25.1a. Quando o sinal senoidal entra na região positiva, o diodo irá conduzir produzindo uma tensão positiva através do capacitor, carregando-o e fornecendo carga para a saída. Por outro lado, quando o sinal entra na região negativa, o diodo é polarizado reversamente e o capacitor fornecerá toda a carga para a saída do circuito (SOYATA, COPELAND, HEINZELMAN, 2016). Essa operação fornece uma tensão CC útil nos terminais do capacitor com uma pequena porção de ondulação, correspondendo à retificação. A topologia é de meia onda, portanto, este realiza apenas retificação de meia onda. Na Figura 2.25.1b. tem-se a topologia de onda completa, esta retifica as regiões negativa e positiva do sinal de RF para fornecer uma saída CC mais eficiente e estável. Na Figura 2.25.1c. é apresentado a topologia do retificador de onda completa com polaridade oposta. Em 2.25.1d. tem-se o retificador em ponte. Esta dispensa o uso de capacitores internos para produzir a tensão de pico a pico total do sinal, fornecendo o dobro da tensão dos retificadores anteriores, $2 \cdot V_{pico}$ (SOYATA, COPELAND, HEINZELMAN, 2016).

Portanto, os circuitos que utilizam apenas um retificador de estágio único são normalmente chamados de *rectennas*, um termo utilizado por William C. Brown em 1964 para o uso integrado de uma antena e conjunto de diodo retificador.

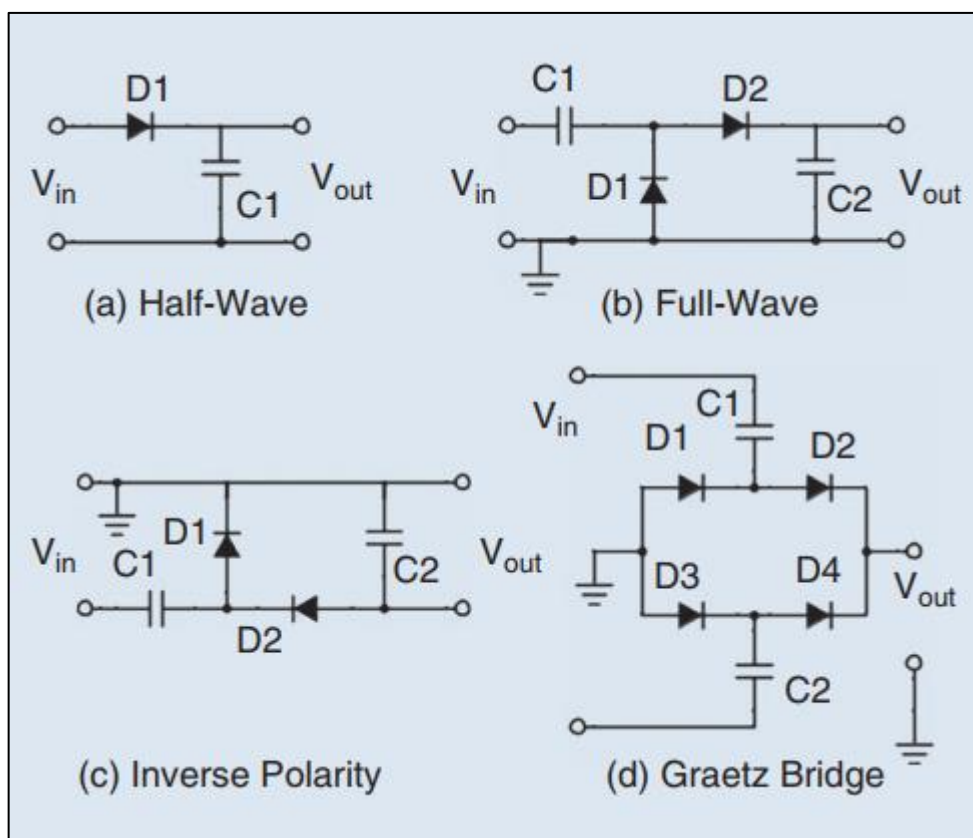


Figura 2.25 – Topologias de circuitos retificadores/multiplicadores de tensão. a) Retificador de meia-onda, b) Onda-Completa, c) Onda-Completa de polaridade inversa, d) em Ponte.

Fonte: (SOYATA, COPELAND, HEINZELMAN, 2016).

3. METODOLOGIA DE PROJETO

O universo de pesquisa são as técnicas empregadas em projetos de circuitos de radiofrequência, e as amostras são os dados obtidos e analisados. É importante enfatizar que um dos objetivos principais deste projeto é o desenvolvimento e construção de um dispositivo *rectenna* capaz de coletar energia eletromagnética do ambiente, transformando-a em energia contínua utilizável, a fim de aplica-los em sistemas de redes de sensores sem fio.

As atividades teóricas a serem realizadas serão basicamente um planejamento inicial que auxiliará na definição das topologias que compreendem o sistema de captação por RF, usando referências básicas e artigos de trabalhos catalogados.

Particularmente, o dispositivo será desenvolvido no Laboratório de Microeletrônica e Radiofrequência – LAMERF, localizado na Universidade Federal Rural do Semi-Árido, UFERSA, campi Caraúbas-RN. Antes de sua construção, serão realizadas simulações e extração pós-layout, com o auxílio dos softwares

Keysight Advanced Design System e CST Studio, a fim de comparar o simulado com o medido, bem como, comprovar o seu funcionamento. Para a construção do dispositivo, será feito uso de uma máquina fresadora CNC.

Após a construção da *rectenna*, o testbench será realizado a fim de validar o funcionamento aproximado do esperado dos resultados simulados, visando obter os parâmetros de projeto. A Figura 3.1 apresenta o fluxograma da metodologia utilizada.

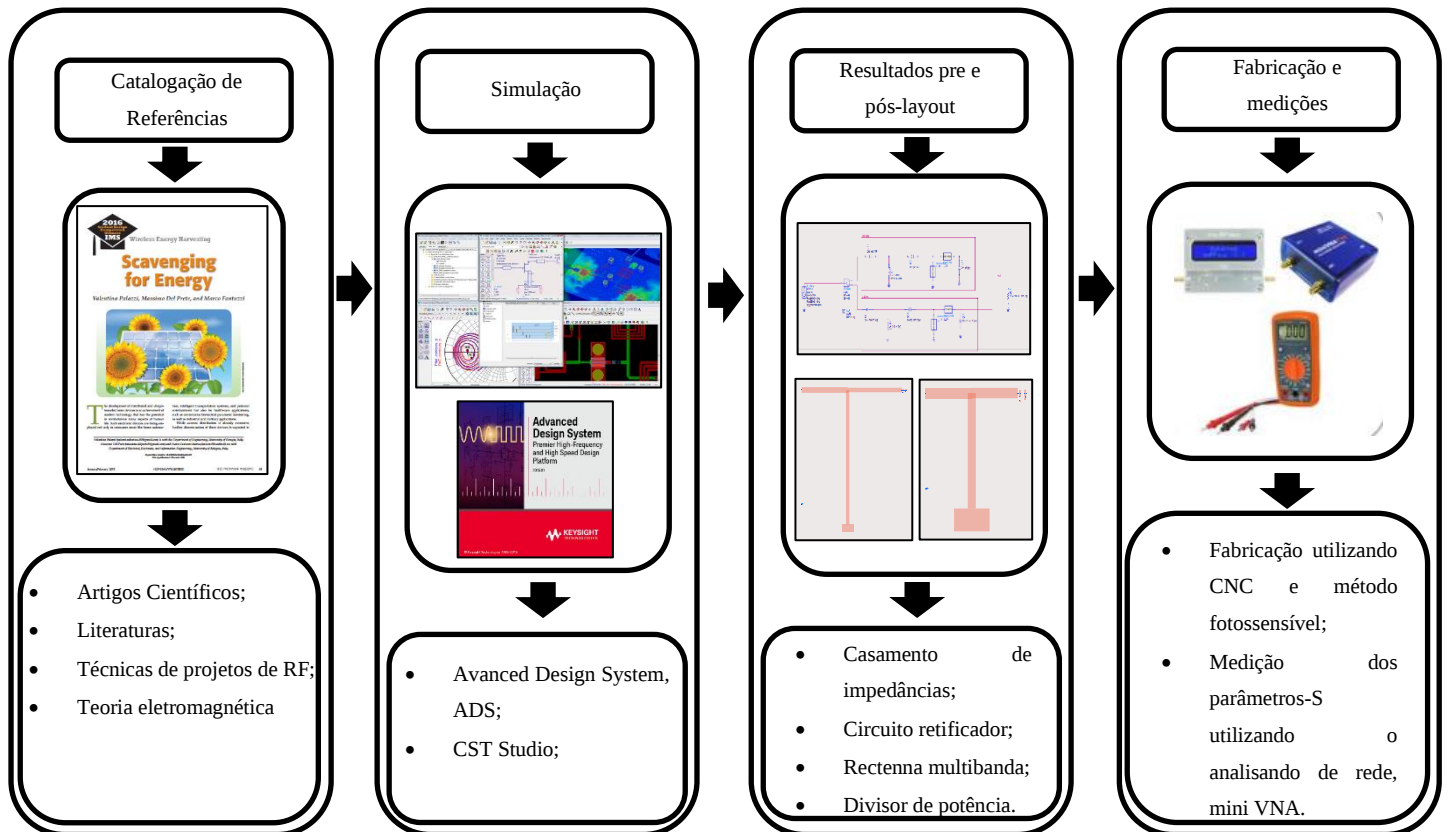


Figura 3.1 – Fluxograma da metodologia utilizada no desenvolvimento do trabalho.

4. RESULTADOS

4.1. Antena de Microfita

Diante do exposto sobre a teoria de antenas de microfita, foi realizado catalogação de referências de trabalhos de antenas de microfita multibanda para atender os padrões de comunicação das aplicações do projeto. Como o projeto é realizado em torno de duas frequências de operação, 900 MHz e 2.4 GHz, logo, o design da antena deve ser modelado visando sua operação fundamental em torno dessas frequências. Com base nessa informação, em (BANDEIRA, 2019) foi desenvolvido uma antena de microfita multibanda para os sistemas IEEE 802.11ah e IEEE 802.11ax, ou seja, com ressonância em três bandas de

frequências diferentes, 900MHz, 2.4 GHz e 5 GHz. Esse trabalho desenvolvido atende às necessidades de aplicações do projeto, podendo realizar sua aplicação em torno das frequências de interesse. As Figuras 4.1 e 4.2 apresentam, respectivamente, o design da antena e os resultados do parâmetro- S_{11} em ambas as bandas, desenvolvido em (BANDEIRA, 2019).

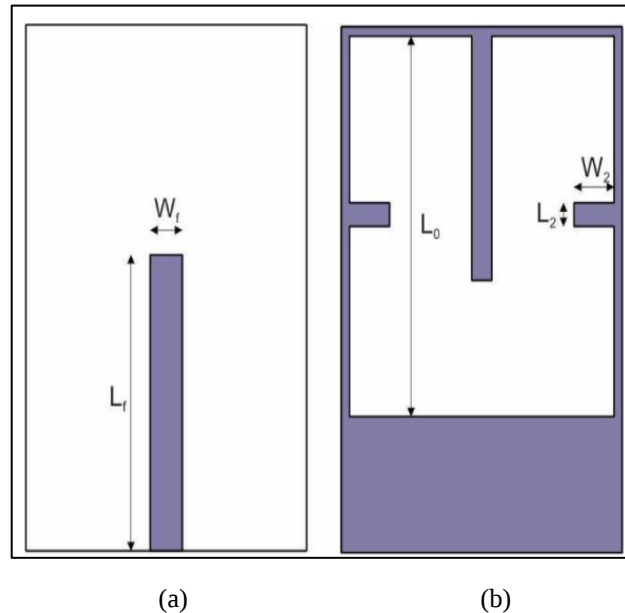


Figura 4.1 – Design da antena multibanda. a) Vista frontal, b) Vista posterior.

Fonte: (BANDEIRA, 2019).

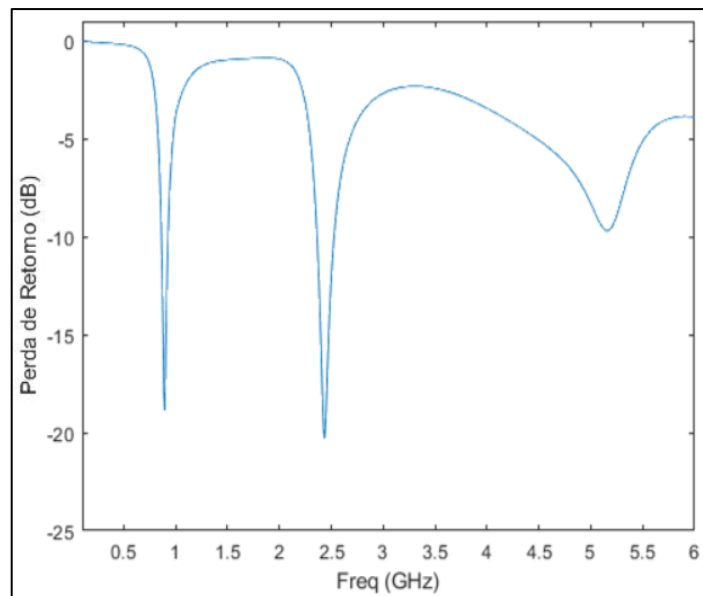


Figura 4.2 – Comportamento da perda de retorno em nível dB para as frequências de ressonância 900MHz, 2.4GHz e 5GHz.

Fonte: (BANDEIRA, 2019).

De substrato FR-4, permissividade relativa $\epsilon_r = 4,4$ e tangente de perdas igual a 0,02, o design da antena desenvolvido pelo autor possui as seguintes dimensões: $W = 35mm$, $L =$

56mm, $W_f = 4mm$, $L_f = 31,5mm$, $W_0 = 33mm$, $L_0 = 40,5mm$, $L_1 = 26mm$, $W_1 = 2,5mm$, $L_2 = 2,5mm$ e $W_2 = 5mm$. Com base nos resultados de S_{11} em -19 dB na banda de 900MHz e -20 dB na banda de 2.4GHz, conforme mostrado na Fig. 4.2, é possível concluir que a modelagem da antena é aplicável conforme suas dimensões de projeto. Isso implica que, a sua implementação para o projeto pode ser utilizada. Assim, a antena apresentada foi replicada no *software CST Studio* com algumas modificações nas dimensões da strip vertical da vista frontal e das strips horizontais da vista posterior. Essas modificações foram realizadas com base em observações paramétricas, a fim de melhorar a largura de banda das faixas de ressonância, como mostrado na Figura 4.3. Os resultados do parâmetro- S_{11} para ambas as faixas estão apresentadas na Figura 6.4. Conforme apresentado na Fig. 4.4, o gráfico apresenta bons resultados em nível dB de -25.167 e -15.187 dentro das faixas de 0,9 e 2,4 GHz, respectivamente. O comportamento de ressonância da segunda faixa apresenta uma melhora na largura de banda - o que aparenta varrer toda a faixa de sua frequência – em relação ao mesmo comportamento da faixa de frequência de (BANDEIRA, 2019).

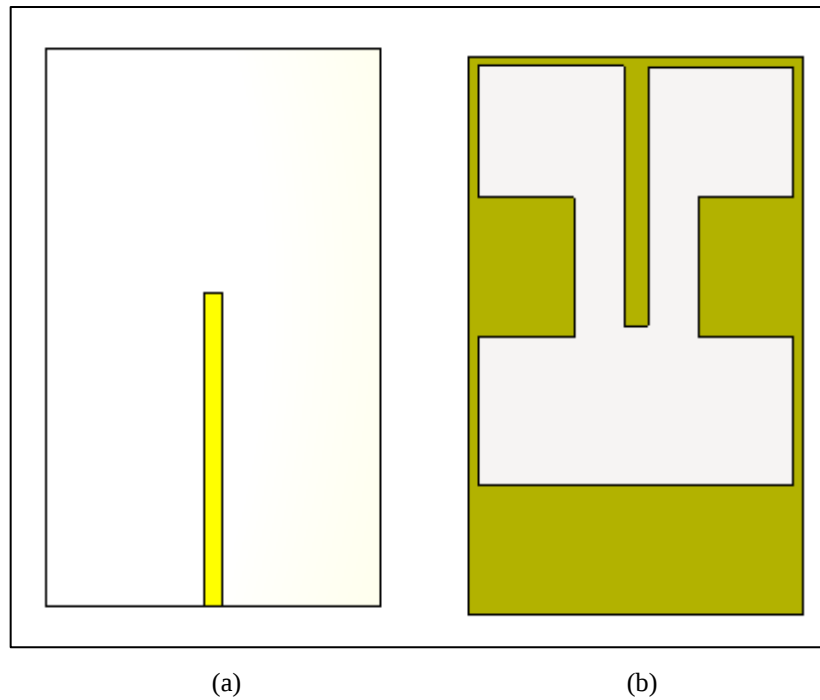


Figura 4.3 – Replicação da antena de (BANDEIRA, 2019) com modificações realizadas em suas dimensões da strip da vista frontal e posterior. a) Vista frontal, b) Vista posterior.

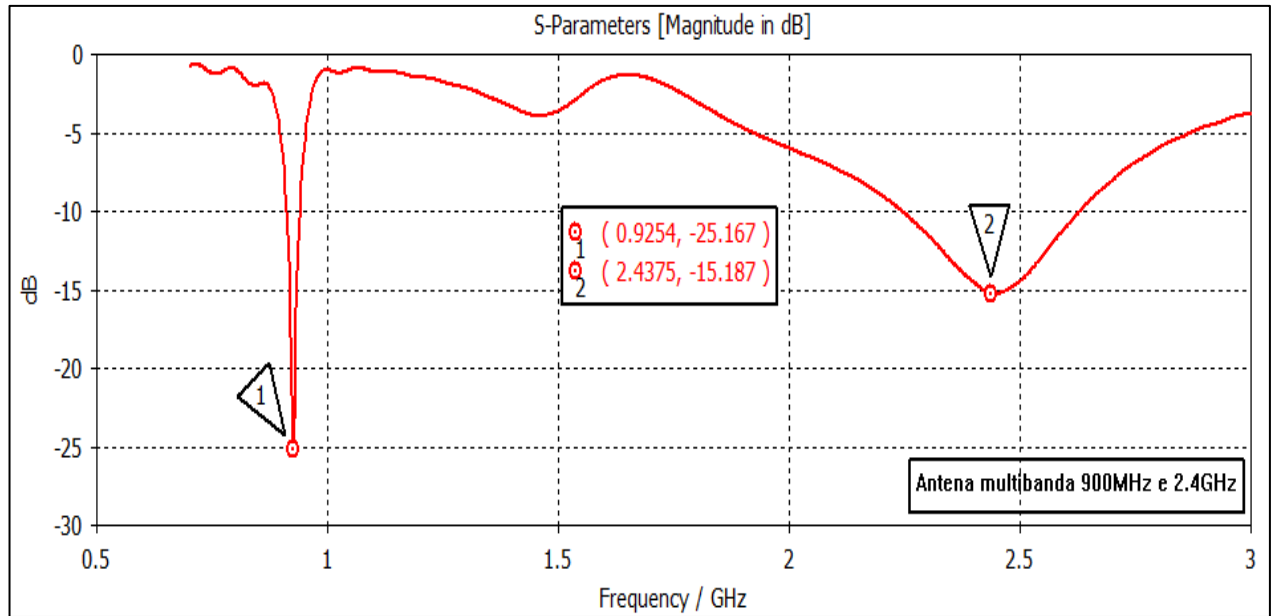


Figura 4.4 – Resultado do parâmetro- S_{11} para ambas as faixas de frequências de ressonância do modo fundamental.

Portanto, conforme resultados observados, a antena apresentada em (BANDEIRA, 2019) foi aplicada no projeto com algumas modificações em torno do descrito. Ainda conforme esses resultados, ela apresenta bons resultados em nível dB para a atividade de aplicação do projeto. As dimensões da estrutura apresentada na Fig. 4.3 são: $W = 35mm$, $L = 56mm$, $W_f = 2mm$, $L_f = 31,5mm$, $W_0 = 33mm$, $L_0 = 42mm$, $L_1 = 26mm$, $W_1 = 2,5mm$, $L_2 = 14mm$ e $W_2 = 10mm$.

4.2. Topologia do Circuito Retificador

Para a definição da topologia do circuito retificador, optou-se em aplicar a topologia de onda completa pôr o mesmo fornecer uma tensão de saída mais eficiente, estável e duas vezes maior que à tensão de saída da topologia de meia onda, conforme mostrado na Figura 2.25.b. Na prática, o circuito retificador de onda completa opera da seguinte forma: Durante o semiciclo negativo da tensão senoidal V_{in} , o diodo D_1 entrará em polarização direta, conduzindo corrente. Logo, o diodo D_2 está polarizado inversamente e, portanto, está em corte, fazendo com que o capacitor C_1 seja carregado pelo sinal de entrada V_{in} até atingir sua V_{pico} . Durante o semiciclo positivo da tensão senoidal V_{in} , o diodo D_1 entra em corte e o diodo D_2 em condução, fazendo com que o capacitor C_2 seja carregado com o sinal de entrada V_{in} em série com o descarregamento do capacitor C_1 , entregando $2 \cdot V_{pico}$ para a carga (SOYATA, COPELAND, HEINZELMAN, 2016).

Na prática, a condução dos diodos ocorre somente após o nível de tensão de entrada atingir um valor suficiente para romper a barreira de potencial de sua junção (tensão

joelho). Assim, como o projeto é voltado para uma aplicação em duas faixas de frequências, 900MHz e 2.4GHz, será necessário a definição dos componentes conforme suas faixas, visto que, cada circuito operará de uma forma diferente conforme sua frequência de operação.

4.2.1. Escolha dos Componentes

Os diodos convencionais de silício não são recomendados em aplicações de altas frequências, por não possuírem mobilidade de chaveamento para entrar em corte. Assim, para operação em RF, os diodos do tipo Schottky são os mais utilizados, em que apresentam tensão de barreira e tempo de chaveamento menor que os diodos convencionais. Dessa forma, optou-se em utilizar o diodo Schottky SMS7630-040LF da fabricante *SKYWORKS*, tendo em vista sua disponibilidade no Laboratório de Microeletrônica e Radiofrequência – LAMERF, da UFERSA Caraúbas. A Figura 4.5 apresenta seu circuito equivalente e os seus parâmetros do modelo SPICE.

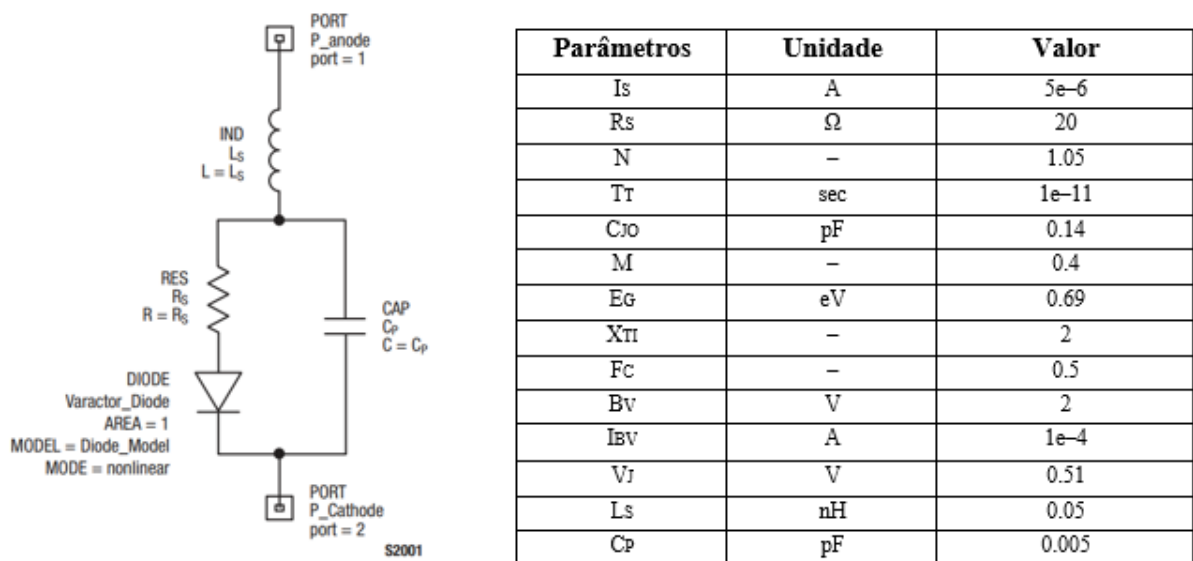


Figura 4.5 – Modelo equivalente e parâmetros SPICE do SMS7630-040LF.

Fonte: Adaptado de (MINICIRCUITS, 2021).

O próximo passo consiste na definição da carga a ser alimentada – um dos pontos mais importantes no projeto de circuito retificador. Um dos objetivos deste trabalho é alcançar valores cada vez maiores de tensões de saída conforme sua eficiência de conversão. Portanto, na prática, será utilizado um potenciômetro, a fim de realizar medições de tensão de saída e eficiência de conversão a medida que a carga varie, bem como verificar o funcionamento do circuito retificador. Porém, para a realização de análise de funcionamento através de simulações computacionais, definiu-se uma carga de valor 1 k Ω .

Após a escolha do diodo e da carga, a próxima definição se concentra nos valores de capacitâncias específicos para cada frequência de operação do circuito. Para uma frequência de 900MHz, o período deste sinal é de aproximadamente 1,11ns, já para uma frequência em 2.4GHz, o seu período é de aproximadamente 417 ps. Para um cálculo mais preciso da constante RC, o circuito equivalente do diodo deveria ser levado em consideração. No entanto, os cálculos da constante RC foram simplificados, considerando apenas os componentes externos ao circuito do diodo. Como a carga definida é igual a $R_L = 1\text{ k}\Omega$, é necessário a utilização de capacitores de aproximadamente 1 pF e 0,5 pF para ambas as frequências, respectivamente. Portanto, foram escolhidos os capacitores de 1pF para aplicação no circuito retificador de operação em 900MHz, e capacitores de 0,5pF para aplicação no circuito retificador de operação em 2,4 GHz. Ambos possuem encapsulamento SMD 0402.

4.2.2. Topologia do circuito em 900MHz

A topologia do circuito retificador de onda completa projetado para operar em 900 MHz é apresentado na Figura 4.6.

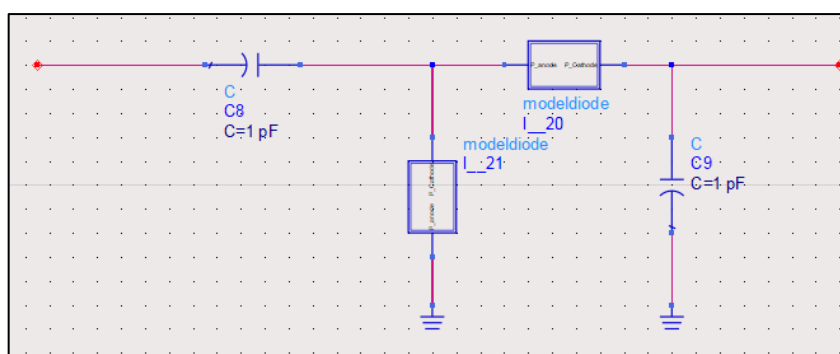


Figura 4.6 – Topologia do circuito retificador de 900 MHz.

Conforme esquemático apresentado, o uso do *software Advanced Design System* será utilizado ao longo das simulações deste projeto para fins de demonstração, análise e verificação funcional dos circuitos implementados. O modelo do diodo apresentado no esquemático refere-se ao mesmo modelo equivalente SPICE SMS7630-040LF, mostrado na Figura 4.5. A Figura 4.7 mostra o modelo do diodo equivalente implementado no *software*.

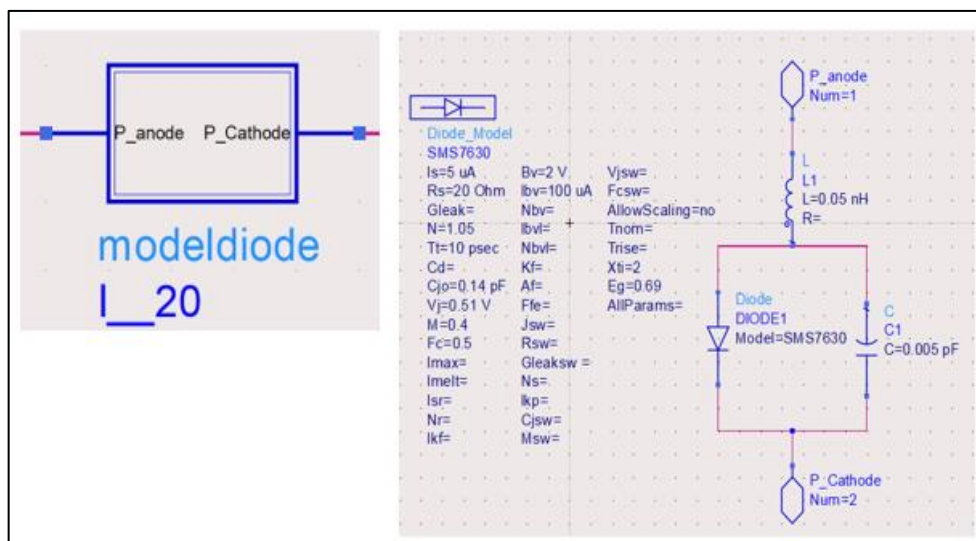


Figura 4.7 – Modelo equivalente do SMS7630-040LF.

Após a definição do circuito multiplicador de tensão, o próximo passo é realizar a rede de casamento de impedâncias aplicando-a nos terminais de saída da antena e nos terminais de entrada do circuito multiplicador.

4.2.3. Topologia do circuito em 2.4GHz

A Figura 4.8 apresenta a topologia do circuito retificador de onda completa projetado para operar em 2,4 GHz.

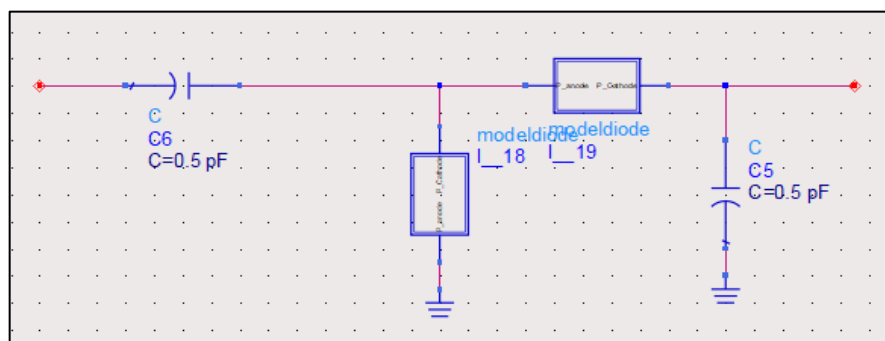


Figura 4.8 – Topologia do circuito retificador projetado para operar em 2,4 GHz.

E, portanto, como mencionado anteriormente, o projeto segue para a definição da topologia da rede de casamento de impedâncias.

4.3. Rede de Casamento de Impedâncias

Para o projeto da rede de casamento de impedâncias deve-se considerar o funcionamento do circuito com base nas referências de frequências dos modos fundamentais de operação, em 900 MHz e 2,4 GHz. Com base nessa informação, para cada frequência de

ressonância foi implementado o projeto da rede de casamento. As topologias escolhidas para a implementação são do tipo L de rede LC, por possuir apenas dois componentes passivos, de simples aplicação, evitando assim mais perdas parasitas no circuito.

4.3.1. Projeto da rede em 900 MHz

Inicialmente, para realizar a adaptação da impedância da fonte (impedância da antena igual a 50Ω) com a impedância da carga (impedância de entrada do circuito multiplicador), é necessário extrair essa impedância do circuito multiplicador para o casamento. Para isso, com o auxílio do *software Keysight Advanced Design System* é realizada a sua extração. No esquemático, conforme mostrado na Figura 4.9, é utilizado o bloco *Zin*. Este fornece exatamente o valor da impedância da faixa de frequência de interesse. Na Figura 4.10 é apresentado a impedância real e imaginária para a faixa de frequência de 900 MHz.

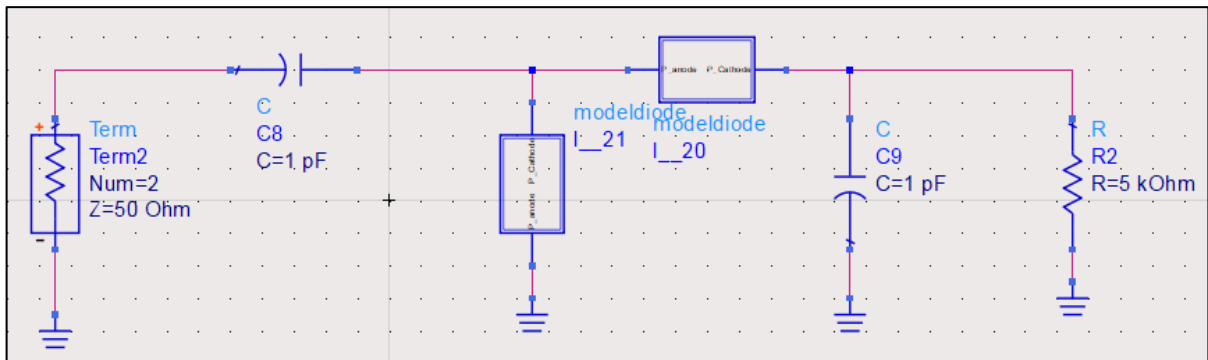


Figura 4.9 – Esquemático do circuito multiplicador de 900 MHz.

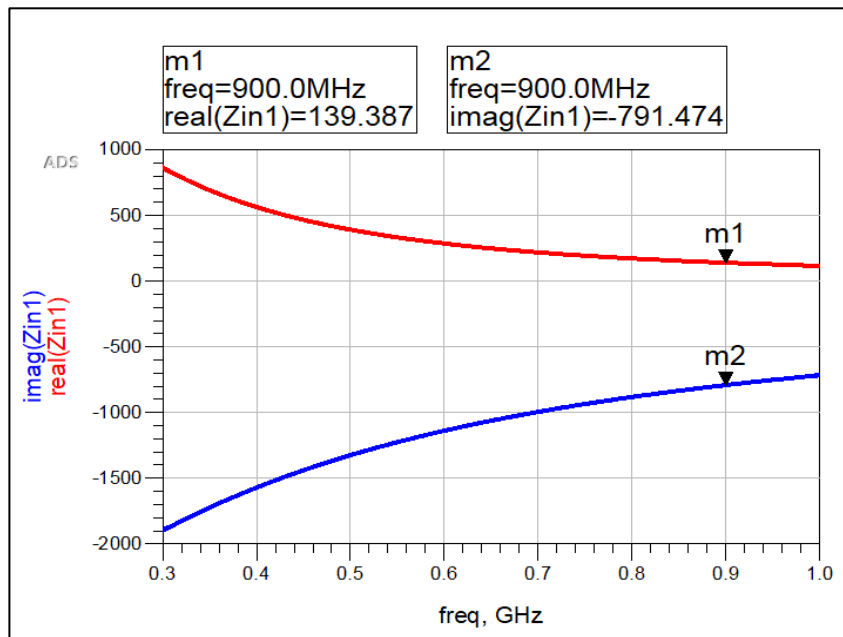


Figura 4.10 – Impedância real e imaginária da entrada do circuito multiplicador de 900 MHz.

Como apresentado na Fig. 4.6, a impedância da entrada do circuito multiplicador é igual a $Z_{in} = Z_{load} = 139.387 - j791.474 \Omega$. Logo, para seu casamento, essa impedância da carga deve ser adaptada de modo a torna-la igual a impedância da fonte, que é igual a $Z_{fonte} = Z_{antena} = 50 \Omega$.

Para a realização do casamento será utilizado o método da Carta de Smith, logo, será aplicado o seu bloco na entrada do circuito, conforme mostrado na Figura 4.11 do esquemático. Em seguida, no utilitário Smith Carth do *software*, é inserido a impedância da carga de modo a adapta-la e, posteriormente, é escolhido os componentes que serão implementados na rede.

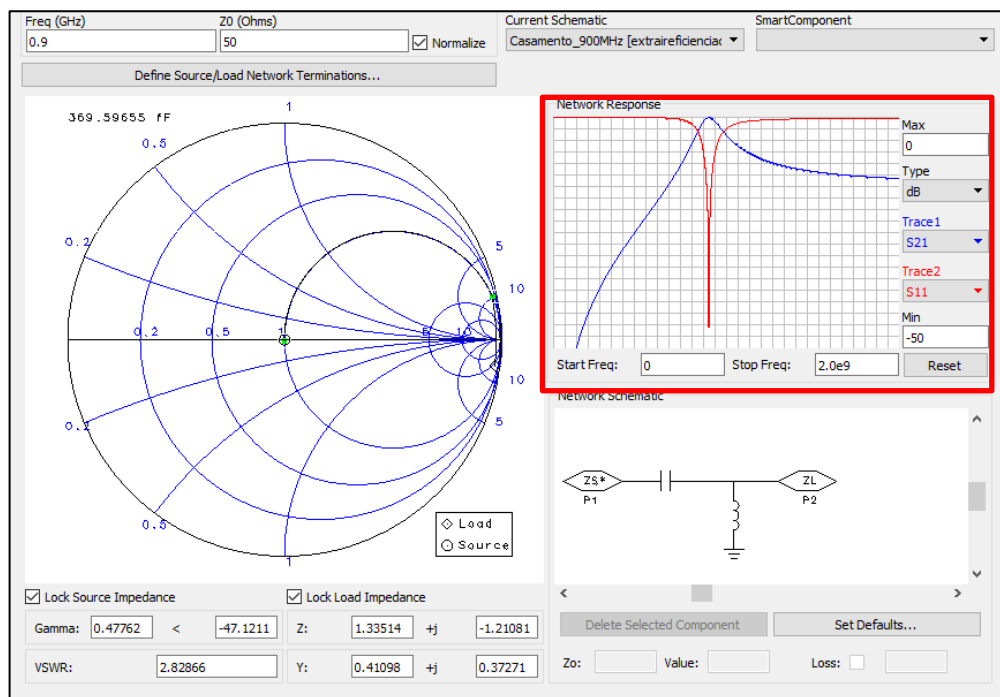


Figura 4.11 – Ferramenta Smith Carth para o casamento das impedâncias.

Conforme mostrado na Fig. 4.11 destacado em vermelho, a rede LC do tipo L apresenta comportamento ressonante na faixa de frequência de 900MHz. Para validar a eficiência dessa técnica, a rede implementada é carregada para fazer a avaliação com base nos parâmetros de projeto, parâmetros-S. As Figuras 4.12, 4.13, 4.14 e 4.15 apresentam, respectivamente, a rede LC, os resultados da rede, a rede aplicada no circuito multiplicador e os seus resultados.

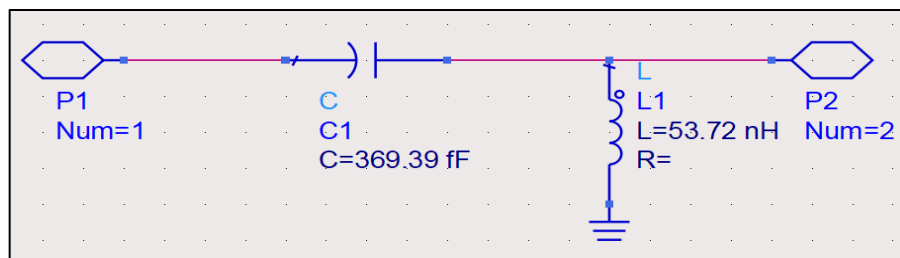


Figura 4.12 – Rede LC do tipo L casada para operar em 900MHz.

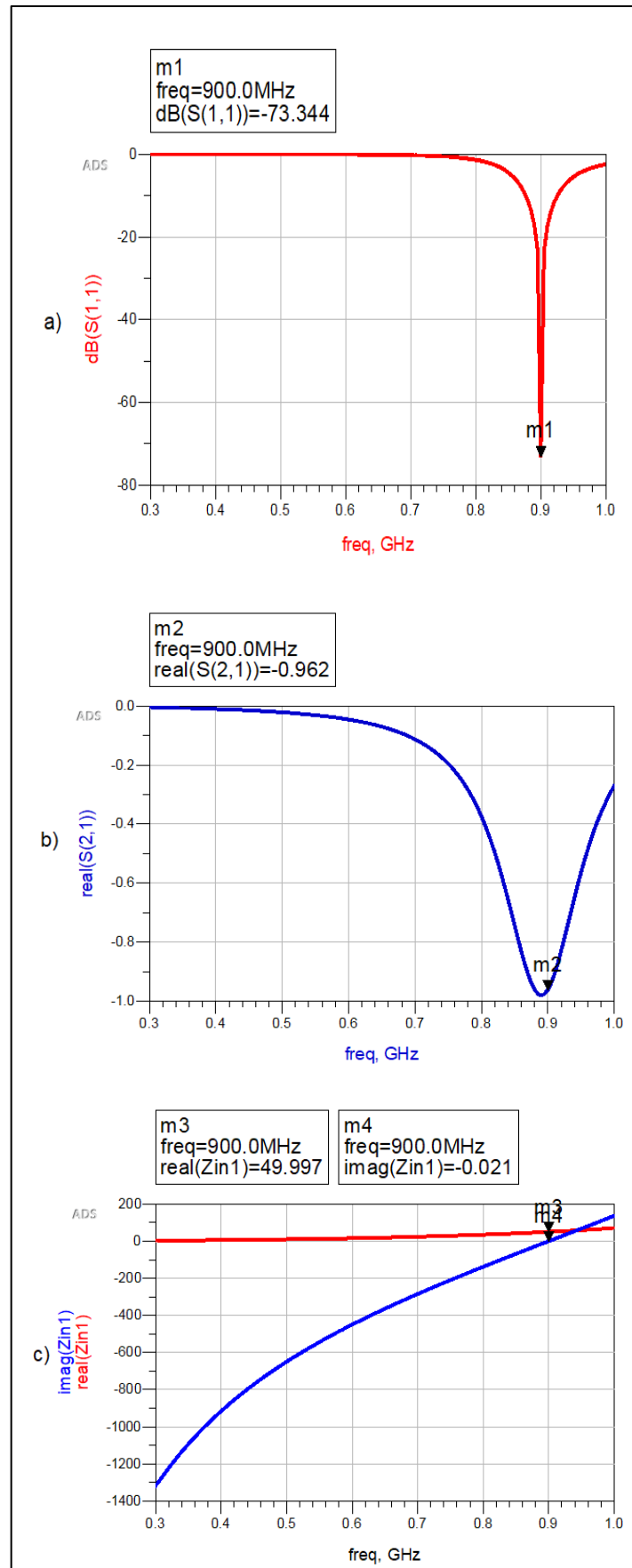


Figura 4.13 – Resultados dos Parâmetros-S e da impedância adaptada. a) Resultado S11, b) Resultado S21, c) Valor da impedância real e imaginária da rede.

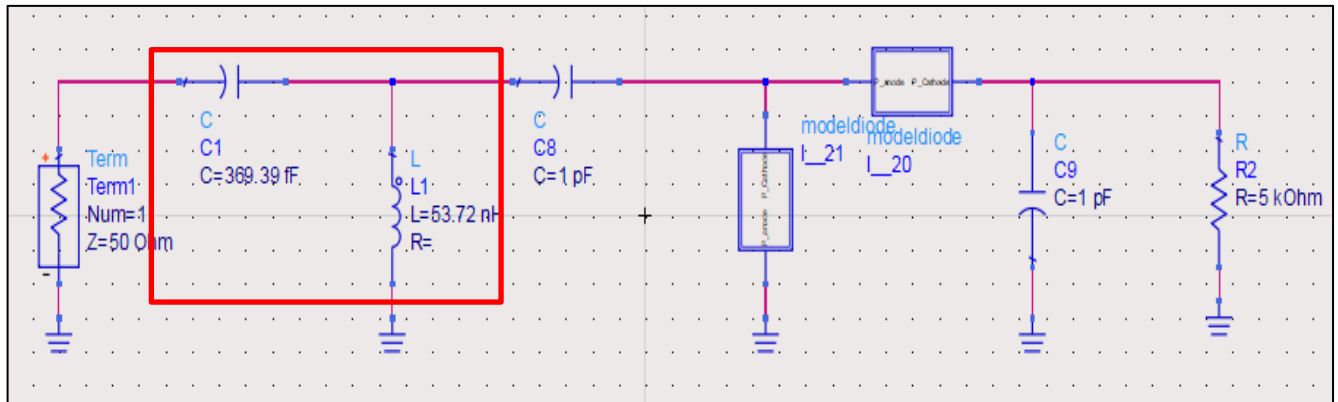


Figura 4.14 – Rede LC aplicada no circuito multiplicador.

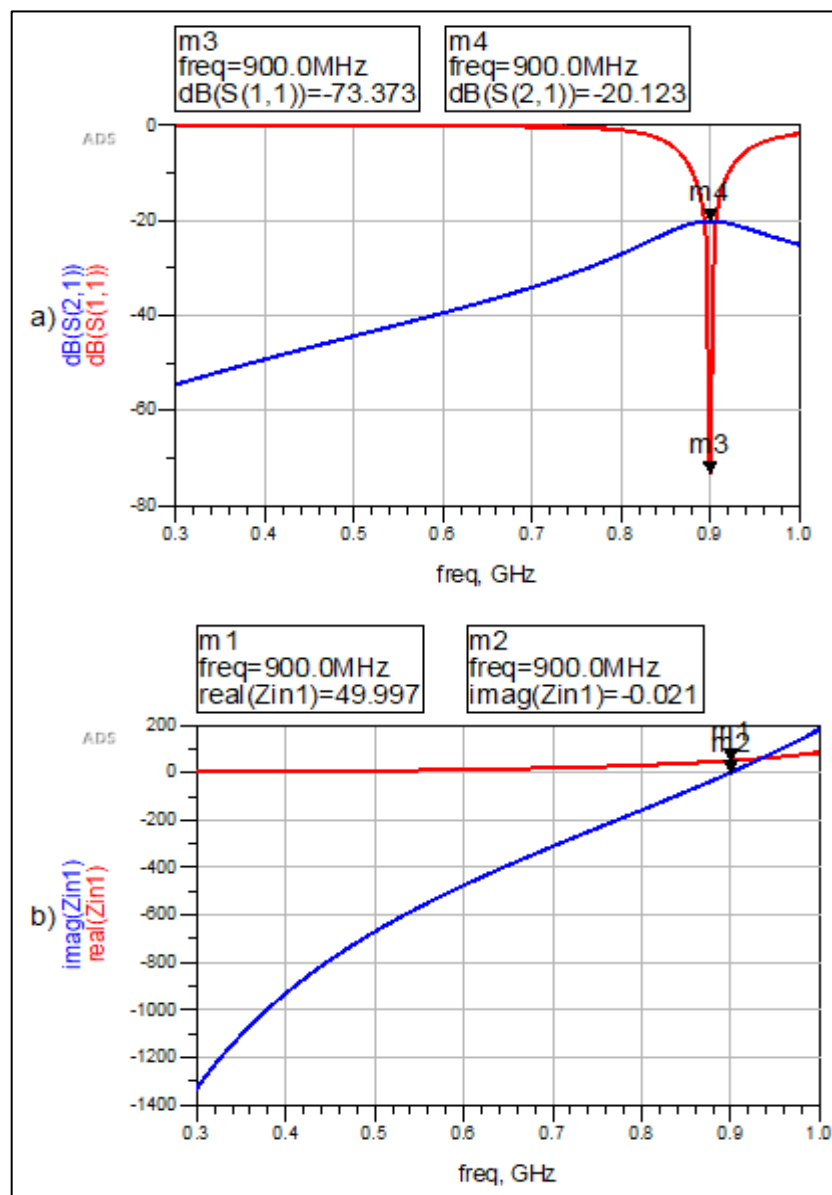


Figura 4.15 – Resultados com a rede de casamento aplicada. a) Resultados dos parâmetros-S, b) Valor da impedância real e imaginária.

Portanto, diante do apresentado e com base no esquemático da aplicação da rede LC no circuito, é possível validar a rede de casamento de impedâncias conforme resultados obtidos. Na Fig. 4.13a. o parâmetro- S_{11} apresenta em nível de dB valor de -73, em 4.13c. tem-se a impedância adaptada de valor $50\ \Omega$ puramente resistiva da rede LC do casamento. Após a sua aplicação no circuito, conforme mostrado na Fig. 4.15a., também se observa resultados satisfatórios de S_{11} em nível de dB em -73 e de impedância também puramente resistiva - na Fig. 4.15b. Esses resultados validam a eficiência da rede de casamento que estão em conformidade com os valores de parâmetros de projeto em RF, de limiar S_{11} igual a -10dB.

4.3.2. Projeto da rede em 2,4 GHz

O procedimento de aplicação é equivalente ao apresentado na seção 4.3.1. Assim, após aplicar a porta Z_{in} no esquemático do circuito projetado para operar em 2,4 GHz, a sua simulação é realizada a fim de extrair a impedância de entrada do circuito, conforme apresentado nas Figuras 4.16 e 4.17, respectivamente.

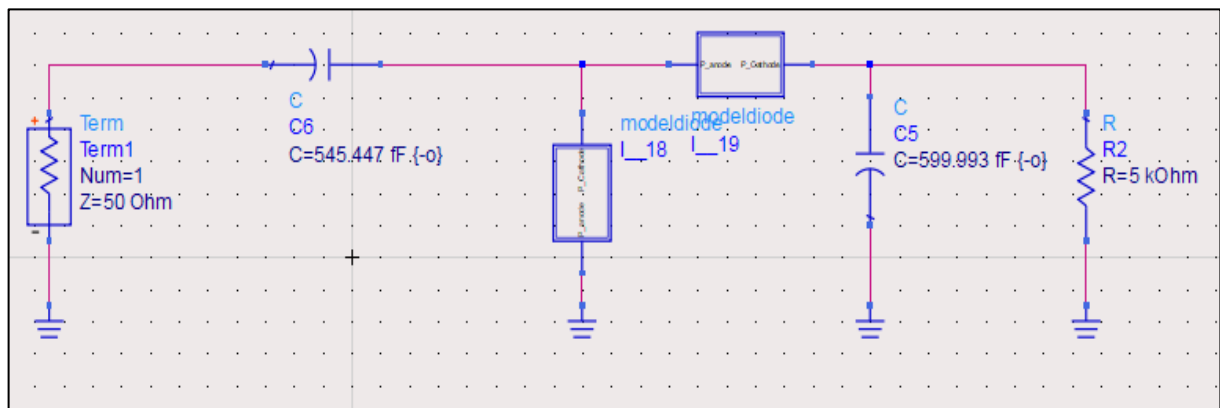


Figura 4.16 – Esquemático do circuito multiplicador de 2.4GHz.

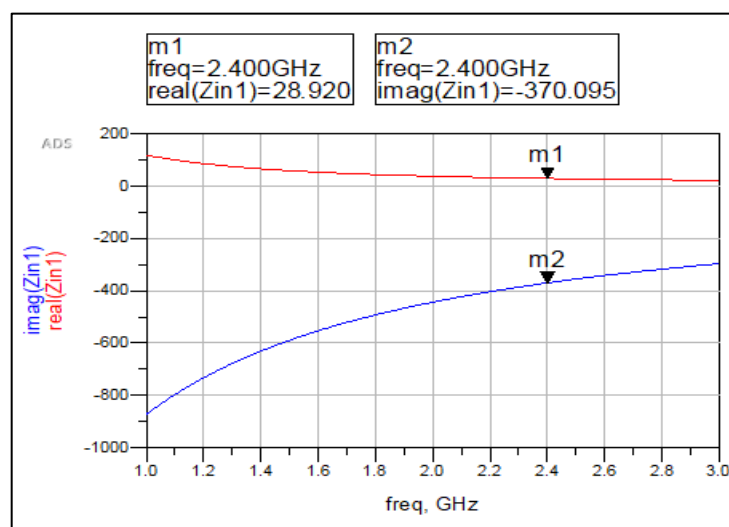


Figura 4.17 – Extração da impedância real e imaginária da entrada do circuito.

O próximo passo é inserir essa impedância na ferramenta Smith Carth do *software* para realizar o projeto da rede de casamento, como mostrado na Figura 4.18. A Figura 4.19 apresenta a rede LC projetada conforme a adaptação das impedâncias.

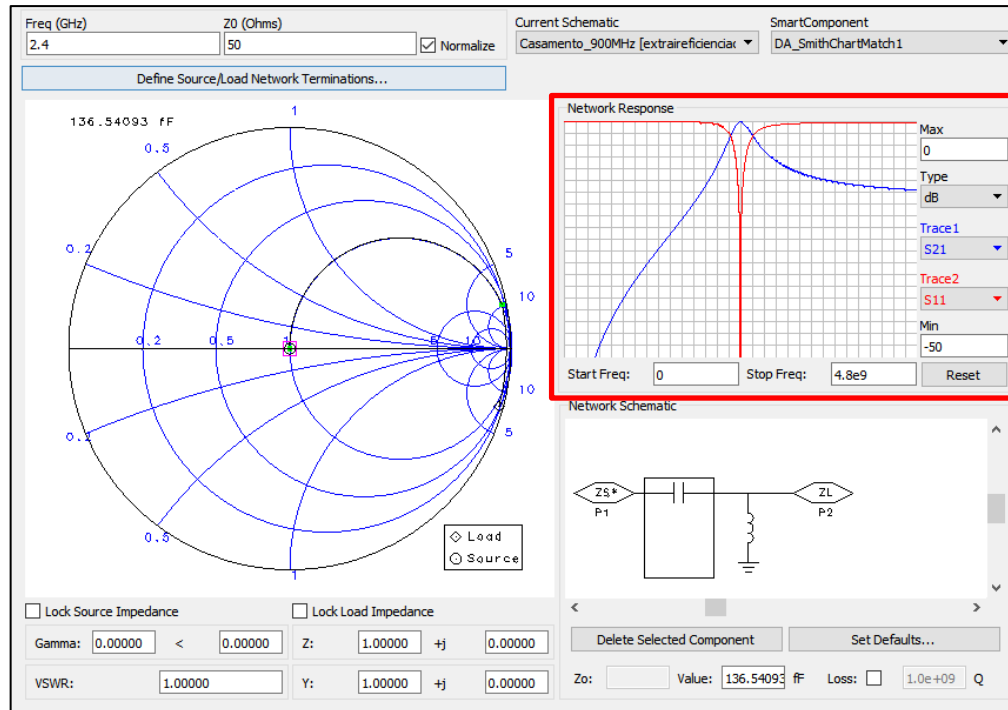


Figura 4.18 – Ferramenta Smith Carth para o casamento das impedâncias.

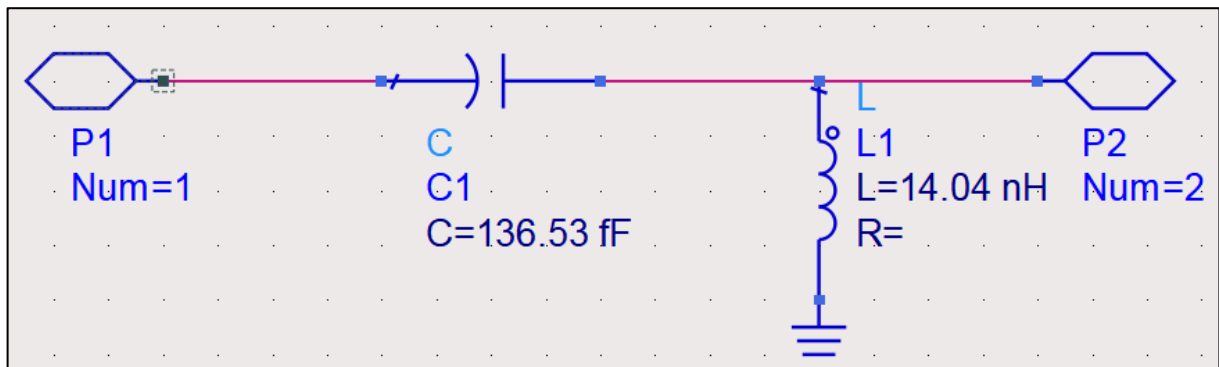


Figura 4.19 – Rede LC do tipo L casada para operar em 2,4 GHz.

A fim de sua validação de operação, a rede LC é simulada antes de aplica-la no circuito. A Figura 4.20 apresenta os resultados da simulação.

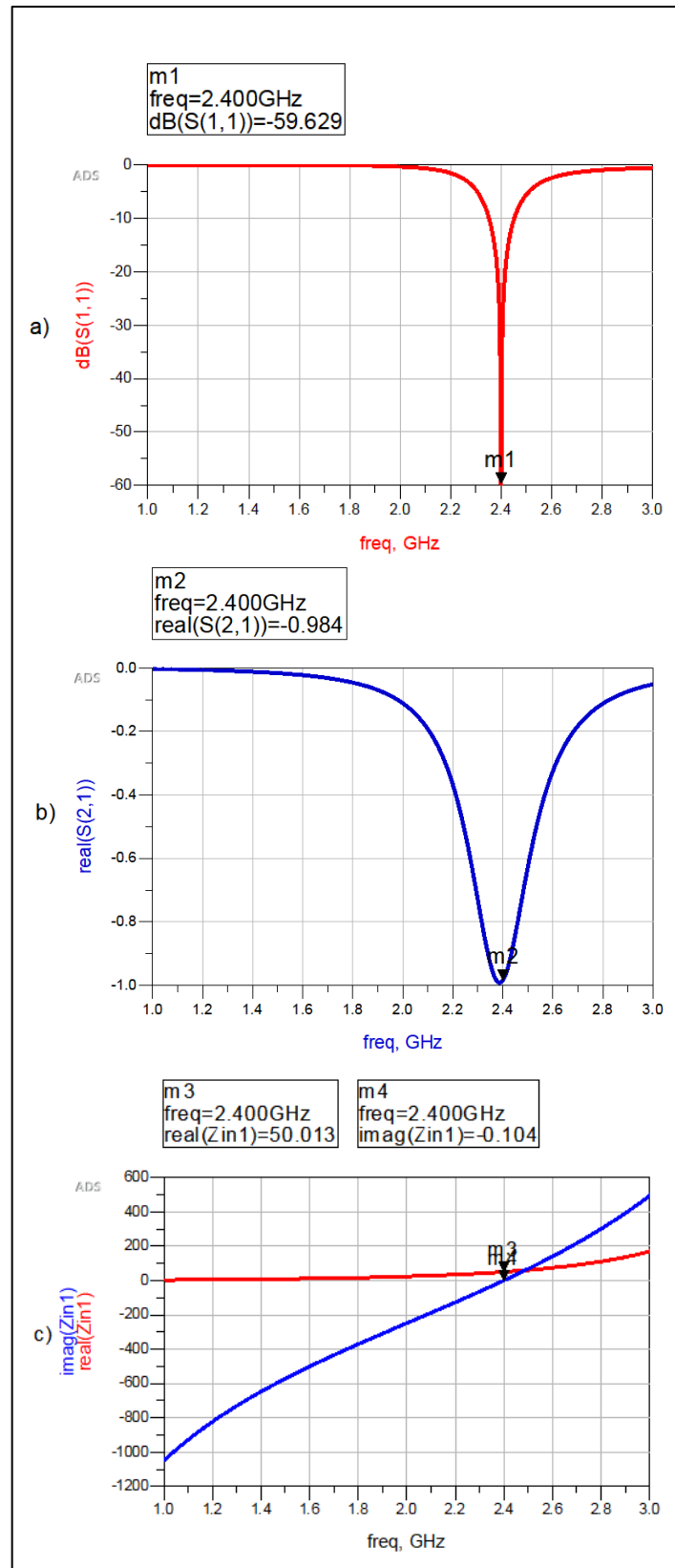


Figura 4.20 – Resultados dos Parâmetros-S e da impedância adaptada da rede de 2,4 GHz. a) Resultado S_{11} , b) Resultado S_{21} , c) Valor da impedância real e imaginária da rede.

Após sua simulação e validação de funcionamento, o passo seguinte foi aplicar a rede no circuito multiplicador. As Figuras 4.21 e 4.22 apresentam, respectivamente, a rede aplicada no circuito multiplicador e os resultados de simulação.

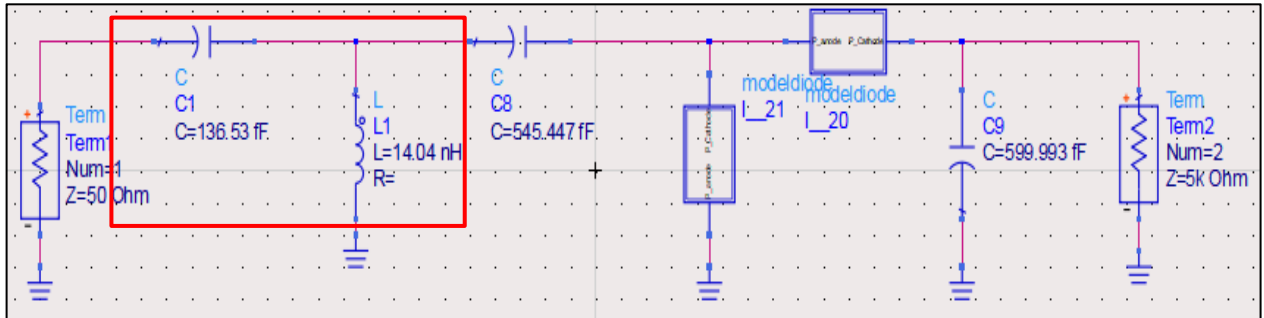


Figura 4.21 – Esquemático do circuito de 2,4 GHz com a rede LC implementada.

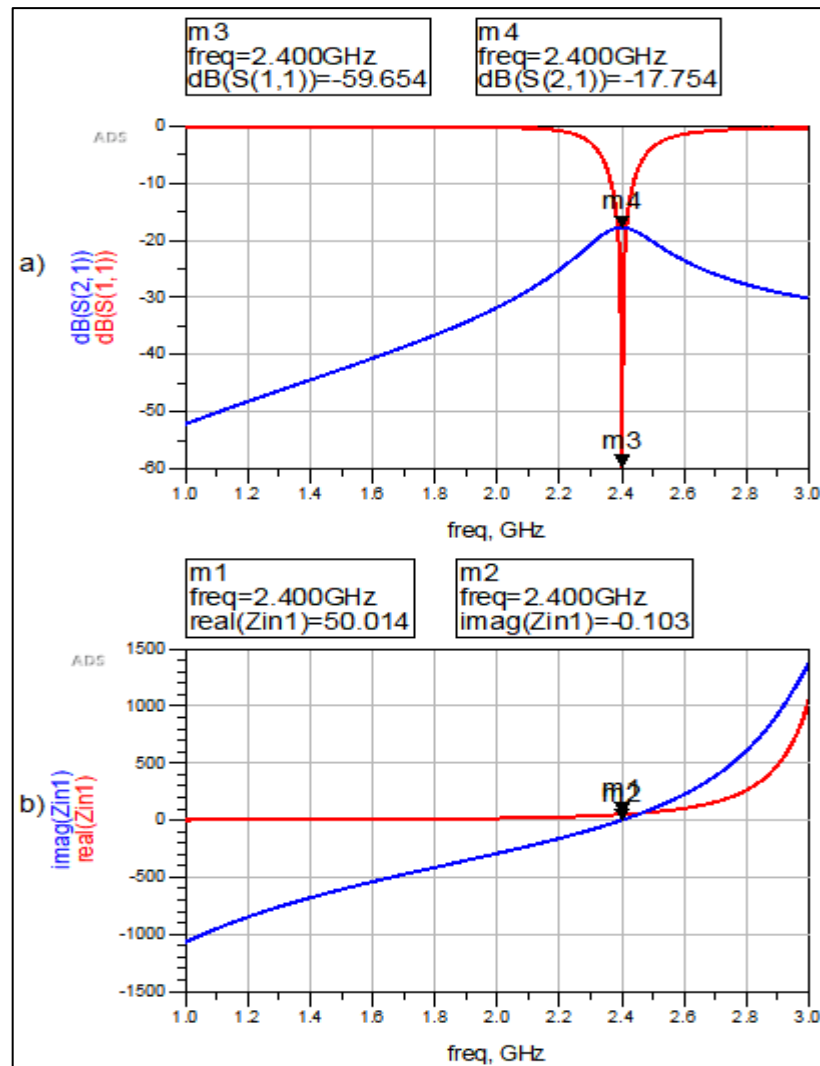


Figura 4.22 – Resultados do circuito com a aplicação da rede LC de 2,4 GHz. a) Resultados dos parâmetros-S, b) Impedância real e complexa do circuito após a rede LC.

E, portanto, com base nos resultados elencados, é possível concluir que a rede LC do tipo L projetada para operar em 2.4 GHz apresentou valores satisfatórios, conforme parâmetros de projeto analisados, sendo possível validar o funcionamento de operação em seu modo fundamental. Na Fig. 4.22a. tem-se valor de S_{11} igual a -59.654 dB e impedância adaptada de aproximadamente 50 Ω . Esses resultados se encaixam nas vantagens de uma rede de casamento de impedâncias devidamente projetada, posto que, seus valores de parâmetros-S respondidos pelo circuito evidenciam mínima reflexão e, consequentemente, máxima transferência de potência do sinal amplificado, retificado e entregue à carga.

4.4. Rectenna Multibanda

Após a definição de cada bloco que compõe o sistema de reaproveitamento de energia, o próximo passo é realizar a integração de todos esses blocos, alcançando assim o dispositivo *rectenna* capaz de coletar a energia de RF do ambiente e transformá-la em energia contínua.

4.4.1. Topologia da *rectenna* de 900MHz

A rede de casamento de impedâncias e a carga foram integrados ao circuito multiplicador de tensão, conforme apresentado na Figura 4.23.

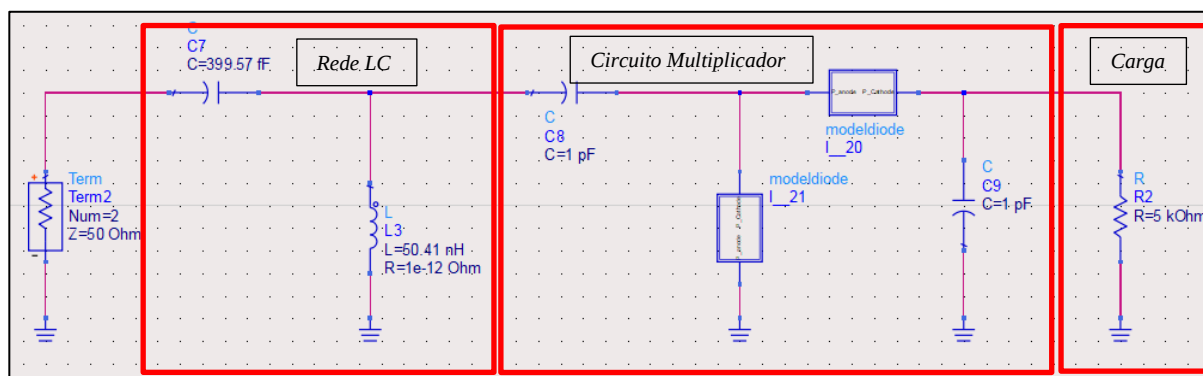


Figura 4.23 – Rectenna projetada para operar em 900 MHz.

Os resultados dos parâmetros-S são apresentados na Figura 4.24. Em seguida, o circuito foi transformado em linhas de microfita e sua simulação também foi realizada, conforme apresentado pelas Figuras 4.25 e 4.26, respectivamente. Visando analisar o comportamento do circuito próximo do real (que são os testes pós fabricação), a extração pós-layout é gerada. Ela apresenta o comportamento do circuito sob testes realizados após a sua etapa de fabricação, que é a validação por meio de suas análises comparativas em relação aos resultados computacionais. A etapa de simulação pós-layout é indispensável nos projetos de RF, e responde ao projetista o funcionamento do circuito projetado.

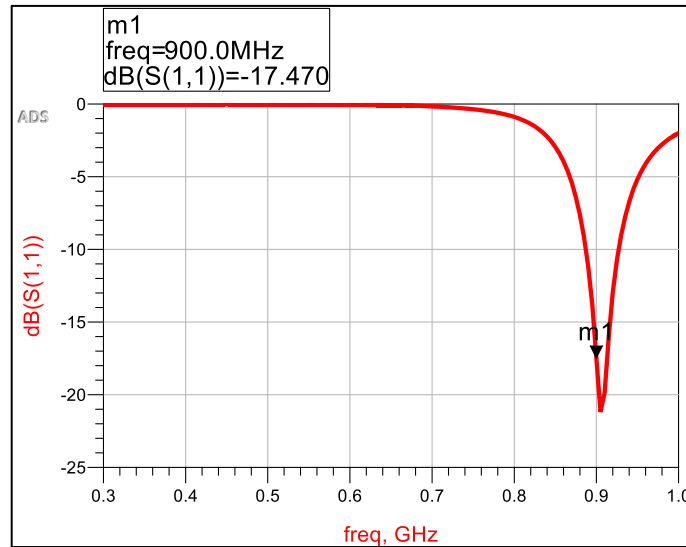


Figura 4.24 – Resultado do parâmetro S_{11} em nível dB da rectenna de 900 MHz.

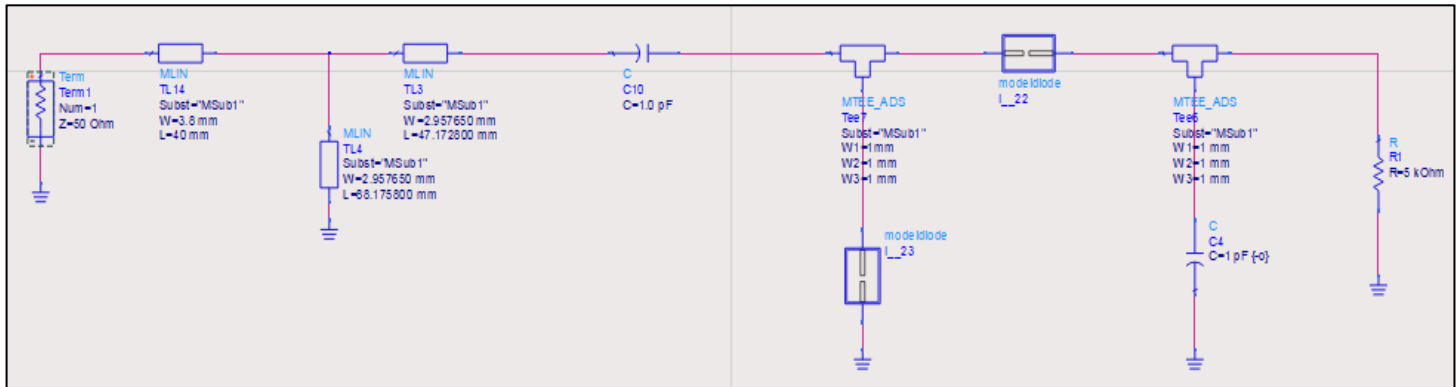


Figura 4.25 – Circuito transformado em linha de microfita.

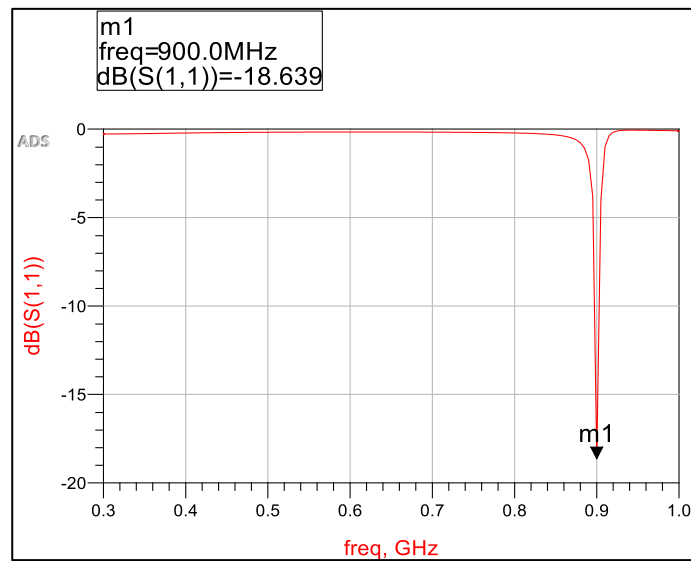


Figura 4.26 – S_{11} em nível dB da rectenna de 900MHz transformado em linha de microfita.

Diante dos resultados apresentados, como mostrado nas Figs. 4.24 e 4.26, o resultado do circuito transformado em linha de microfita não apresentou mudança significativa no seu comportamento em dB. A transformação do circuito para linha de microfita é comum de se utilizar quando não há componentes disponíveis para trabalhar em valores definidos no projeto inicial. Portanto, os valores em dB do parâmetro de reflexão S_{11} apresentou valor dentro da tolerância em parâmetros de projeto RF, que tem um limiar de -10dB. Em seguida, conforme mencionado, seu pós-layout foi extraído. A Figura 4.27 apresenta o circuito pós-layout, e a Figura 4.28 o seu resultado.

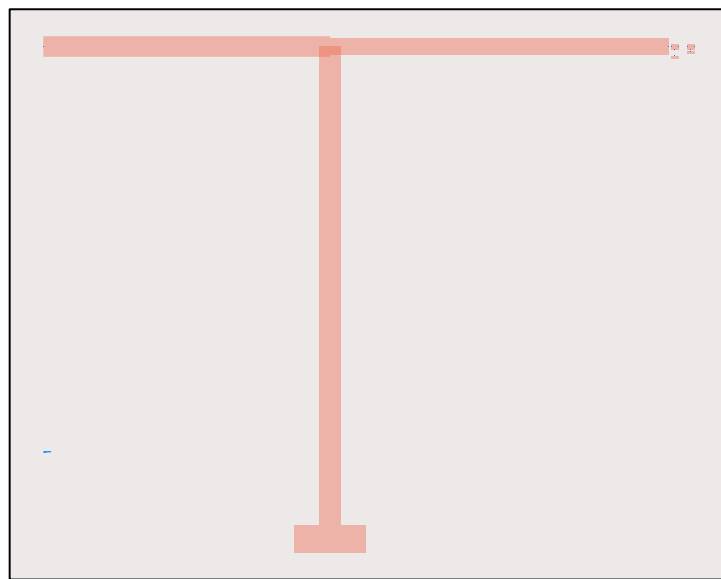


Figura 4.27 – Pós-Layout do circuito retificador de 900MHz.

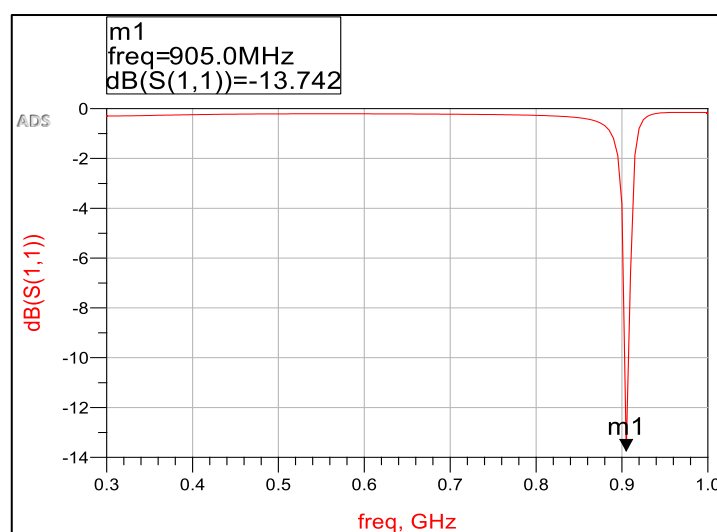


Figura 4.28 - S_{11} da extração pós-layout.

O resultado apresentado pela Fig. 4.28 responde, na prática, por meio da extração pós-layout, um pequeno aumento no nível em dB em relação à Fig. 4.26. Isso pode ser explicado pela contribuição dos elementos parasitas presentes no circuito após a sua fabricação, o que colabora no seu aumento de reflexão. Ainda assim, o resultado apresentado se encontra dentro do nível defensável, de -10dB. Isso implica que o projeto de casamento de impedâncias realizado funciona para o modo fundamental de operação de 900 MHz.

4.4.2. Topologia da *rectenna* de 2,4 GHz

Idêntico ao realizado em 900 MHz, o projeto da rede de casamento de impedâncias foi integrado à antena e ao circuito multiplicador de tensão, conectando seus terminais à carga. A Figuras 4.29 e 4.30 apresentam, respectivamente, o esquemático da topologia da *rectenna* de 2,4 GHz e os resultados do parâmetro S_{11} .

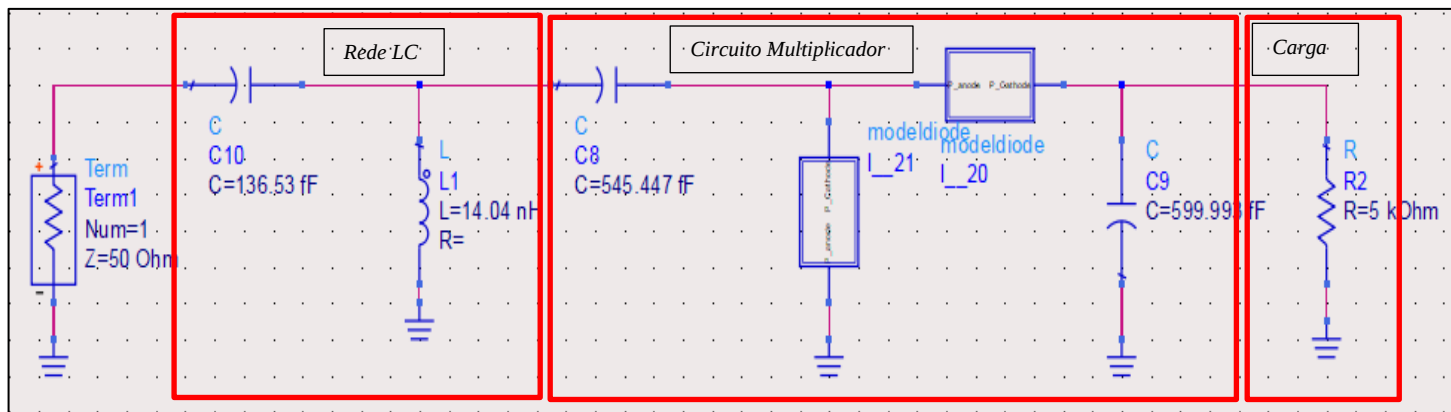


Figura 4.29 – Projeto da *rectenna* de 2,4 GHz.

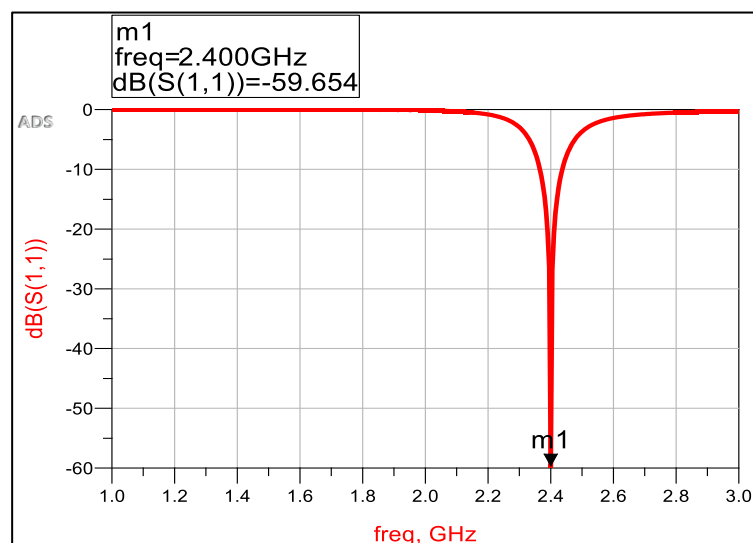


Figura 4.30 – Resultado S_{11} do projeto da *rectenna* de 2,4 GHz.

Em seguida, o circuito foi transformado em seu equivalente aplicando-se linhas de microfita, conforme mostrado nas Figuras 4.31 e 4.32, o seu esquemático e resultado, respectivamente.

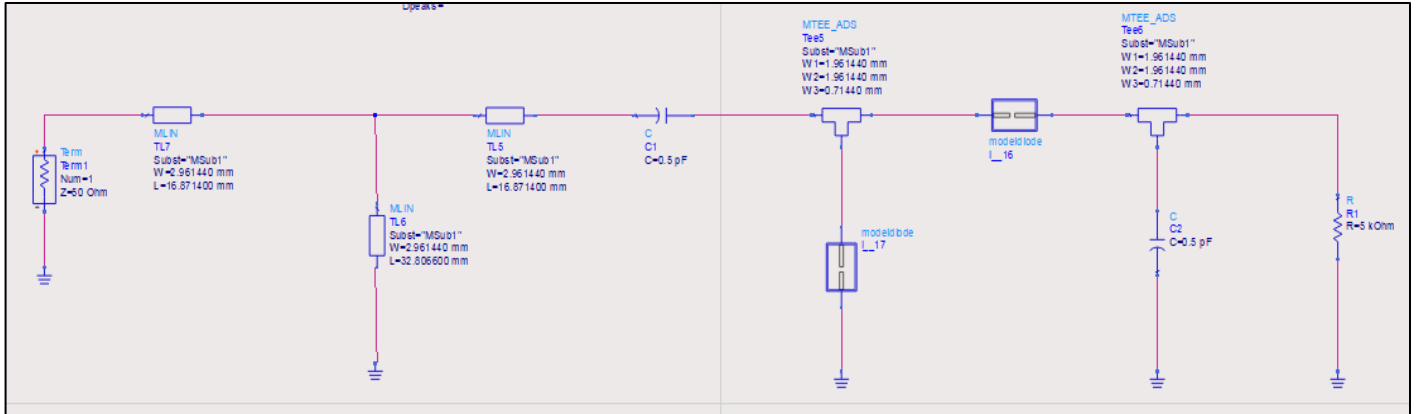


Figura 4.31 – Circuito equivalente da *rectenna* de 2,4 GHz com linhas de microfita.

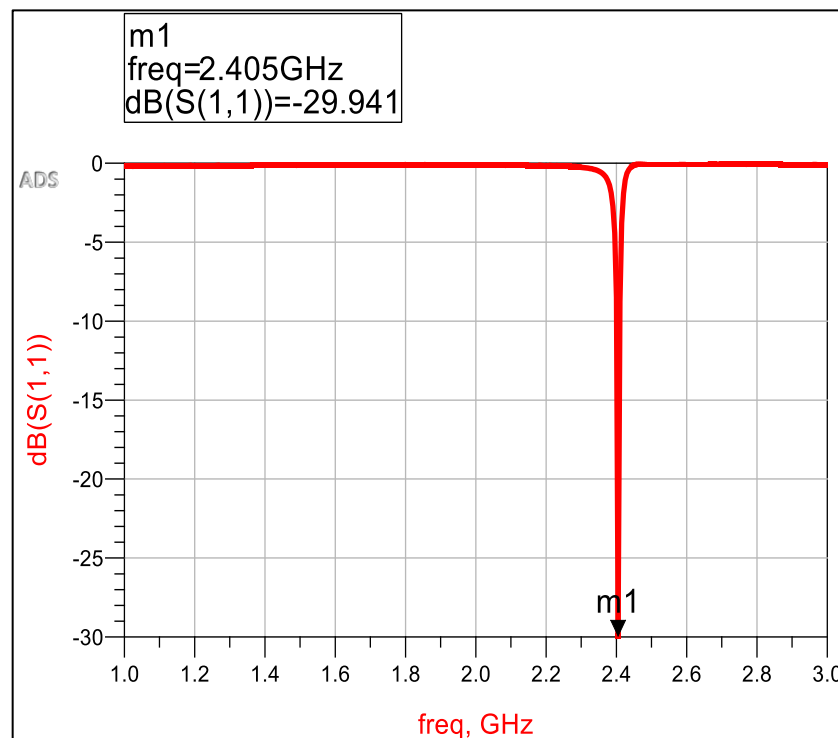


Figura 4.32 – Resultado S_{11} da *rectenna* de 2,4 GHz com linhas de microfita.

Diante do exposto, a Fig. 4.32 apresentou um aumento em dB em relação ao resultado da Fig. 4.30. Porém, conforme se mostra no resultado após a inserção das linhas de microfita, a *rectenna* ainda apresentou um valor de reflexão duas vezes menor referente ao limiar de -10 dB. Isso valida as técnicas de projetos empregadas, tendo em vista a escolha adequada dos componentes, da topologia do circuito multiplicador de tensão e o projeto da rede de casamento

de impedâncias. Após essa parte, foi realizado a extração pós-layout. As Figuras 4.33 e 4.34 mostram, respectivamente, o esquemático do circuito e o seu resultado de projeto.

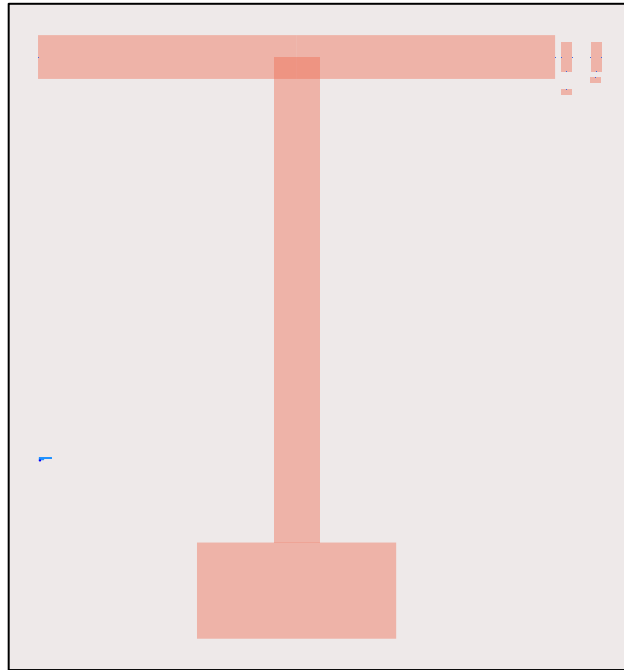


Figura 4.33 – Esquemático pós-layout do circuito da Fig. 4.31.

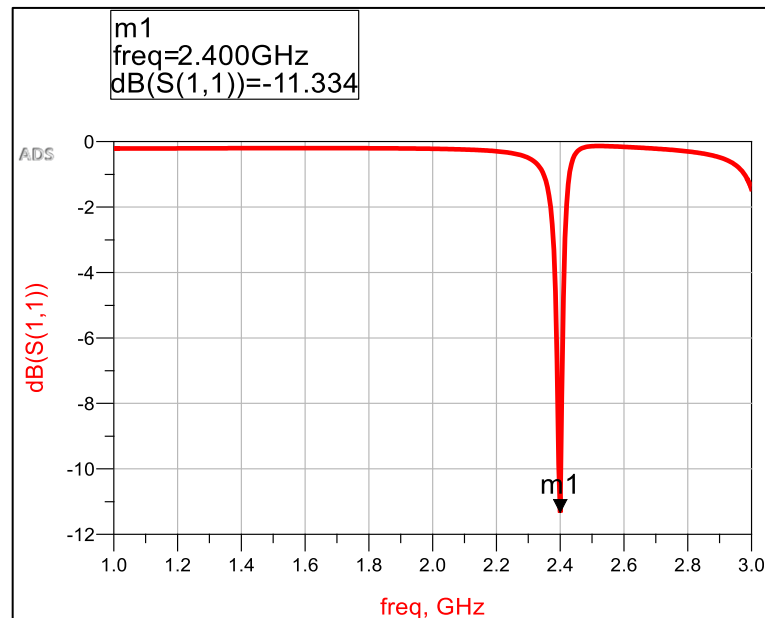


Figura 4.34 –Resultado S_{11} da extração pós-layout da rectenna de 2,4 GHz.

Portanto, conforme mostrado na Fig. 4.35, o resultado apresentou um forte aumento em relação aos resultados dos circuitos sem e com linha de microfita. Esse aumento em dB, como já mencionado, é a contribuição dos elementos parasitas atuando de modo a descartar o projeto da rede de impedâncias, fomentando mais reflexões ao longo da transferência de potência do

ambiente à carga. Mas, como o nível em dB apresentou valor de -11.334 e o máximo nível defensável é -10, o circuito com seu equivalente pós-layout ainda se encontra em conformidade de funcionamento para o projeto e suas aplicações.

4.5. Eficiência de Conversão de Energia (PCE)

Eficiência de Conversão de Energia (do inglês *Power Conversion Efficiency*) é uma métrica de avaliação amplamente usada em projetos de RF. Ela refere-se à quantidade de energia coletada pela antena que é fornecida com sucesso através do circuito de retificação e aplicada à carga. Quando a eficiência atinge uma alta porcentagem significa um circuito retificador eficiente, no entanto, não há como desviar das perdas de potência devido a limites de componentes não lineares, correntes de fuga e parasitas. O PCE é definido [14] como a relação entre a potência absorvida e a potência de carga, conforme apresentado pela Equação 4.1:

$$PCE = \eta_c = \frac{P_{carga}}{P_{absorvida}} = \frac{P_{carga}}{P_{incidente} - P_{refletida}} \quad (4.1)$$

Com base nessa métrica de avaliação, as seções 6.5.1. e 6.5.2. trarão os resultados de PCE para cada *rectenna* projetada, 900 MHz e 2,4 GHz. Como discutido, a eficiência de conversão de energia fornecerá – através dos resultados – o quão bem projetado é o circuito retificador/multiplicador de tensão. Portanto, as seções seguintes farão tratativas sobre os resultados dessa métrica, a fim de validar as técnicas de projetos de RF empregadas nos trabalhos desenvolvidos para ambas as bandas de frequência, que é um dos focos deste trabalho.

4.5.1. Eficiência de conversão de energia em 900 MHz

Conforme discutido anteriormente, a próxima etapa a ser desenvolvida é a extração da eficiência de conversão de energia do circuito *rectenna*, projetado para operar em 900 MHz. Portanto, as Figuras 4.35 e 4.36 apresentam, respectivamente, o esquemático de simulação da extração da PCE e os resultados da tensão de saída e da porcentagem de eficiência.

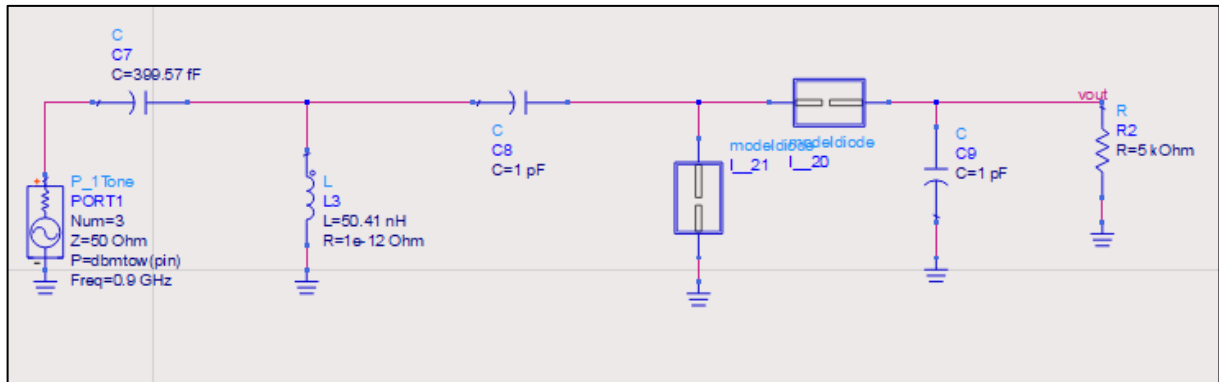


Figura 4.35 – Esquemático da extração da eficiência de conversão de energia da rectenna de 900 MHz.

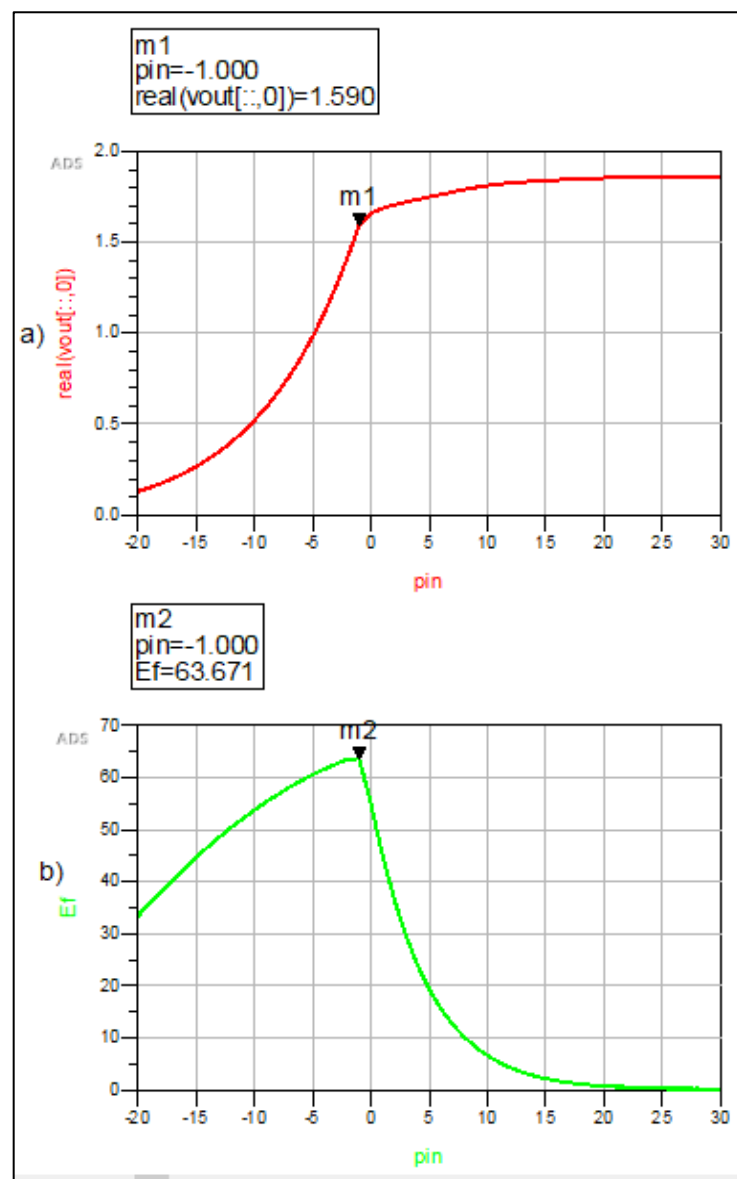


Figura 4.36 – Resultados. a) Tensão de saída em dBm, b) Eficiência de conversão de energia.

Também foi realizado a extração da tensão de saída e da eficiência para o circuito com linhas de microfita. A Figura 4.37 mostra o esquemático do circuito, e a Figura 4.38 apresenta os resultados de tensão de saída e eficiência.

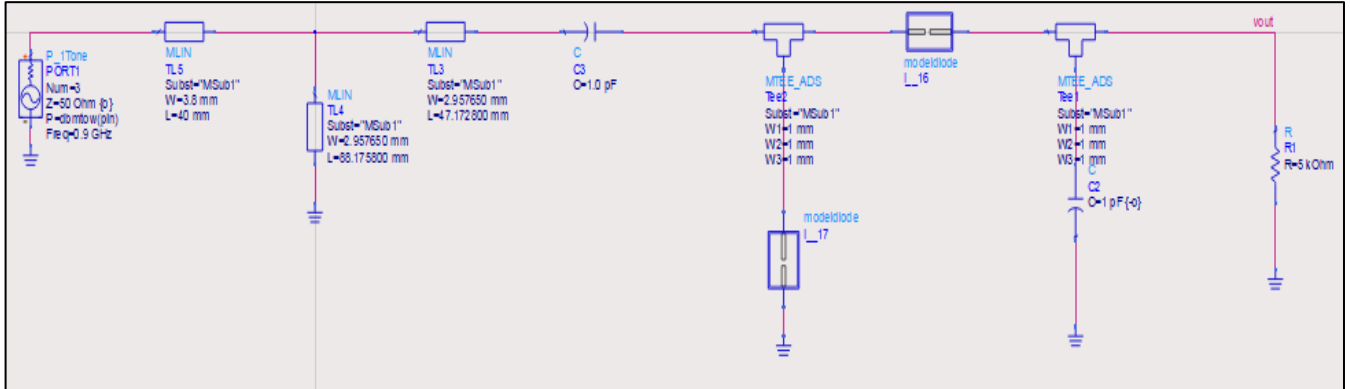


Figura 4.37 – Esquemático do circuito de 900 MHz com linhas de microfita.

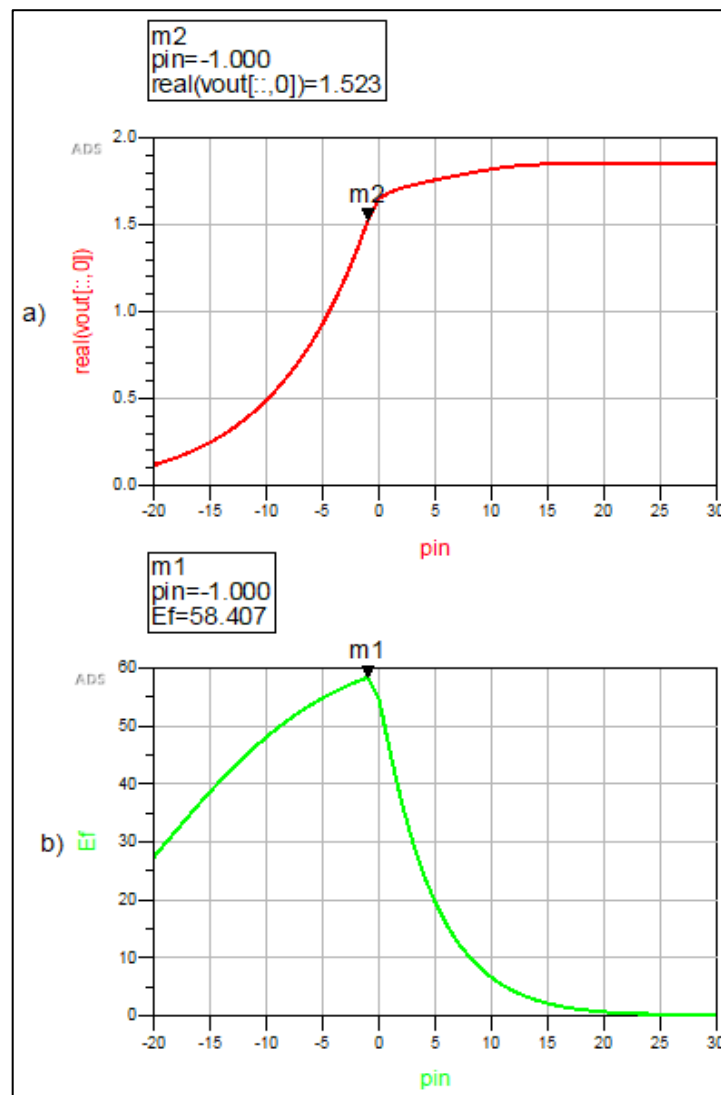


Figura 4.38 – Resultados. a) Tensão de saída em dBm, b) Eficiência de Conversão de Energia.

Como apresentado pelas Figs. 4.36 e 4.38, os valores de tensão de saída e eficiência de conversão atingiram bons resultados. Esses resultados validam a eficiência da rede de casamento e do circuito multiplicador, visto que apresentaram tensões acima de 1,5 V e eficiências de cerca de 60% de conversão de energia em relação à saída.

4.5.2. Eficiência de conversão de energia em 2,4 GHz

Similar ao desenvolvido na seção anterior, as Figuras 4.39 e 4.40 mostram, respectivamente, o esquemático de extração de eficiência do circuito da *rectenna*, projetada para operar em 2,4 GHz, e os resultados da tensão de saída e da PCE.

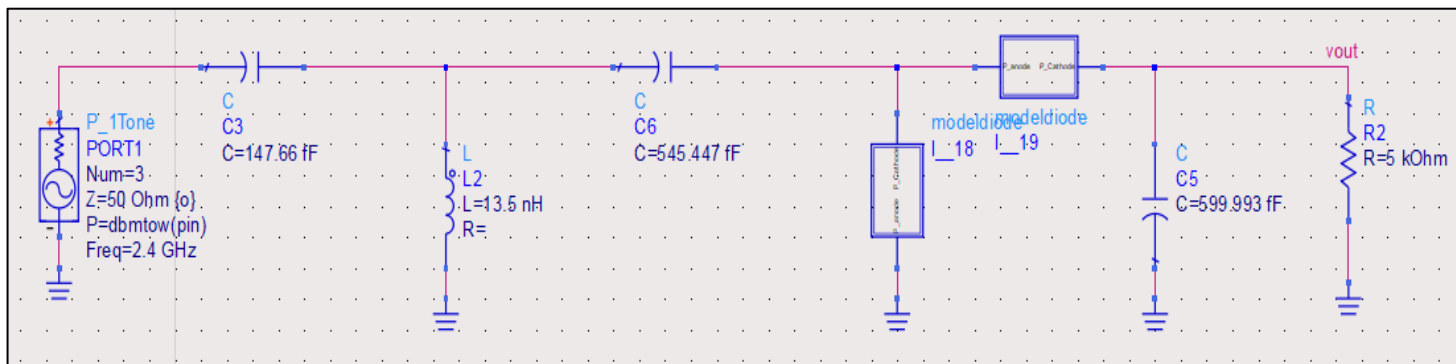


Figura 4.39 – Esquemático do circuito *rectenna* de 2,4 GHz.

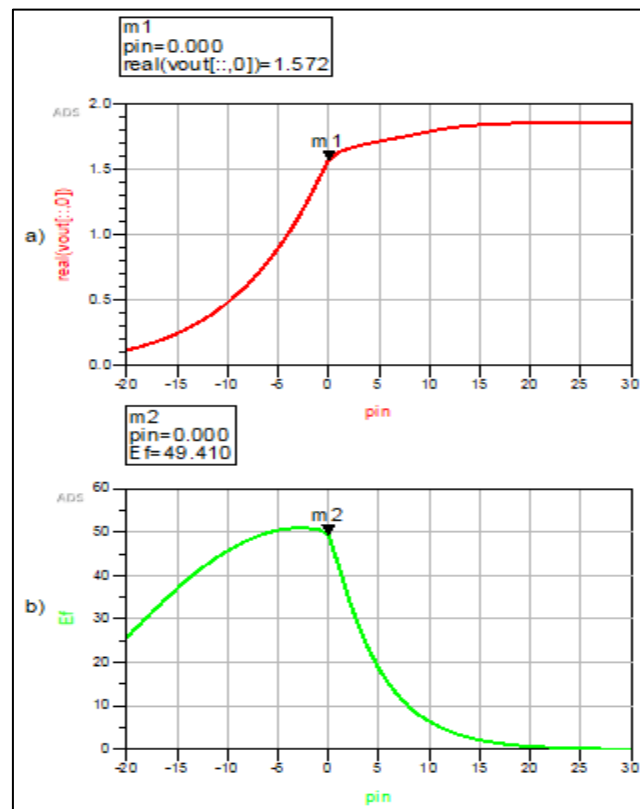


Figura 4.40 – Resultados. a) Tensão de saída em dBm, b) Eficiência de conversão de energia.

Em seguida também foi realizado a extração da tensão de saída e da PCE para o circuito equivalente transformado em linhas de microfita. A Figura 4.41 mostra o esquemático e a Figura 4.42 o resultado da simulação.

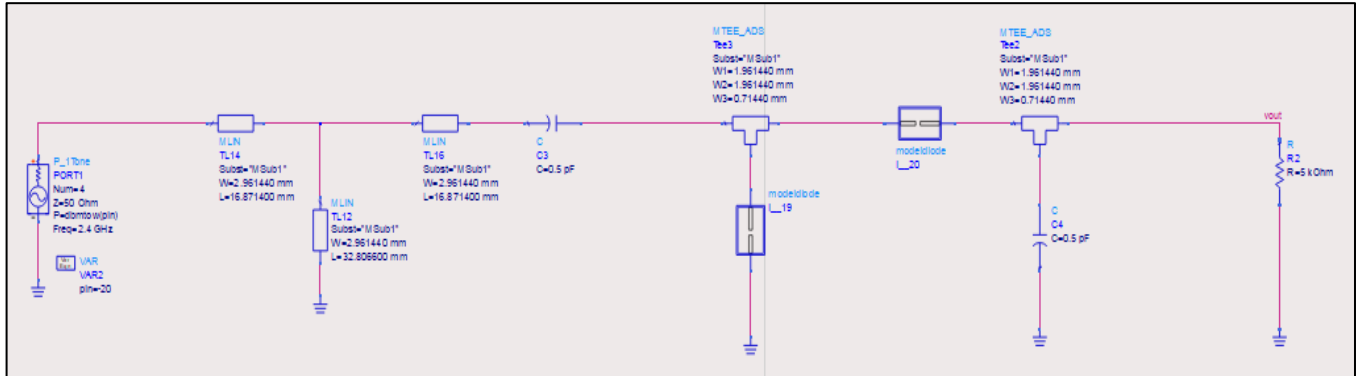


Figura 4.41 – Esquemático do circuito equivalente de 2,4 GHz, transformado em linhas de microfita.

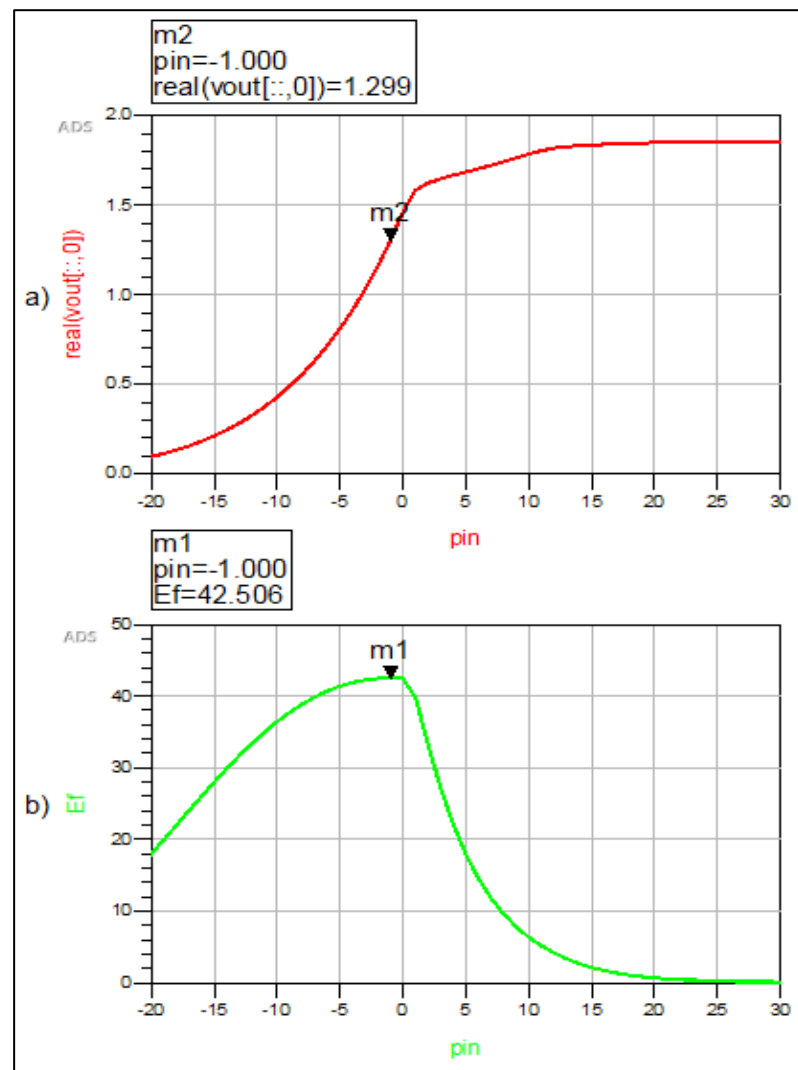


Figura 4.42 – Resultados. a) Tensão de saída em dBm, b) Eficiência de conversão.

Portanto, diante do que foi apresentado, é possível perceber que os resultados do circuito equivalente transformado em linhas de microfita apresentaram uma queda na sua tensão de saída, bem como na eficiência de conversão. Fatores comuns como estas perdas foram abordados em seções anteriores, mas, trazendo para essa situação, pode-se destacar as perdas de potência em relação à não linearidade dos componentes e, principalmente, a atuação dos parasitas. Contudo, a tensão de saída e a PCE em ambos convergem para valores aceitáveis no âmbito de projetos de coleta de energia por radiofrequência, visto que é um desafio alcançar valores como os apresentados neste trabalho em que a baixa densidade de potência de energia em RF e os problemas inerentes ao circuito são desafios em torno desses projetos.

4.6. Aplicação de Circuito Divisor de Potência RF

Combinar ou dividir os sinais para ambas as frequências utilizadas para um ou mais destino pode ser problemático, pois é preciso garantir o roteamento do sinal sem degradação a incompatibilidade de impedância ou carregamento (DIGIKEY, 2021). Essa necessidade de dividir ou combinar os sinais entre várias entradas ou saídas pode ser atendido pelo divisor ou combinador de potência RF. Assim, para o roteamento dos sinais de frequência de 900 MHz e 2,4 GHz para um único destino e a fim de fornecer uma impedância de referência em torno de 50Ω para ambas as redes projetadas, bem como realizar a integração de todas as etapas de projeto descrita até aqui, foi utilizado a aplicação do circuito divisor de potência como técnica de projeto para o funcionamento multibanda da *rectenna* proposta pelo projeto.

4.6.1. Escolha do divisor de potência RF

A escolha do modelo do divisor de potência passou pela análise da sua folha de dados disponibilizada pelo fabricante, levando-se em consideração a faixa de sua frequência de funcionamento. Portanto, o modelo escolhido para a aplicação do projeto foi ZX10-2-25S-S+ de faixa de operação em 500 a 2500 MHz e impedância de 50Ω , da fabricante *Minicircuits*, tendo em vista sua disponibilidade no LAMERF, e por ele atender ambas as bandas de frequências de aplicação deste trabalho. A Figura 4.43 mostra o modelo do divisor RF escolhido. Após a determinação da escolha, no *software ADS* foi implementado o divisor comportamental com referência de 50Ω .



Figura 4.43 – Divisor de potência RF, modelo ZX10-2-25S-S+ da fabricante Minicircuits.

Fonte: (SKYWORKS, 2021).

4.6.2. Esquemático da aplicação do divisor de potência RF

O seu modelo comportamental foi implementado no *software ADS*, e em suas portas de saída foram conectadas as *rectennas* projetadas para ambas as frequências, na sua entrada foi conectada o bloco que fornece referência da antena multibanda projetada. A Figura 4.44 apresentam o esquemático do circuito equivalente da *rectenna* multibanda.

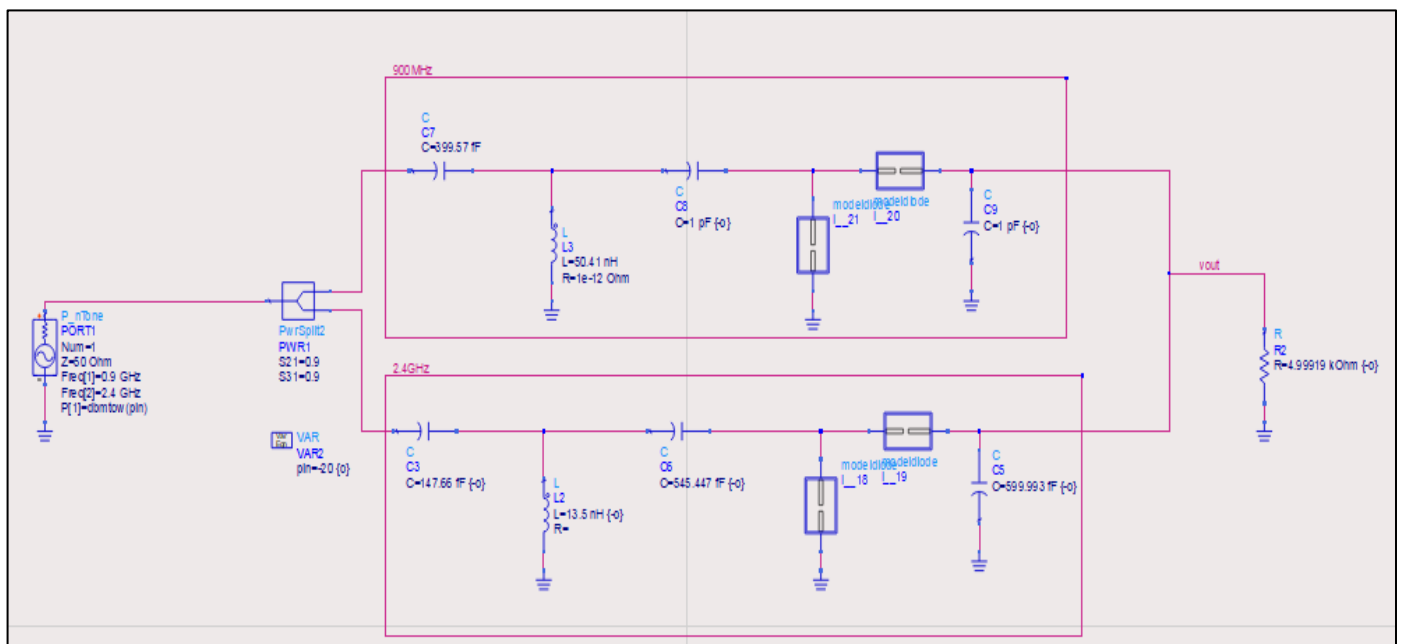


Figura 4.44 – Esquemático do circuito com a combinação das *rectennas* no modelo comportamental do divisor de potência.

Após a sua implementação e combinação com todas as etapas de projeto descritas anteriormente, foi extraído a sua tensão de saída e eficiência de conversão de potência, como apresentado pela Figura 4.45.

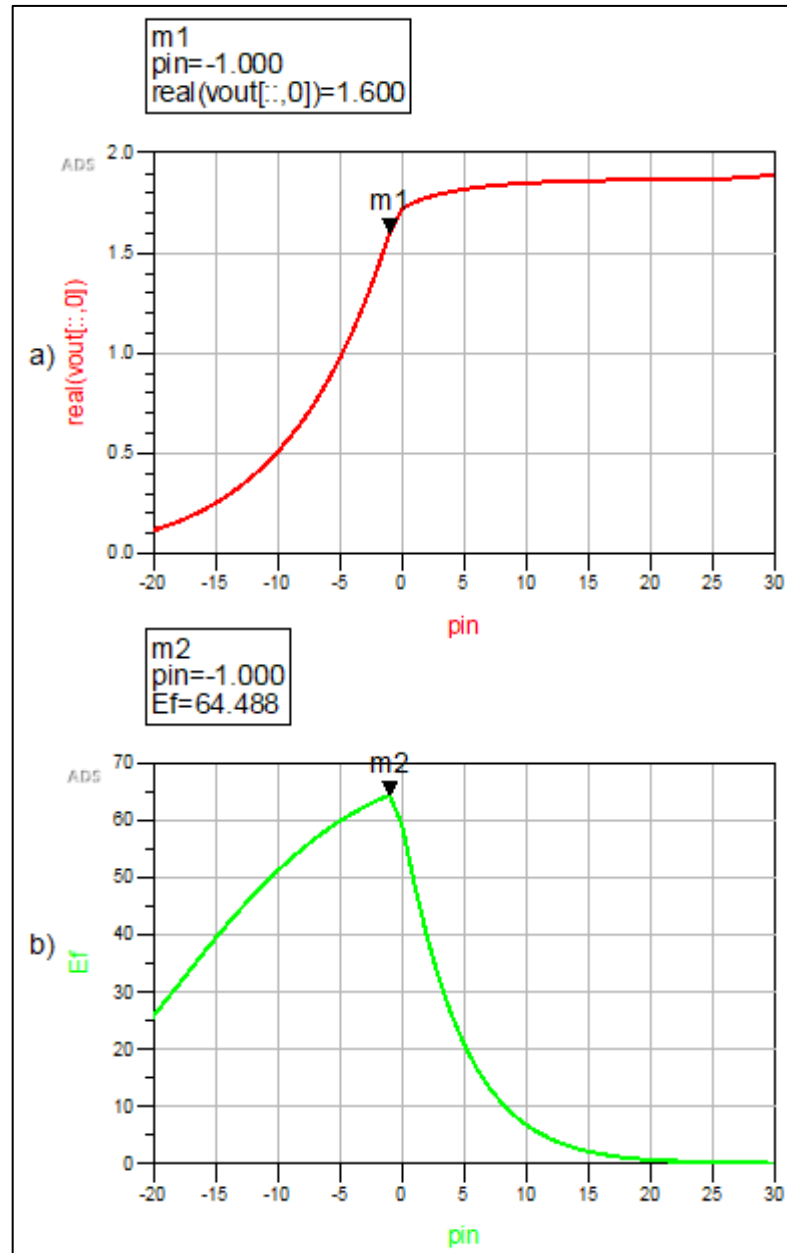


Figura 4.45 – Resultados. a) Tensão de saída, b) Eficiência de Conversão de Potência.

Como pode-se observar pela Fig. 4.45, a aplicação do divisor de potência combinou os dois sinais de frequência projetados fornecendo o roteamento dos sinais para um único destino, a carga. A Fig. 4.45b apresenta os valores de tensão de saída e PCE. Conforme apresentado, a *rectenna* multibanda alcançou uma tensão de saída 1,6 V em -1 dBm e eficiência de conversão em aproximadamente 65% no mesmo nível de potência. Ao comparar com os resultados das Figs. 4.38 e 4.42, é fácil ver que o resultado aplicando o divisor de potência RF apresentou aumento nos valores de tensão de saída e de eficiência, o que valida a técnica aplicada entregando 50 Ω como referência para ambos circuitos projetados, combinando o roteamento de sinais para o destino que é a carga.

4.6.3. Comparativos

A Tabela a seguir traz um comparativo do projeto desenvolvido com de outros autores que desenvolveram seus trabalhos na mesma linha de pesquisa.

Tabela 1 – Comparativo de trabalhos de outros autores.

Referência	Retificador/ Multiplicador	Frequência (GHz)	Tipo de diodo	Carga (k Ω)	Potência de entrada (dBm)	PCE (%)	Tensão de saída (V)
(PALAZZI, 2016)	Onda completa	0,7-0,9	SMS7630-079	2,5	-7 a 5	60	0.5-1.5
(SONG et al., 2017)	Dobrador de tensão	0,45-0,95	-	-	-10	40	-
(CONSTANTINE, 2017)	Shunt	2,45	SMS7630	0,1	0	57	1.2
(ABDELRAHEEM et al., 2018)	Shunt	2,45	SMS7630-061	6,34	<-45	5-23	0,35
(AMOR et al., 2019)	Cockcroft-Walton	0,87	HSMS2822	2,34	0	30	-
(AMOR et al., 2019)	Meia-onda	0,87	HSMS2822	8	0	27,5	-
(BRANDÃO, 2017)	Onda completa	2,45	HSMS2852	1	0	36	-
Este trabalho	Onda completa	0,9 a 2,4	SMS7630	5	-1	65	1.6

Pela Tabela 1 é possível perceber que a tensão de saída deste trabalho lidera em relação a de outros autores, bem como sua eficiência de conversão, PCE. O que demonstra valores superiores de tensão de saída e eficiência a outros trabalhos desenvolvidos na mesma linha de pesquisa.

É importante destacar a dificuldade que o projetista de RF enfrenta ao trabalhar em circuitos de altas frequências, enfrentando problemas referente, na sua grande maioria, de componentes não lineares (diodos retificadores) e dos elementos parasitas, limitando a tensão de saída e a sua eficiência de conversão. Diante disso, o trabalho aqui desenvolvido apresentou bons valores de tensão de saída e eficiência de conversão em relação às limitações de projeto, validando às técnicas de projetos de RF aqui empregadas e a aplicação do divisor de potência – podendo ser classificada como uma nova técnica aplicada em trabalhos de colheita de energia por radiofrequência. A técnica aqui aplicada do divisor de potência não foi empregada por nenhum autor referenciado neste trabalho, tampouco visto nos trabalhos dessa linha pesquisa, o que a torna novidade em projetos desta natureza.

Para verificar o quão de capacidade de alimentação o dispositivo *rectenna* desenvolvido pode ser aplicado, a Tabela 2 apresenta diversos tipos de sensores e a sua carga de operação.

Tabela 2 – Diversos tipos de sensores e sua tensão de operação.

Referências	Sensores	Tensão de operação (V)
(CHEN, 2011)	Pressão intra-ocular (PIO)	-
(HELLEPUTTE et al., 2014)	ECG, bioimpedância	1,2
(KIM et al., 2013)	ECG, EMG, EEG	1,2
(ZHANG et al., 2012)	ECG, variância da impedância torácica (TIV)	1,2
(YAN et al., 2010)	EEG	1,1
(VERMA et al., 2010)	Neural, ECG, EMG, EEG	1,1

Conforme tensão de saída igual a 1,6 V, apresentado pela Fig. 4.45, e de acordo com a Tabela 2, o dispositivo desenvolvido neste trabalho pode atuar de modo a fornecer energia suficiente para os diversos tipos de sensores entrar em seu modo de operação. Como apresentado pela tabela, e considerando a tensão alcançada de saída para uma potência de entrada de -1 dBm, os diversos tipos de sensores, como biomédicos, poderão utilizar a técnica de colheita de energia por radiofrequência para a sua operação. Diante do descrito, são inúmeras as vantagens e aplicações da técnica utilizando o dispositivo denominado *rectenna* para o reaproveitamento e conversão/amplificação da energia de RF.

5. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, foi apresentado uma visão geral das técnicas de colheita de energia por radiofrequência, descrevendo a escolha e implementação da antena de microfita multibanda, o método da Carta de Smith para o projeto da rede de casamento de impedâncias, a definição da topologia do circuito retificador, da carga e da aplicação do divisor de potência. Após um levantamento teórico a respeito das técnicas de colheita de energia por RF e seus parâmetros fundamentais de projeto, foi discutido o espectro de banda eletromagnético de interesse, definindo-os, em faixas de RF, as bandas de 900 MHz e 2,4 GHz. Como exemplo de aplicações, este trabalho mostrou resultados comparados com outros trabalhos de autores que desenvolveram técnicas de projetos de RF a fim de obter máximos valores de tensão de saída e de eficiência de conversão, ambos de extrema importância para a análise de funcionamento e aplicação do trabalho. O estudo concentrou-se principalmente nas faixas de frequências de 900 MHz e 2,4 GHz, a fim de obter um dispositivo multibanda com capacidade suficiente de atuar como fonte de alimentação de energia em redes de sensores sem fios.

Quanto aos resultados, o estudo desenvolvido neste trabalho apresentou resultados de simulações por meio do *software Advanced Design System, ADS*. As simulações foram desenvolvidas comparando os parâmetros obtidos, em especial os parâmetros-S, bem como a tensão de saída e eficiência de conversão, com o pós-layout do esquemático do circuito equivalente da *rectenna* multibanda. A validação das técnicas de projetos aplicados foram realizadas através dos parâmetros de projeto obtidos por meio dos resultados, comparando o pós-layout do seu pré-layout.

O resultado final apresentou uma tensão máxima de saída de 1.6 V em função da potência de -1 em nível dBm, e uma eficiência de conversão de energia de aproximadamente 65%. Estes resultados somam às técnicas empregadas da rede de casamento de impedâncias e do circuito multiplicador de tensão de onda completa, validando-os. Com esse valor de tensão de energia é possível alimentar a maioria de sensores aplicados em áreas de IoT, WSN's, Médica e Militar.

Diante da situação pandêmica agravante, o objetivo geral deste trabalho não pôde ser alcançado. A construção da *rectenna* foi insistida, no entanto, a locomoção até o laboratório da universidade, LAMERF, e das atividades suspensas, foram relutantes para a solidificação do objetivo geral. No entanto, uma boa parte dos objetivos específicos foram alcançados, com exceção da fabricação e comparação dos resultados simulados com os medidos. Em virtude

dessa exceção, foi extraído o equivalente pós-layout do esquemático pré-layout, a fim de aproximar suas simulações com os resultados medidos.

É importante destacar o funcionamento da aplicação do divisor de potência, visando fornecer referência de $50\ \Omega$ para os circuitos projetados de ambas as bandas. A relevância desta aplicação soma em mais uma técnica para os projetos de RF, posto que até então não foram encontrados trabalhos utilizando-a na mesma linha de pesquisa.

Dessa forma, este trabalho apresentou fundamentos teóricos, bem como resultados de simulações. Como expectativa de continuação deste trabalho, pode-se citar:

- a) Fabricação do protótipo rectenna multibanda;
- b) Aplicação de outras topologias de circuitos multiplicadores de tensão;
- c) Projetar o capacitor armazenador de energia;
- d) Substituir o divisor de potência por uma rede de casamento multibanda, a fim de realizar a comparação dos seus resultados com os resultados obtidos pela aplicação do divisor de potência;
- e) Realizar medições com a aplicação da rectenna em sensores sem fio;
- f) Submissão em revistas científicas nacional e internacional;
- g) Levá-lo este trabalho adiante para o mestrado.

REFERÊNCIAS

- ABDELRAHEEM, Ahmed et al. A Flexible Virtual Battery: A Wearable Wireless Energy Harvester. **IEEE Microwave Magazine**, v. 20, n. 1, p. 62-69, 2018.
- ALEX-AMOR, Antonio et al. Parasitics Impact on the Performance of Rectifier Circuits in Sensing RF Energy Harvesting. **Sensors**, v. 19, n. 22, p. 4939, 2019.
- AMOR, Antonio Alex. **TÍTULO: DESIGN OF A RADIOFREQUENCY (RF) ENERGY HARVESTING SYSTEM FOR LOW-POWER SENSOR APPLICATIONS AT MICROWAVE BANDS**. 2018.
- BANDEIRA, Kaio Márcio da Costa. **Antenas de microfita multibanda e reconfigurável para aplicações em sistemas de comunicação sem fio, padrões IEEE 802.11 ah, IEEE 802.11 ax e CBRS**. 2019. Dissertação de Mestrado. Brasil.
- C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 3ª ed., 2005.
- CAMARGO, Tiago Fadel de et al. **Estudo de antenas planares para aplicações em 2,4GHz**. 2009. Tese de Doutorado. UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO.
- CHEN, Gregory et al. A cubic-millimeter energy-autonomous wireless intraocular pressure monitor. In: **2011 IEEE International Solid-State Circuits Conference**. IEEE, 2011. p. 310-312.
- COSTANTINE, J. et al. A load independent tapered RF harvester. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, v. 27, n. 10, p. 933-935, 2017.
- DE FIGUEIREDO BRANDÃO, Guilherme Lopes. SISTEMA PARA REAPROVEITAMENTO DE ENERGIA ELETROMAGNÉTICA UTILIZANDO RECTENNAS.
- Digikey. **The Fundamentals of RF Power Dividers and Combiners**. Disponível em: <https://www.digikey.com/en/articles/the-fundamentals-of-rf-power-dividers-and-combiners>. Acesso em 10 de maio de 2021.
- ESTEVES, Luiz Claudio. **Antenas: teoria básica e aplicações**. McGraw-Hill, 1987.

GONZALO, R. et al. **Improved patch antenna performance by using photonic bandgap substrates**. Microwave and Optical Technology Letters, v. 2, p. 213-215, fev. 2000.

HUANG, Jun et al. **Wireless power transfer and energy harvesting: Current status and future prospects**. IEEE wireless communications, v. 26, n. 4, p. 163-169, 2019.

KIM, Hyejung et al. A configurable and low-power mixed signal SoC for portable ECG monitoring applications. **IEEE transactions on biomedical circuits and systems**, v. 8, n. 2, p. 257-267, 2013.

LAVOR, Otávio Paulino. **Bi Anisotropia em Antenas de Microfita Retangular e Estruturas Circulares Modificadas**. 2015. 122 f. Tese (Doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2015.

Mini-Circuits. Datasheet: ZX10-2-252-S+ Power Splitter/Combiner.

PALAZZI, Valentina; DEL PRETE, Massimo; FANTUZZI, Marco. **Scavenging for energy: A rectenna design for wireless energy harvesting in UHF mobile telephony bands**. IEEE Microwave Magazine, v. 18, n. 1, p. 91-99, 2016.

PEREIRA, J. P. P. **Estruturas PBG Periódicas e Quase Periódicas em Antenas de Microfita com Aplicação em Veículos Aéreos Não Tripulados**. 2016. 91 f. Tese (Doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2016.

SENA, Francisco das Chagas Barbosa de. **Otimização de Estruturas DGS e PBG em Antenas de Microfita Retangular Usando Algoritmo Genético**. 2018. 134 f. Tese (Doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2018.

SKYWORKS. Datasheet: SMS7630-040LF: 0402 Surface Mount Zero Bias Detector Schottky Diode.

SOFFIATI, André. **Estudo da atenuação de onda eletromagnética em meios aquosos utilizando técnicas de microondas**. 2014. 134 f. Dissertação (Mestrado) – Programa de PósGraduação em Engenharia Elétrica e de Computação,

Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2014.

SONG, Chaoyun et al. **Recent advances in broadband rectennas for wireless power transfer and ambient RF energy harvesting**. In: 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). IEEE, 2017. p. 341-345.

SOYATA, Tolga; COPELAND, Lucian; HEINZELMAN, Wendi. RF energy harvesting for embedded systems: A survey of tradeoffs and methodology. **IEEE Circuits and Systems Magazine**, v. 16, n. 1, p. 22-57, 2016.

TRAN, Le-Giang; CHA, Hyoun-Kyu; PARK, Woo-Tae. RF power harvesting: a review on designing methodologies and applications. **Micro and Nano Systems Letters**, v. 5, n. 1, p. 1-16, 2017.

VAN HELLEPUTTE, Nick et al. A 345 μ W multi-sensor biomedical SoC with bio-impedance, 3-channel ECG, motion artifact reduction, and integrated DSP. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 50, n. 1, p. 230-244, 2014.

VERMA, Naveen et al. A micro-power EEG acquisition SoC with integrated feature extraction processor for a chronic seizure detection system. **IEEE journal of solid-state circuits**, v. 45, n. 4, p. 804-816, 2010.

YAN, Long et al. A 3.9 mW 25-electrode reconfigured sensor for wearable cardiac monitoring system. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 46, n. 1, p. 353-364, 2010.

ZHANG, Yanqing et al. A batteryless 19 μ W MICS/ISM-Band energy harvesting body sensor node SoC for ExG applications. **IEEE Journal of SolidState Circuits**, v. 48, n. 1, p. 199-213, 2012.