



Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Associação Ampla entre CEFET-MG e UFSJ

SISTEMA PARA REAPROVEITAMENTO DE ENERGIA ELETROMAGNÉTICA UTILIZANDO RECTENNAS

Guilherme Lopes de Figueiredo Brandão

2017

Guilherme Lopes de Figueiredo Brandão

SISTEMA PARA REAPROVEITAMENTO DE ENERGIA ELETROMAGNÉTICA UTILIZANDO RECTENNAS

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, associação ampla entre o CEFET-MG e UFSJ como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Elétricos.

Linha de Pesquisa: Eletromagnetismo Aplicado.

Orientadora: Prof. Dra. Úrsula do Carmo Resende

Coorientador: Prof. Dr. Sandro Trindade Mordente Gonçalves



Belo Horizonte

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais – CEFET-MG

2017

Folha de Aprovação a ser anexada

*Aos meus pais,
Brandão e Margarete,
ao meu irmão Leonardo
e ao meu amor Andressa.*

Agradecimentos

Eu agradeço, primeiramente, a Deus, por me proporcionar fé, esperança, saúde e paciência, para realização deste trabalho.

Agradeço à minha família, pelo amor incondicional, pelo apoio e incentivo em todas as decisões e momentos da minha vida. Muito obrigado à minha mãe, Margarete; ao meu pai, Brandão; ao meu irmão, Leonardo.

À Andressa, meu amor, agradeço pelo companheirismo, incentivo, pela compreensão e por estar sempre ao meu lado. Agradeço, também, à Alessandra, Argentina e Edivar, pelo apoio.

Minha gratidão à minha orientadora Úrsula, pelo profissionalismo, pela paciência, compreensão, confiança e pela excelente orientação ao longo de toda a pesquisa. Ao meu coorientador Sandro, por sua disponibilidade, dicas e apoio nos momentos certos.

Não poderia deixar de agradecer a todos os Mestres da Resenha, que fizeram essa trajetória mais leve e descontraída. Muito obrigado Pedro, Matheus, Daiane, Deishi, Novack, Rafael, Audine, Isabel, Gabriel, Fabiano, Diego, Fellipe, Leonardo, Waldri e Polyanna, pelo companheirismo de sempre!

Aos amigos Diogo, Lucas, Paula, Bernardo, Priscilla, Ana e Louise, muito obrigado por compreenderem os momentos de ausência e me incentivarem neste projeto.

Sou grato aos professores Eduardo Nunes e Eduardo Coppoli, por compartilharem seu conhecimento.

Por fim, agradeço a todos do CEFET, por me propiciarem conhecimento, infraestrutura e suporte, para o desenvolvimento desse trabalho.

*“A satisfação está no esforço e
não apenas na realização final.”*

Mahatma Gandhi

Resumo

A utilização de *rectennas* para reaproveitamento de energia eletromagnética sem fio é uma aplicação recente desses sistemas, que deve levar em consideração as características do sinal recebido, tais como alta frequência e baixos níveis de potência. Além disso, as características não-lineares do circuito retificador dificultam o casamento de impedância entre antena e circuito retificador, sendo necessário um estudo específico para cada aplicação. Assim sendo, este trabalho, de cunho investigativo, apresenta uma revisão bibliográfica acerca dos tipos de *rectennas* utilizados atualmente, de modo a identificar as geometrias de antenas e topologias de circuitos retificadores que apresentem bom desempenho e facilidade de construção. A partir da revisão bibliográfica, diferentes geometrias de antenas são projetadas e otimizadas, utilizando o software CST® (*Computer Simulation Technology*), visando alcançar impedância de entrada igual a $50\ \Omega$ na frequência de 2,45 GHz. Tais antenas são construídas e comparadas em testes de transmissão-recepção. Utilizando o software ADS® (*Advanced Design System*), diferentes configurações de circuitos retificadores dobradores de tensão são projetados e otimizados. Os protótipos construídos são testados, a fim de verificar o comportamento do circuito com a variação da potência de entrada, da frequência do sinal e da carga. Por fim, as configurações que apresentaram melhor desempenho individualmente são testadas em um sistema *rectenna* completo, individual e associado em série/paralelo, de forma a demonstrar a funcionalidade e eficiência da tecnologia.

Palavras-chave: *Rectenna*. Reaproveitamento de energia. Antenas impressas. Circuitos retificadores. Associação série/paralelo.

Abstract

The use of rectennas to wireless electromagnetic energy recycling is a recent application of these systems, which should take into account the received signal characteristics, such as high frequency and low power levels. In addition, the non-linear characteristics of rectifier circuit makes impedance matching between antenna and rectifier circuit difficult, requiring a specific study for each application. Therefore, this investigative work presents a literature review about the types of rectennas currently used, in order to identify the antenna geometries and topologies of rectifier circuits that present good performance and ease of construction. From the literature review, different antenna geometries are designed and optimized, using CST® (Computer Simulation Technology) software to achieve 50 Ω input impedance at the 2,45 GHz frequency. Such antennas are constructed and compared in transmission-reception tests. Using ADS® (Advanced Design System) software, different configurations of voltage doubler rectifier circuits are designed and optimized. The constructed prototypes are tested, in order to verify the behavior of the circuit with the variation of input power, signal frequency and load. Finally, the configurations that presented the best performance individually are tested in a complete rectenna system, individual and in serial/parallel association, in order to demonstrate the functionality and efficiency of this technology.

Keywords: Rectenna. Energy harvesting. Microstrip antennas. Rectifier circuits. Serial/Parallel association.

Lista de Ilustrações

Figura 2.1 – <i>Rectenna</i> 1: (a) único elemento e (b) <i>rectenna</i> completa (Hagerty, Helmbrecht, McCalpin, Zane, & Popovic, 2004).	26
Figura 2.2 – <i>Rectenna</i> 2: (a) Esquemático do circuito retificador e (b) protótipo construído (Olgon, Chen, & Volakis, 2010).	27
Figura 2.3 – <i>Rectenna</i> 3: (a) Dimensões da antena espiral e (b) protótipo construído (Bouchouicha, Dupont, Latrach, & Ventura, 2010).	28
Figura 2.4 - Protótipo construído da <i>rectenna</i> 4 (Bouchouicha, Latrach, Dupont, & Ventura, 2010).	29
Figura 2.5 - Protótipo construído da <i>rectenna</i> 5 (Olgun, 2011).	30
Figura 2.6 - Protótipo construído da <i>rectenna</i> 6 (Sun, Guo, He, & Zhong, 2012).	31
Figura 2.7 – Protótipo construído da <i>rectenna</i> 7 (Monti, Congredo, De Donno, & Tarricone, 2012).	32
Figura 2.8 - Protótipo construído da <i>rectenna</i> 8 (a) antena e (b) circuito retificador (Sun, Guo, He, & Zhong, 2013).	33
Figura 2.9 – <i>rectenna</i> 9:(a) Dimensões do circuito retificador projetado e (b) Dimensões da <i>rectenna</i> completa (Takhedmit, et al., 2013).	34
Figura 2.10 – Protótipo construído da <i>rectenna</i> 10. (Ladan, Ghassemi, Ghiotto, & Wu, 2013).	35
Figura 2.11 – Configuração da <i>rectenna</i> 11 (Zhang, Meng, Lee, & Wu, 2013).	35
Figura 2.12 - Circuito utilizado na construção da <i>rectenna</i> 12 (Assimonis & Bletsas, 2014).	36
Figura 2.13 - Protótipo construído da <i>rectenna</i> 13 (Assimonis, Daskalakis, & Bletsas, 2014).	37
Figura 2.14 - Protótipo construído da <i>rectenna</i> 14 (Zhang, Huang, & Cao, 2014).	38
Figura 2.15 - Configuração de antena adotada na <i>rectenna</i> 15 (Kang, Ain, Jaafar, & Marzuki, 2014).	39
Figura 2.16 – Protótipo construído da <i>rectenna</i> 16 (Song, et al., 2015).	40
Figura 3.1 - Configuração de uma antena impressa com elemento radiador em formato retangular (Barra, 2007).	43
Figura 3.2 – Antena impressa com elemento radiador de formato retangular sendo alimentada por linha de transmissão impressa.	44
Figura 3.3 - Geometria modelada no CST®, diagrama de radiação e ganho IEEE simulados da Antena 1PF.	46
Figura 3.4 - Geometria modelada no CST®, diagrama de radiação e ganho IEEE simulados da Antena 1PR.	47
Figura 3.5 - Comparação entre as Cartas de Smith e parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 1PF.	48
Figura 3.6 - Comparação entre as Cartas de Smith e parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 1PR.	48

Figura 3.7 - Geometria do conjunto 1x2 de antenas retangulares.....	49
Figura 3.8 - Geometria modelada no CST®, diagrama de radiação e ganho IEEE simulados da Antena 2PF.	50
Figura 3.9 - Comparação entre as Cartas de Smith e parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 2PF.	51
Figura 3.10 - Geometria do conjunto 1x4 de antenas retangulares.....	52
Figura 3.11 - Geometria modelada no CST®, diagrama de radiação e ganho IEEE simulados da Antena 4PF.	54
Figura 3.12 - Comparação entre as Cartas de Smith e parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 4PF.....	55
Figura 3.13 - Geometria do dipolo impresso (a) vista superior e (b) vista inferior.....	56
Figura 3.14 - Geometria modelada no CST®, diagrama de radiação e ganho IEEE simulados da Antena 1DF.	57
Figura 3.15 - Geometria modelada no CST®, diagrama de radiação e ganho IEEE simulados da Antena 1DR.	57
Figura 3.16 - Comparação entre as Cartas de Smith e parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 1DF.....	58
Figura 3.17 - Comparação entre as Cartas de Smith e parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 1DR.....	58
Figura 3.18 – Diagrama de blocos do sistema para (a) transmissão de energia sem fio e (b) reaproveitamento de energia eletromagnética.....	60
Figura 3.19 – Sistema transmissão-recepção utilizado para (a) transmissão de energia sem fio e (b) reaproveitamento de energia eletromagnética.....	60
Figura 3.20 – Potência recebida em função da distância considerando a Antena 1DR como transmissora, para o teste de transmissão de energia sem fio.....	61
Figura 3.21 – Potência recebida em função da distância considerando a Antena 1DF como transmissora, para o teste de transmissão de energia sem fio.....	61
Figura 3.22 – Potência recebida em função da distância considerando a Antena 1PR como transmissora, para o teste de transmissão de energia sem fio.....	62
Figura 3.23 – Potência recebida em função da distância considerando a Antena 1PF, a Antena 2PF e a Antena 4PF como transmissoras, para o teste de transmissão de energia sem fio.....	62
Figura 3.24 - Forma de onda recebida pela antena receptora no teste de reaproveitamento de energia eletromagnética.....	64
Figura 3.25 - Distorções apresentadas no sinal recebido pela antena receptora no teste de reaproveitamento de energia eletromagnética.....	65
Figura 3.26 – Potência máxima recebida em função da distância para as Antenas 1PR e 4PF como receptoras, para o teste de reaproveitamento de energia eletromagnética.....	66
Figura 4.1 - Configuração de retificador (a) meia onda e (b) dobrador de tensão (Razavi, 2008).	69
Figura 4.2 - Formas de onda da simulação das topologias dos circuitos retificadores no Multisim®.....	70

Figura 4.3 - Configuração interna, circuitos equivalentes e seus parâmetros adotados pelo ADS® para simulação dos diodos Schottky HSMS 2852 e HSMS 2862.....	71
Figura 4.4 - Geometria e dimensões adotadas (em mm) para os circuitos dobradores de tensão.	74
Figura 4.5 - Esquemático utilizado para projeto do circuito retificador dobrador de tensão utilizando o diodo HSMS 2852 e o modo de simulação LSSP.....	74
Figura 4.6 - Impedância inicial do circuito retificador utilizando o diodo HSMS 2852 com capacitor de (a) 100 pF e (b) 100 μ F e o diodo HSMS 2862 com capacitor de (c) 100 pF e (d) 100 μ F.	75
Figura 4.7 - Impedância otimizada do circuito retificador utilizando o diodo HSMS 2852 com capacitor de (a) 100 pF e (b) 100 μ F e o diodo HSMS 2862 com capacitor de (c) 100 pF e (d) 100 μ F.	77
Figura 4.8 - Protótipos construídos dos circuitos retificadores otimizados.	77
Figura 4.9 - Simulação da impedância de entrada dos circuitos retificadores com a variação da potência de entrada do circuito.	78
Figura 4.10 - Medição da impedância de entrada dos circuitos retificadores com a variação da potência de entrada do circuito.	78
Figura 4.11 - Variação medida do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores com a potência de entrada do circuito.....	79
Figura 4.12 - Variação da impedância dos circuitos retificadores com a frequência, usando (a) HSMS 2852 e 100 pF, (b) HSMS 2852 e 100 μ F, (c) HSMS 2862 e 100 pF e (d) HSMS 2862 e 100 μ F.....	80
Figura 4.13 - Formas de onda na saída dos circuitos retificadores alimentados pelo gerador de sinais com potência de entrada de 0 dBm, para os circuitos construídos com (a) HSMS 2852 e 100 pF, (b) HSMS 2852 e 100 μ F, (c) HSMS 2862 e 100 pF e (d) HSMS 2862 e 100 μ F.	82
Figura 4.14 - Variação da potência de saída com a potência de entrada para os circuitos retificadores com carga de 50 Ω	83
Figura 4.15 - Variação da eficiência com a potência de entrada para os circuitos retificadores com carga de 50 Ω	83
Figura 4.16 - Variação da impedância de entrada com a potência para diversas cargas do circuito retificador construído com (a) HSMS 2852 e 100 pF, (b) HSMS 2852 e 100 μ F, (c) HSMS 2862 e 100 pF e (d) HSMS 2862 e 100 μ F.	85
Figura 4.17 - Variação do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores com a potência de entrada, para a carga de $R_L = 1 \text{ k}\Omega$	85
Figura 4.18 - Variação do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores com a potência de entrada, para a carga de $R_L = 10 \text{ k}\Omega$	86
Figura 4.19 - Variação do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores com a potência de entrada, para a carga de 1 LED.	86
Figura 4.20 - Variação do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores com a potência de entrada, para a carga de 2 LEDs.	86
Figura 4.21 - Variação do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores com a potência de entrada, para a carga de 3 LEDs.	87

Figura 4.22 - Variação da potência de saída com a potência de entrada dos circuitos retificadores com carga de 1 k Ω .	88
Figura 4.23 - Variação da eficiência com a potência de entrada dos circuitos retificadores com carga de 1 k Ω .	88
Figura 4.24 - Variação da potência de saída com a potência de entrada dos circuitos retificadores com carga de 10 k Ω .	89
Figura 4.25 - Variação da eficiência com a potência de entrada dos circuitos retificadores com carga de 10 k Ω .	89
Figura 4.26 - Variação da iluminância de 1 LED com a potência de entrada dos circuitos retificadores.	90
Figura 4.27 - Variação da iluminância de 2 LEDs com a potência de entrada dos circuitos retificadores.	90
Figura 4.28 - Variação da iluminância de 3 LEDs com a potência de entrada dos circuitos retificadores.	91
Figura 5.1 - Diagrama de blocos de um sistema <i>rectenna</i> completo.	93
Figura 5.2 - Configuração para medição das formas de onda na saída do Retificador A.	94
Figura 5.3 - Formas de onda na saída do Retificador A com cargas de (a) 50 Ω , (b) 1 k Ω e (c) 10 k Ω .	94
Figura 5.4 - Formas de onda distorcidas na saída do Retificador A com cargas de (a) 50 Ω , (b) 1 k Ω e (c) 10 k Ω .	95
Figura 5.5 - Variação da potência de saída da <i>rectenna</i> com a distância, utilizando as Antenas 1PR e 4PF e os Retificadores A e B, com a Antena 1PR como antena transmissora.	97
Figura 5.6 - Associação de <i>rectennas</i> (a) na etapa RF e (b) na etapa DC.	98
Figura 5.7 - Configuração de montagem para medição de potência reaproveitada com associação de <i>rectennas</i> na etapa DC, com a Antena 1PR como antena transmissora.	99
Figura 5.8 - Variação da potência de saída com a distância, da associação em série de duas <i>rectennas</i> , utilizando as Antenas 1PR e 4PF e os Retificadores A e B.	99
Figura 5.9 - Variação da potência de saída com a distância, da associação em paralelo de duas <i>rectennas</i> , utilizando as Antenas 1PR e 4PF e os Retificadores A e B.	100
Figura 5.10 - Formas de onda de tensão na saída da <i>rectenna</i> (a) individual, (b) em série e (c) em paralelo.	101
Figura 5.11 - Posicionamento das <i>Rectennas</i> A (a) individual, (b) duas em paralelo e (c) quatro em paralelo, para o teste de reaproveitamento de energia com Antena 1DF transmissora.	102
Figura 5.12 - Variação da potência de saída com a distância, uma única <i>Rectenna</i> A e associação em paralelo de duas e quatro <i>Rectennas</i> A, utilizando a Antena 1DF como transmissora.	103
Figura 5.13 - Pontos de máximos e nulos encontrados experimentalmente para duas Antenas 1DF operando como transmissoras.	104
Figura 5.14 - Configuração para o teste de potência entregue a carga com duas Antenas 1DF operando como transmissoras, para duas e quatro <i>Rectennas</i> A conectadas em paralelo.	104
Figura 5.15 - Variação da potência de saída com a distância, para a associação em paralelo de duas e quatro <i>Rectennas</i> A, utilizando duas Antenas 1DF transmissoras.	104
Figura 5.16 - Variação da potência de saída com a distância, de uma única <i>Rectenna</i> A e da associação em paralelo de duas e quatro <i>Rectennas</i> A, com uma antena dipolo do roteador como transmissora.	105

Figura 5.17 - Pontos de máximos e nulos encontrados experimentalmente para duas antenas dipolo do roteador como transmissoras.	106
Figura 5.18 - Montagem realizada para o teste de potência entregue a carga com duas antenas dipolo do roteador como transmissoras, para duas <i>Rectennas A</i> conectadas em paralelo.	107
Figura 5.19 - Variação da potência de saída com a distância, da associação em paralelo de duas e quatro <i>Rectennas A</i> , com duas antenas dipolo do roteador como transmissoras.	107

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Tipo de antena, tipo de retificador e resultado obtido das <i>rectennas</i> descritas na Seção 2.2.	41
Tabela 3.1 - Dimensões iniciais e otimizadas da Antena 1PF e da Antena 1PR.	46
Tabela 3.2 - Resumo dos resultados de simulação e medição para as Antenas 1PF e 1PR.....	49
Tabela 3.3 - Dimensões iniciais e otimizadas da Antena 2PF.....	50
Tabela 3.4 - Resumo dos resultados de simulação e medição da Antena 2PF.....	52
Tabela 3.5 - Dimensões otimizadas da Antena 4PF.....	53
Tabela 3.6 - Resumo dos resultados de simulação e medição da Antena 4PF.....	55
Tabela 3.7 - Dimensões iniciais e otimizadas da Antena 1DF e da Antena 1DR.	57
Tabela 3.8 - Resumo dos resultados de simulação e medição das Antenas 1DF e 1DR.....	59
Tabela 3.9 - Comparação da potência recebida para a maior e a menor distância, para as diversas combinações de antenas consideradas no teste de transmissão de energia sem fio.....	63
Tabela 4.1 – Tensão de barreira dos diodos Schottky HSMS 2852 e HSMS 2862.....	71
Tabela 4.2 - Parâmetros iniciais adotados para os retificadores dobradores de tensão utilizando os diodos Schottky HSMS 2852 e HSMS 2862 e os capacitores de 100 pF e 100 µF.....	75
Tabela 4.3 - Parâmetros otimizados dos retificadores dobradores de tensão utilizando os diodos Schottky HSMS 2852 e HSMS 2862 e os capacitores de 100 pF e 100 µF.....	76
Tabela 4.4 - Valores mínimos medidos de S_{11} e potência de entrada na qual foram obtidos, para cada circuito retificador.....	80
Tabela 4.5 - Potências de entrada e frequências em que se encontrou $Z_{in} \approx 50 \Omega$ para cada retificador.	81

Lista de Abreviaturas e Siglas

ADS - <i>Advanced Desing System</i> - software ADS®	19
CST - <i>Computer Simulation Technology</i> - software CST®	19
DC - <i>Direct Current</i> - Corrente contínua	17
FoM - <i>Figure of Merite</i>	34
GEA - Grupo de Eletromagnetismo Aplicado	21
GSM - <i>Global System for Mobile Communications</i>	27
HB - <i>Harmonic Balance</i>	73
HFSS - <i>High Frequency Structural Simulator</i> - software HFSS®	26
IE3D - <i>Integral Equation Three-Dimensional</i> - software IE3D®	25
ISM - <i>Industrial, Scientific and Medical</i>	33
LSSP - <i>Large-Signal S-Parameters</i>	73
RF - Radiofrequência	25
RFID - <i>Radio-Frequency Identification</i>	26
SMD - <i>Superficial Mounting Device</i> - Dispositivo de montagem superficial	71
TESF - Transmissão de energia sem fio	17

Sumário

Capítulo 1	17
1.1. Contextualização do problema	17
1.2. Objetivos.....	18
1.3. Metodologia.....	19
1.4. Organização do trabalho	20
1.5. Histórico da pesquisa no CEFET-MG	21
Capítulo 2	23
2.1. Introdução	23
2.2. Trabalhos empregando <i>rectennas</i>	25
2.3. Considerações finais	40
Capítulo 3	42
3.1. Antenas impressas.....	42
3.2. Projeto, construção e teste das antenas impressas	44
3.2.1. Antenas retangulares individuais	45
3.2.2. Conjunto 1x2 de antenas retangulares	49
3.2.3. Conjunto 1x4 de antenas retangulares	52
3.2.4. Dipolo impresso	56
3.3. Testes de transmissão – recepção	59
3.3.1. Transmissão de energia sem fio	60
3.3.2. Reaproveitamento de energia eletromagnética.....	64
3.4. Considerações finais	66
Capítulo 4	68
4.1. Topologia do circuito retificador	68
4.2. Definição dos componentes.....	70
4.3. Projeto dos circuitos retificadores	73
4.4. Testes de funcionalidade e desempenho	81
4.4.1. Retificadores com carga $R_L = 50 \Omega$	82
4.4.2. Retificadores com cargas diferentes.....	84

4.5. Considerações finais	91
Capítulo 5	93
5.1. Análise da forma de onda na saída das <i>rectennas</i>	93
5.2. Análise de potência na carga	96
5.2.1. Antena 1PR como antena transmissora	96
5.2.2. Antena 1DF como antena transmissora	102
5.2.3. Antena dipolo original do roteador como antena transmissora	105
5.3. Considerações finais	108
Capítulo 6	109
6.1. Trabalhos futuros.....	112
Referências Bibliográficas	113
Apêndice A	118
Apêndice B	128

Capítulo 1

Introdução

1.1. Contextualização do problema

A crescente busca por novas fontes alternativas de energia que utilizem de maneira consciente os recursos disponíveis, associada à expansão dos sistemas de comunicação, tem impulsionado o desenvolvimento de tecnologias e equipamentos para alimentar pequenas cargas. Para esta finalidade, diversas tecnologias têm sido pesquisadas, dentre elas, destaca-se a *rectenna*, que é um sistema capaz de converter energia eletromagnética disponível no ambiente em energia de corrente contínua (DC).

A antena retificadora (*rectenna*) foi apresentada pela primeira vez na década de 1960 por William C. Brown, como uma nova tecnologia capaz de realizar a transmissão de energia sem fio (TESF) (Brown, 1984). Desde sua concepção, várias configurações de *rectennas* foram propostas e investigadas. Essas configurações têm empregado diferentes tipos de antenas (dipolos, loops, circular), circuitos retificadores (simples, ponte, meia onda, onda completa), diodos (termiônicos, semicondutores, Schottky) e circuitos de casamento de impedância (tipo T, *baluns*, *stubs*) (Pereira, 2014).

Além de diferentes configurações, também foram avaliadas diferentes aplicações para a *rectenna*. Na aplicação de TESF, uma antena transmissora é acoplada a um gerador de sinais de alta frequência para transmitir potência, de maneira diretiva, a um sistema *rectenna* capaz de converter este sinal de alta frequência em um sinal DC, que é entregue à carga (Strassner & Chang, 2013). Apesar da ideia inicial da *rectenna* ter como objetivo a TESF, a demanda por soluções para o uso sustentável da energia, juntamente com o crescimento dos serviços de telecomunicações, faz com que diferentes aparatos e equipamentos surjam para aproveitar, de forma mais eficiente, a energia disponível no ambiente (Sun, Guo, He, & Zhong, 2012). Para a aplicação em reaproveitamento de energia eletromagnética, um sistema *rectenna* deve ser capaz de captar as ondas eletromagnéticas

presentes no ambiente, geradas a partir de sistemas de comunicação sem fio, e convertê-las em energia DC que é entregue à carga (Olgun, 2011).

Tais aplicações apresentam características específicas em termos de potência e frequência do sinal recebido pela *rectenna*. Na aplicação de TESH, a frequência e a potência do sinal transmitido pelo sistema de transmissão de energia, bem como as características da antena transmissora, podem ser ajustados para alimentar a carga do sistema e para uma melhor eficiência de transmissão (Strassner & Chang, 2013). Já na aplicação em reaproveitamento de energia eletromagnética, não há controle sobre a fonte de sinais de alta frequência, portanto, a *rectenna* opera com baixos níveis de potência recebidos e a frequência do sinal que estiver disponível no ambiente (Olgun, 2011). Como o comportamento do circuito retificador varia de acordo com a potência e a frequência do sinal recebido, bem como com a carga alimentada (Zhang J. , 2013), a aplicação de *rectennas* em reaproveitamento de energia eletromagnética ambiente se torna um desafio.

Assim, diversos trabalhos têm sido desenvolvidos e os principais desafios são: o aumento da eficiência e da potência convertida pela *rectenna*, operando isoladamente ou em conjunto, para reaproveitamento de energia eletromagnética ambiente. Embora muitos estudos já tenham sido realizados a respeito da tecnologia *rectenna*, eles ainda não são conclusivos e definitivos, sendo necessário o desenvolvimento de pesquisas complementares e projetos específicos para o suprimento de diferentes tipos de cargas.

1.2. Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é a investigação teórica e experimental de diferentes formatos de antenas impressas e configurações de circuitos retificadores que, associados em um sistema *rectenna*, operem no reaproveitamento de energia eletromagnética ambiente.

Como objetivos específicos desse trabalho, têm-se:

- Revisão bibliográfica sobre *rectennas* utilizando antenas impressas, para aplicação em reaproveitamento e transmissão de energia eletromagnética sem fio.
- Caracterização do material do substrato utilizado na construção das antenas impressas e dos circuitos retificadores.

- Modelagem do conector SMA 3011 utilizado para conexão dos protótipos construídos.
- Identificação de um modelo de *rectenna* de maior facilidade de construção.
- Projeto e simulação computacional das antenas impressas investigadas, utilizando o software CST® (*Computer Simulation Technology*).
- Otimização da geometria das antenas impressas, para alcançar impedância de entrada de $50\ \Omega$ e baixo valor de S_{11} na frequência de 2,45 GHz.
- Construção das diferentes antenas impressas otimizadas.
- Avaliação experimental dos protótipos das antenas impressas.
- Avaliação computacional e otimização dos circuitos retificadores, utilizando o software ADS® (*Advanced Design System*), para alcançar impedância de entrada de $50\ \Omega$ e baixo valor de S_{11} na frequência de 2,45 GHz.
- Construção dos circuitos retificadores otimizados.
- Avaliação experimental dos circuitos retificadores, considerando a variação da impedância de entrada com a potência de entrada e com a frequência do sinal de entrada, para diversas cargas;
- Avaliação experimental do sistema *rectenna* completo individual e associado em série/paralelo;

1.3. Metodologia

Para alcançar os objetivos propostos para este trabalho é necessária a realização de uma revisão bibliográfica acerca de sistemas *rectennas*, que utilizam antenas impressas de diferentes formatos e diversas configurações de circuitos retificadores, para reaproveitamento de energia eletromagnética.

Depois de realizada a revisão bibliográfica, são feitas as caracterizações do material substrato e do conector SMA, utilizados na construção dos protótipos. Posteriormente, é feita a escolha, projeto e construção do modelo das antenas impressas, individual e em conjuntos, além da otimização da geometria destas antenas, utilizando o software CST®. As antenas são construídas em placas de circuito impresso FR-4 e Rogers RT/Duroid® 5880. O desempenho das antenas é avaliado por meio dos recursos

disponíveis no Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado do CEFET/MG, como o analisador de espectro, o analisador de rede e o gerador de sinais de alta frequência.

Os circuitos retificadores, bem como seus componentes eletrônicos, são simulados e otimizados utilizando o software ADS®, para avaliação do comportamento dos circuitos. Nestas simulações são levados em consideração o casamento de impedância entre o circuito retificador e a antena, além da variação da impedância de entrada dos retificadores com a potência de entrada e a frequência do sinal. Os circuitos otimizados são construídos em placa de FR-4 e avaliados, de forma experimental, verificando o comportamento dos retificadores alimentando diferentes cargas, com diversos valores de potência de entrada.

Por fim, são realizados testes e ensaios experimentais para verificação do funcionamento e eficiência do sistema *rectenna* completo, individualmente e associado em série/paralelo, aplicado em reaproveitamento de energia eletromagnética, utilizando as antenas e retificadores que apresentaram melhor desempenho. Todos os testes, computacionais e experimentais, são de cunho investigativo, visando avaliar o comportamento e a funcionalidade de cada parte constituinte do sistema *rectenna*.

1.4. Organização do trabalho

O presente trabalho é dividido em seis capítulos, incluindo esse primeiro capítulo, onde é feita uma abordagem introdutória do trabalho, fornecendo uma visão global do mesmo e argumentos que justifiquem a escolha do tema. Além disso, são evidenciados os objetivos gerais e específicos, bem como a metodologia empregada ao longo do desenvolvimento do trabalho.

O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica, contemplando uma investigação sobre as diversas configurações de antenas e circuitos retificadores, que compõem *rectennas* aplicadas em reaproveitamento de energia, evidenciando os resultados obtidos com cada configuração.

No Capítulo 3 são apresentados os formatos do elemento radiador utilizados nas antenas impressas e o projeto destas antenas é realizado por meio de simulações e otimizações no software CST®. Os resultados computacionais e dos testes experimentais

das antenas otimizadas são apresentados em termos de impedância, S_{11} e desempenho de transmissão-recepção.

No Capítulo 4 são definidos a configuração dos circuitos retificadores e seus componentes eletrônicos, sendo apresentados os resultados de simulação e otimização utilizando o software ADS®. Os resultados dos testes experimentais dos protótipos otimizados e construídos são apresentados, analisando a variação da impedância de entrada com a potência e a frequência do sinal. É apresentada, também, a eficiência dos circuitos retificadores para diversas cargas.

No Capítulo 5, as *rectennas* compostas pelas antenas e retificadores que apresentaram melhores desempenhos nos Capítulos 3 e 4, são aplicadas no reaproveitamento de energia eletromagnética, para análise experimental dos níveis de potência reaproveitados. Visando elevar os níveis de potência entregue à carga, as *rectennas* são associadas em série/paralelo, e testadas com diferentes configurações de antenas transmissoras.

No Capítulo 6 é apresentada a conclusão do trabalho, algumas considerações finais e sugestões de trabalhos futuros.

1.5. Histórico da pesquisa no CEFET-MG

O Grupo de Eletromagnetismo Aplicado (GEA) do CEFET-MG tem como objetivo principal a investigação de soluções para problemas de eletromagnetismo e o desenvolvimento de equipamentos eletromagnéticos. Dentre os dispositivos eletromagnéticos investigados pelo GEA, destaca-se a *rectenna*, que é o objeto de estudo desta dissertação, que pretende dar continuidade aos desenvolvimentos realizados pelo grupo, por meio de uma investigação computacional e experimental de cada parte constituinte da *rectenna*. Alguns dos trabalhos desenvolvidos pelo GEA a respeito de *rectennas* e suas partes constituintes são:

- *Wireless Power Transmission Using a Rectenna* (Pereira, Pontes, Resende, & Gonçalves, 2013).
- Estudo teórico e experimental de um sistema de conversão e transmissão de energia usando *rectennas* (Campos, 2014).

- Estudo teórico e experimental de um sistema para transmissão de energia sem fio utilizando *rectenna* (Pereira, 2014).
- Estudo teórico e experimental de antenas *microstrip* de alto ganho (Brandão, 2015).
- *Numerical Simulation using FDTD Method to Estimate Return Loss for Ultra-Wideband Antennas Built with High Loss FR-4* (Milagre, Gonçalves, Thomaz, Resende, & Afonso, 2015).
- *Improvements on Excitation of Microstrip Antennas Using FDTD-CPML Method* (Gonçalves, et al., 2015).
- *FDTD-CPML Method Applied to analysis of a Novel UWB Microstrip Antenna* (Gonçalves, et al., 2016).
- *Mutual Coupling Analysis in Fractal Microstrip Antenna Arrays* (Soares & Resende, 2016).
- *Sierpinski carpet fractal microstrip arrays for energy harvesting applications* (Soares, Resende, & Gonçalves, 2016).
- Sistema de Reaproveitamento de Energia Utilizando Conjunto de Antenas *Microstrip* (Brandão, Zanon, & Resende, 2016).
- *Study of Different Geometries of Microstrip Antennas of High Gain for use in Energy Harvesting Systems* (Brandão, Resende, Gonçalves, & Sathler, 2016).
- *A Novel Circular Fractal Microstrip Antenna Array for Energy Harvesting* (Soares, Zanon, Resende, & Gonçalves, 2016).
- *Improvements on Electric Field Excitation for FDTD-UPML Applied on a Novel High-Resonant Antenna Geometry built in FR-4 Substrate* (Soares, Gonçalves, Resende, Afonso, & Vollaie, 2016).
- *Optimization of Resonance Frequency Band of Microstrip Antennas with Differential Evolution algorithm and the FDTD Method* (Milagre, Gonçalves, & Resende, 2016).

Capítulo 2

Revisão bibliográfica sobre *rectennas*

Nesse capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica contendo trabalhos relevantes e recentes empregando *rectennas* no reaproveitamento e transmissão de energia eletromagnética sem fio. Esta revisão bibliográfica é realizada com o objetivo de investigar as configurações já utilizadas, dando ênfase nos tipos de antenas e topologias de retificadores empregados, bem como apresentar os resultados obtidos em cada trabalho.

2.1. Introdução

Desde o experimento realizado por Heinrich Hertz no final de 1880, quando foi realizada pela primeira vez a geração e transmissão de um pulso elétrico de alta frequência, surgiu o interesse pela transmissão de energia sem fio (TESF) (Zhang J. , 2013). No início do século vinte, a consolidação do conceito de TESF e as pesquisas a respeito do tema prosseguiram com Nikola Tesla (Tesla, 1901), que em seu experimento denominado Torre de Wardenclyffe fez ressonar uma bobina na frequência de 150 kHz, alimentada por 300 kW de potência e atingindo um potencial de 100 MV (Tesla, 1902). Tesla não conseguiu implementar seu sistema para transmissão de energia sem fio comercialmente devido a restrições técnicas e econômicas da época (Zhang J. , 2013).

Na década de 40, o desenvolvimento dos tubos de micro-ondas, durante a Segunda Guerra Mundial, serviu como base para a pesquisa e a proposição dos primeiros retificadores de sinais operando na faixa de frequências de micro-ondas, que foram posteriormente usados para transmissão de energia sem fio (Zhang J. , 2013). A era moderna da TESF teve início nos anos 1950 após o desenvolvimento de tubos de alta potência de micro-ondas pela Companhia Raytheon, com aplicações em aeronaves alimentadas por micro-ondas e em satélites de energia solar (Brown, 1984). Desde então, diversas pesquisas se iniciaram visando diferentes alternativas para realizar a TESF.

Dentre essas pesquisas pode-se destacar a apresentação da primeira antena retificadora (*rectenna*) apresentada por W. C. Brown na década de 1960 (Brown, 1984). A *rectenna* foi projetada na Companhia Raytheon, sendo constituída por uma Antena 4PFipolo de meio comprimento onda operando na frequência de 2,45 GHz com um plano refletor e um único diodo termiônico, denominado ponte retificadora (Brown, 1984).

Após a introdução do conceito de *rectenna*, apresentado por Brown, inúmeras pesquisas passaram a ser desenvolvidas com o objetivo de tornar a tecnologia mais eficiente e utiliza-la em aplicações como transmissão de energia sem fio (Hucheng, 2014), energia solar espacial, aeromodelos alimentados remotamente (Strassner & Chang, 2013), e, mais recentemente, reaproveitamento de energia eletromagnética ambiente (Zhang J. , 2013).

As pesquisas a respeito do reaproveitamento de energia eletromagnética, utilizando sistemas *rectennas*, foram intensificadas a partir do início dos anos 2000, tendo em vista a disseminação de equipamentos móveis operando na faixa de radiofrequência (RF). Para esta aplicação, as *rectennas* devem ser capazes de reaproveitar energia eletromagnética disponível no ambiente. Dessa forma, são características interessantes para as *rectennas*: polarização arbitrária, alta eficiência de retificação em relação à largura de banda e bom desempenho com baixas densidades de potência incidente (Zhang J. , 2013). Para essa aplicação, a utilização de antenas impressas é uma prática recorrente pelo fato de essas antenas serem construídas utilizando a tecnologia de circuito impresso, o que lhes garante baixo custo, construção simples, pequenas dimensões, baixo peso, e facilidade de instalação (Balanis, 2009).

Tendo em vista que as antenas impressas normalmente apresentam deficiências operacionais em termos de eficiência e potência, a escolha do formato mais adequado para determinada aplicação é um dos pontos relevantes no projeto de uma *rectenna*, além da escolha adequada do circuito retificador. Diversos formatos de plaqueta, de circuitos retificadores e de circuitos de casamento de impedância vêm sendo propostos para a aplicação em reaproveitamento de energia, bem como o uso de conjuntos de antenas contendo mais de um elemento radiante.

Muitos estudos têm sido desenvolvidos, utilizando diversas geometrias e topologias de antenas e circuitos retificadores, respectivamente, para a aplicação em sistemas *rectenna*, aplicados em reaproveitamento de energia eletromagnética. Embora diversos estudos tenham sido realizados nesta área, eles ainda não são conclusivos, sendo

necessário o desenvolvimento de pesquisas complementares e projetos específicos para o suprimento de diferentes tipos de cargas.

Assim, nesse capítulo, é realizada uma revisão bibliográfica que apresenta os modelos de antenas impressas e de circuitos retificadores que vêm sendo utilizados em *rectennas*. Os trabalhos pesquisados apresentam variados formatos de antena, tradicionais e não-tradicionais, individuais ou em conjunto, operando em diferentes frequências, utilizando diversos materiais de substrato e circuitos retificadores, empregando ou não circuitos de casamento de impedância. A Seção 2.2 apresenta uma breve descrição desses trabalhos, organizados em ordem cronológica.

2.2. Trabalhos empregando *rectennas*

O trabalho de (Hagerty, Helmbrecht, McCalpin, Zane, & Popovic, 2004) apresentou um estudo sobre a recepção e a retificação de sinais de micro-ondas com baixa densidade de potência, para aplicações em alimentação sem fio de sensores industriais por meio do reaproveitamento de energia ambiente na faixa de RF (Radiofrequência). A *rectenna* desenvolvida (denominada neste trabalho *rectenna* 1) empregou um conjunto 8x8 de antenas espirais, que foi simulado e otimizado no software IE3D® (*Integral Equation Three-Dimensional*). Essa *rectenna* utilizou circuitos retificadores simples, constituídos de diodos Schottky SMS 7630 que foram simulados no software ADS® e apresentaram eficiência de cerca de 20 % para uma densidade de potência incidente de 0,1 mW/cm². Cada elemento do conjunto de antenas foi conectado a um circuito retificador. Os elementos do conjunto de antenas foram conectados e posicionados de maneira que o conjunto pudesse captar energia de sinais circularmente polarizados em sentido horário e anti-horário. A Figura 2.1 (a) apresenta as dimensões de um único elemento da *rectenna* 1, enquanto a Figura 2.1 (b) apresenta a *rectenna* 1 completa. Foi apresentado o resultado para a *rectenna* 1 recebendo energia RF de um gerador de sinais, ajustado para operação em 3 GHz com densidades de potência de dezenas de nW/cm² a 0,1 mW/cm². Foi obtido um pico de potência DC de 10 dBm em uma carga de 100 Ω para uma densidade de potência incidente de 0,1 mW/cm².

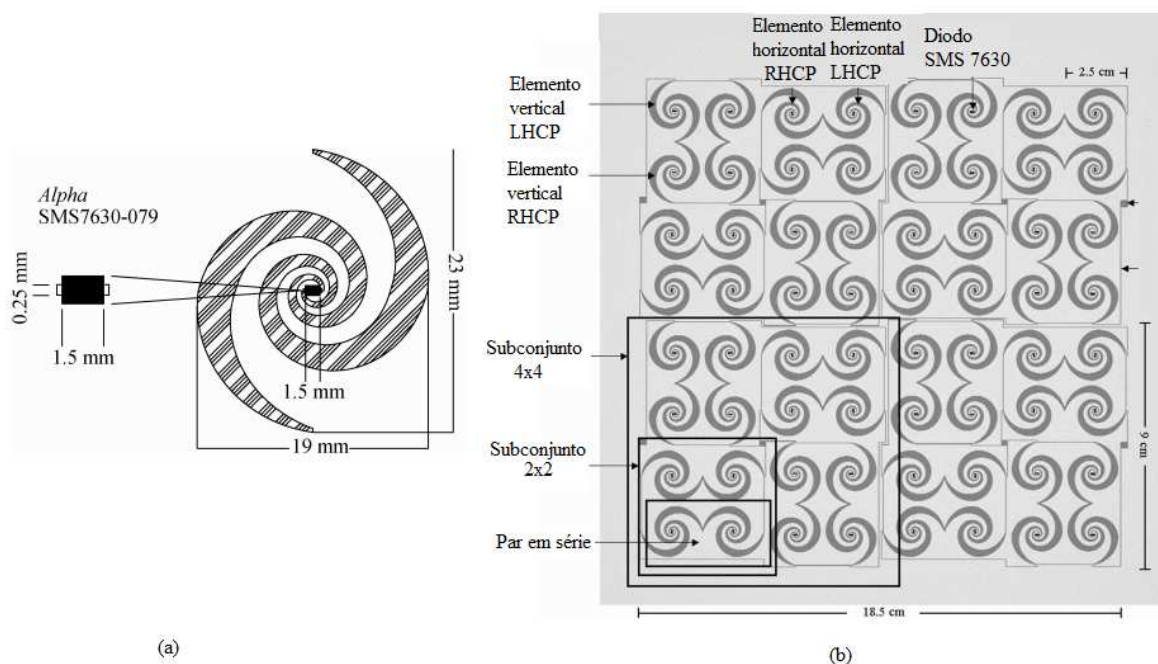
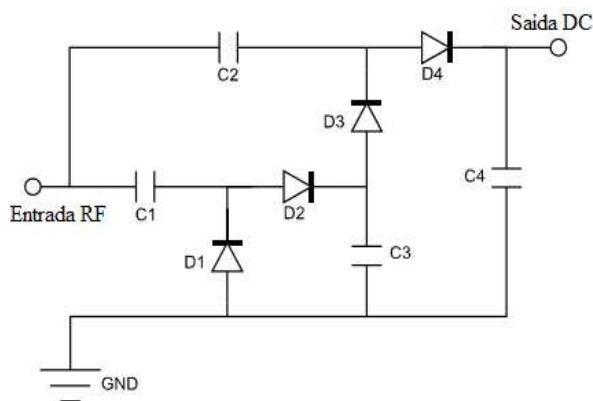
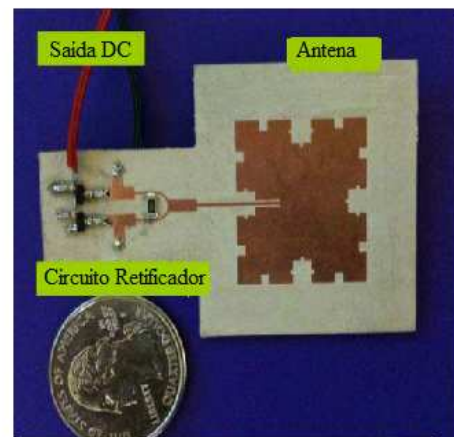


Figura 2.1 – Rectenna 1: (a) único elemento e (b) rectenna completa (Hagerty, Helmbrecht, McCalpin, Zane, & Popovic, 2004).

Com o objetivo de alimentar sensores RFID's (*Radio-Frequency Identification*), a rectenna desenvolvida por (Olgon, Chen, & Volakis, 2010) (denominada neste trabalho rectenna 2) foi projetada para captação de energia sem fio na frequência de 2,45 GHz. A rectenna 2 foi composta por uma antena fractal de segunda iteração Koch e um circuito retificador Dickson de dois estágios. A antena fractal e o circuito retificador, contendo diodos Schottky HSMS 2852, foram impressos no substrato R03006 ($\epsilon_r = 6,15$), sendo que a antena foi otimizada utilizando o software HFSS® (*High Frequency Structural Simulator*). O circuito retificador construído apresentou eficiência de 70% com potência de entrada de 3 dBm. O esquemático do circuito retificador utilizado e o protótipo construído da rectenna 2 são apresentados na Figura 2.2 (a) e (b), respectivamente. Com o protótipo construído foi alcançado um nível de tensão capaz de acender um LED a uma distância de 3,1 metros da fonte de energia, que fornecia 4 W de potência na frequência de 2,45 GHz.



(a)



(b)

Figura 2.2 – *Rectenna 2*: (a) Esquemático do circuito retificador e (b) protótipo construído (Olgon, Chen, & Volakis, 2010).

Como em um ambiente urbano as diversas fontes de sinal operam em frequências diferentes, (Bouchouicha, Dupont, Latrach, & Ventura, 2010) apresentou uma *rectenna* banda larga (denominada neste trabalho *rectenna 3*) para reaproveitamento de energia RF de estações *broadcasting* como GSM (*Global System for Mobile Communications*), Wi-fi e Radar. A *rectenna 3* foi constituída por uma antena espiral banda larga, um circuito dobrador de tensão, com diodos Schottky HSMS 2850, um capacitor e uma carga resistiva. O circuito retificador foi simulado utilizando o software ADS®, enquanto a antena espiral foi construída utilizando o FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$) como substrato e foi simulada utilizando o software HFSS®. O circuito retificador apresentou eficiência de 0,6% para uma potência de entrada de -42 dBm. A Figura 2.3 (a) apresenta as dimensões da antena espiral, enquanto a Figura 2.3 (b) apresenta o protótipo construído da *rectenna 3*. Com o protótipo construído posicionado em um ambiente *indoor* (em que a densidade de potência medida em uma faixa de frequências entre 680 MHz e 3,5 GHz foi na faixa de 1 nW/m² e 35,5 μ W/m²), foi medida a potência de saída igual a 12,5 pW utilizando uma carga resistiva de 18 k Ω , para uma potência de entrada de 63 nW.

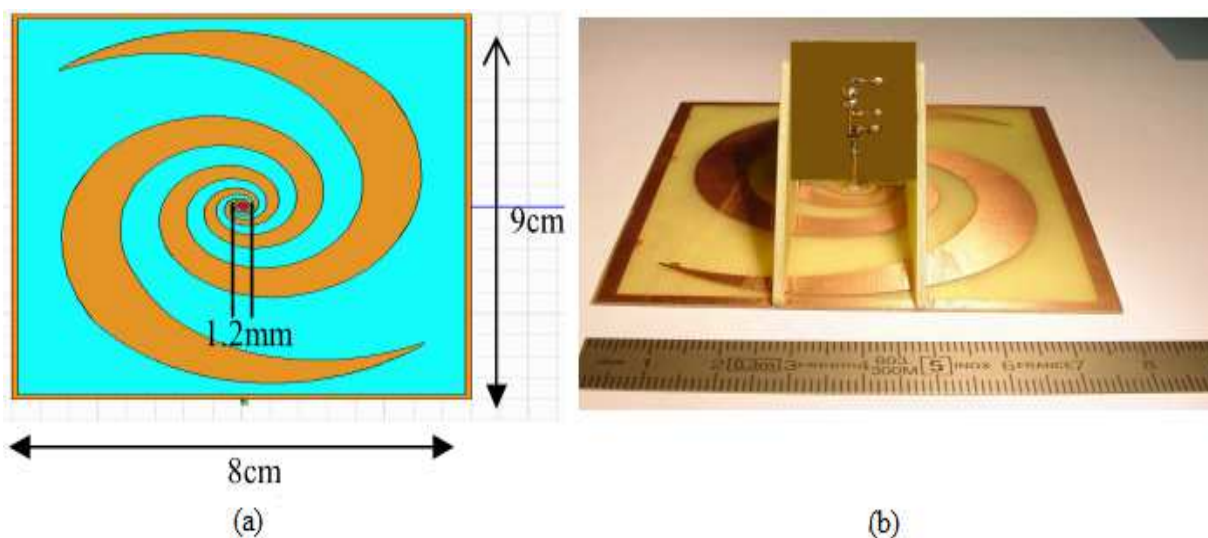


Figura 2.3 – *Rectenna* 3: (a) Dimensões da antena espiral e (b) protótipo construído (Bouchouicha, Dupont, Latrach, & Ventura, 2010).

Em outra publicação, (Bouchouicha, Latrach, Dupont, & Ventura, 2010) apresentou um sistema para reaproveitamento de energia RF de estações *broadcasting*, como GSM1800 e Wi-fi (2,45 GHz) (denominada neste trabalho *rectenna* 4). A *rectenna* 4 foi constituída por uma antena espiral equiangular, um circuito dobrador de tensão empregando diodos Schottky HSMS 2850, um circuito de casamento de impedância, um capacitor e uma carga resistiva. O circuito retificador foi simulado utilizando o software ADS® levando em consideração os efeitos dos conectores SMA utilizados para conexão da antena com o circuito retificador. O circuito retificador construído apresentou eficiência de 13% para uma potência de entrada de -20 dBm na frequência de 2,45 GHz. A antena espiral foi simulada utilizando o software HFSS® e construída em substrato de FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$). A Figura 2.4 apresenta o protótipo construído da *rectenna* 4. Com o protótipo construído posicionado em um ambiente *outdoor* próximo de uma estação base, cuja antena está a 29 metros de distância do solo, foi medida uma potência de saída igual a 0,1 μ W e a tensão de saída igual a 42 mV. Para a *rectenna* 4 colocada em uma câmara anecoica juntamente com uma fonte de RF, ajustada para fornecer potência de 20 dBm na frequência 1,85 GHz, localizada a 2,5 metros da *rectenna* 4, foi medido um pico de tensão de saída de 220 mV.

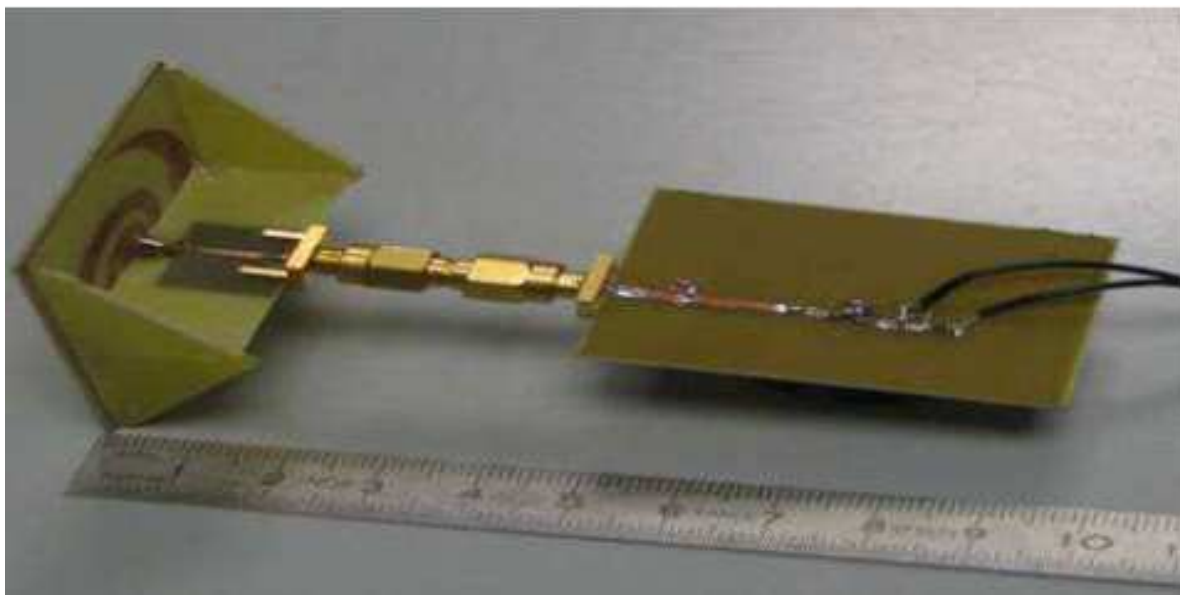


Figura 2.4 - Protótipo construído da *rectenna* 4 (Bouchouicha, Latrach, Dupont, & Ventura, 2010).

Com o objetivo de captar e converter potência RF ambiente em potência DC para equipar dispositivos sem fio, (Olgun, 2011) utilizou um sistema *rectenna* (denominada neste trabalho *rectenna* 5). A *rectenna* 5 foi composta por um conjunto 3x3 de antenas fractais Koch modificadas, um circuito de casamento de impedância e um circuito retificador de onda completa Greinacher de estágio único modificado. O conjunto 3x3 de antenas fractais foi projetado para operação na frequência de 2,45 GHz. Foi utilizado como substrato o material Rogers® R06010 ($\epsilon_r = 10,2$). Já o circuito retificador foi projetado adotando um substrato de Rogers® R03206 ($\epsilon_r = 6,15$) e o diodo Schottky SMS 7630. A Figura 2.5 apresenta o protótipo construído da *rectenna* 5. A *rectenna* 5 foi acoplada a um conversor DC-DC e colocada em um ambiente com sinal Wi-fi disponível para teste. Foi medida uma tensão de saída máxima de 1,836 V.

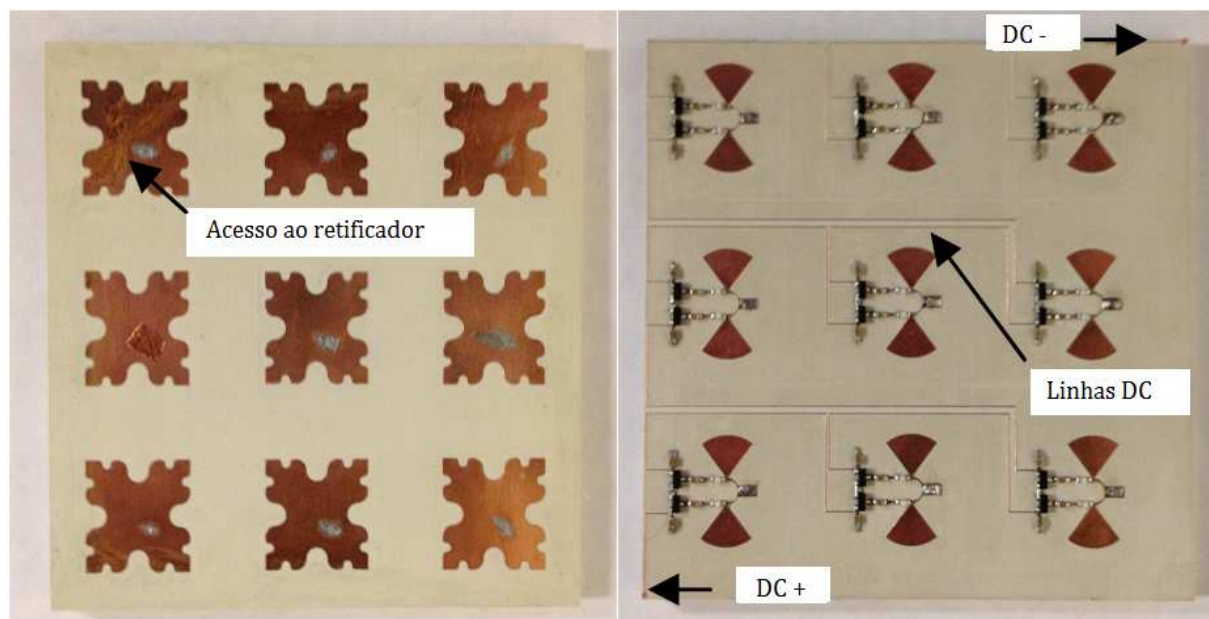


Figura 2.5 - Protótipo construído da *rectenna* 5 (Olgun, 2011).

No trabalho de (Sun, Guo, He, & Zhong, 2012) foi apresentada uma *rectenna* (denominada neste trabalho *rectenna* 6) para captação de energia RF na frequência de 2,45 GHz e baixa potência. Para alcançar este objetivo, a *rectenna* 6 foi constituída de uma antena no formato de X, um retificador utilizando o diodo Schottky HSMS 2852, um filtro DC e uma carga resistiva. A antena foi construída em um substrato de Rogers RT/Duroid® 6002 ($\epsilon_r = 2,94$) e simulada no software ADS®. O circuito retificador apresentou eficiência de cerca de 70% para uma potência de entrada de -7 dBm. A Figura 2.6 apresenta o protótipo construído da *rectenna* 6. A *rectenna* 6 foi colocada em uma câmara anecoica juntamente com uma antena corneta, posicionada na região de campo distante, e foi medida a tensão nos terminais de saída da *rectenna* com diferentes potências de entrada. Foi obtido um pico de tensão de saída de 1,5 V para uma carga de 2800 Ω com uma potência de entrada de 0 dBm.

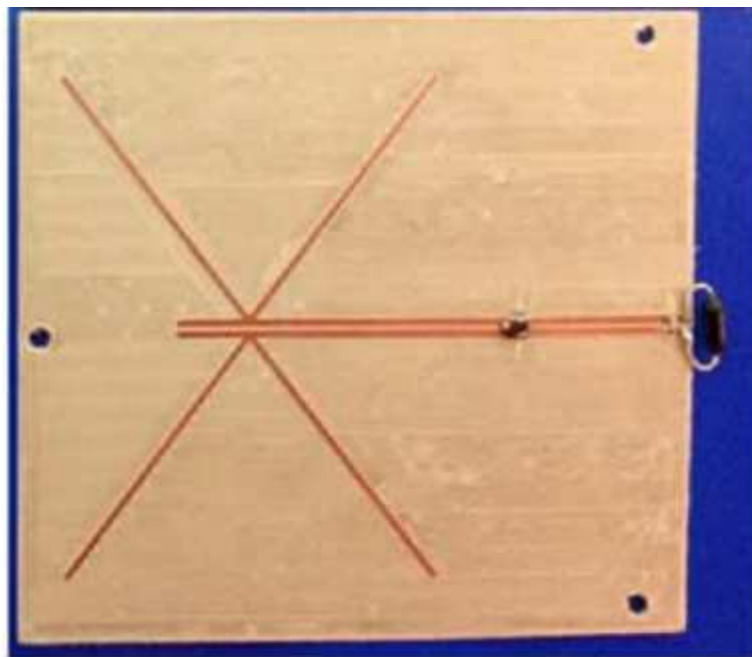


Figura 2.6 - Protótipo construído da *rectenna* 6 (Sun, Guo, He, & Zhong, 2012).

A *rectenna* desenvolvida por (Monti, Congredo, De Donno, & Tarricone, 2012) teve por objetivo a captação de energia sem fio na frequência de 866,6 MHz, para alimentar sensores RFID's. Esta *rectenna* (denominada neste trabalho *rectenna* 7) foi composta por uma antena monopolo, um circuito de casamento de impedância e um circuito retificador Cockcroft-Walton multiplicador de tensão de cinco estágios. A antena monopolo, bem como o circuito retificador, utilizando diodos Schottky HSMS 285C, foram impressos no substrato FR-4 ($\epsilon_r = 3,7$). A antena foi otimizada utilizando o software CST®, enquanto o circuito de casamento de impedância e o circuito retificador foram otimizados utilizando o software ADS®. O protótipo construído da *rectenna* 7 é apresentado na Figura 2.7. Com o protótipo construído foi alcançado 54% de eficiência de conversão e 1,5 V de tensão de saída ao incidir sobre a *rectenna* 7 uma densidade de potência de $80 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, gerada por um equipamento de rádio comercial, posicionado à 70 cm de distância da *rectenna* 7 em um ambiente *outdoor*.

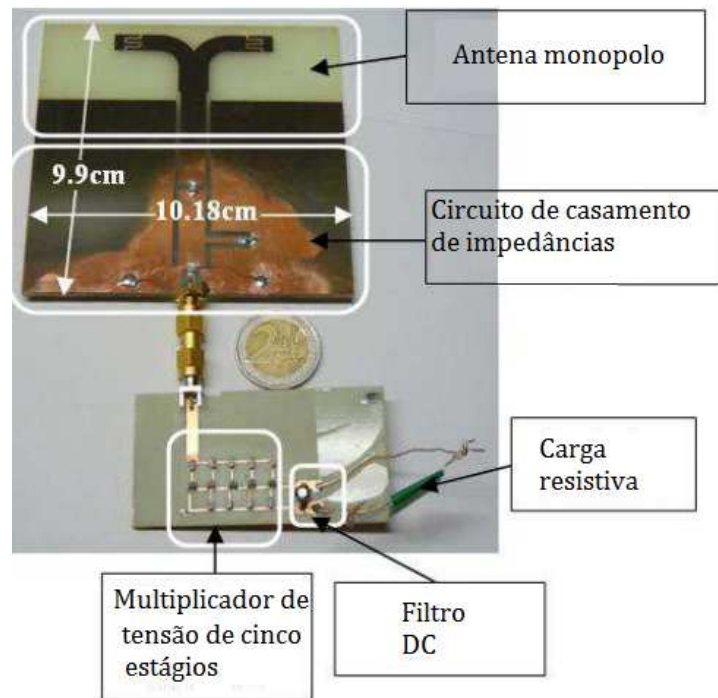


Figura 2.7 – Protótipo construído da *rectenna* 7 (Monti, Congredo, De Donno, & Tarricone, 2012).

Com o objetivo de captar energia ambiente nas frequências de 1,8 GHz e 2,1 GHz, o trabalho de (Sun, Guo, He, & Zhong, 2013) apresentou uma *rectenna dual-band* (denominada neste trabalho *rectenna* 8). A *rectenna* 8 foi constituída por um conjunto 1x4 de antenas quasi-Yagi, formado por dois conjuntos 1x2 conectados por uma linha impressa, um circuito de casamento de impedância, um diodo Schottky HSMS 2852, um filtro DC e uma carga resistiva. A antena foi simulada no software HFSS® adotando o Rogers RT/Duroid® 5870 ($\epsilon_r = 2,33$) como material do substrato. O circuito de casamento de impedância e o circuito retificador foram simulados no software ADS®, considerando um substrato Rogers RT/Duroid® 5880 ($\epsilon_r = 2,2$). O circuito retificador apresentou eficiência de 35% para uma potência de entrada de -18 dBm. A Figura 2.8 (a) apresenta o protótipo construído da antena e a Figura 2.8 (b) apresenta o protótipo do circuito retificador construído. Com a *rectenna* 8 posicionada na superfície externa de um prédio, foi medida uma tensão de saída na carga de 5 k Ω entre 300 mV e 400 mV.

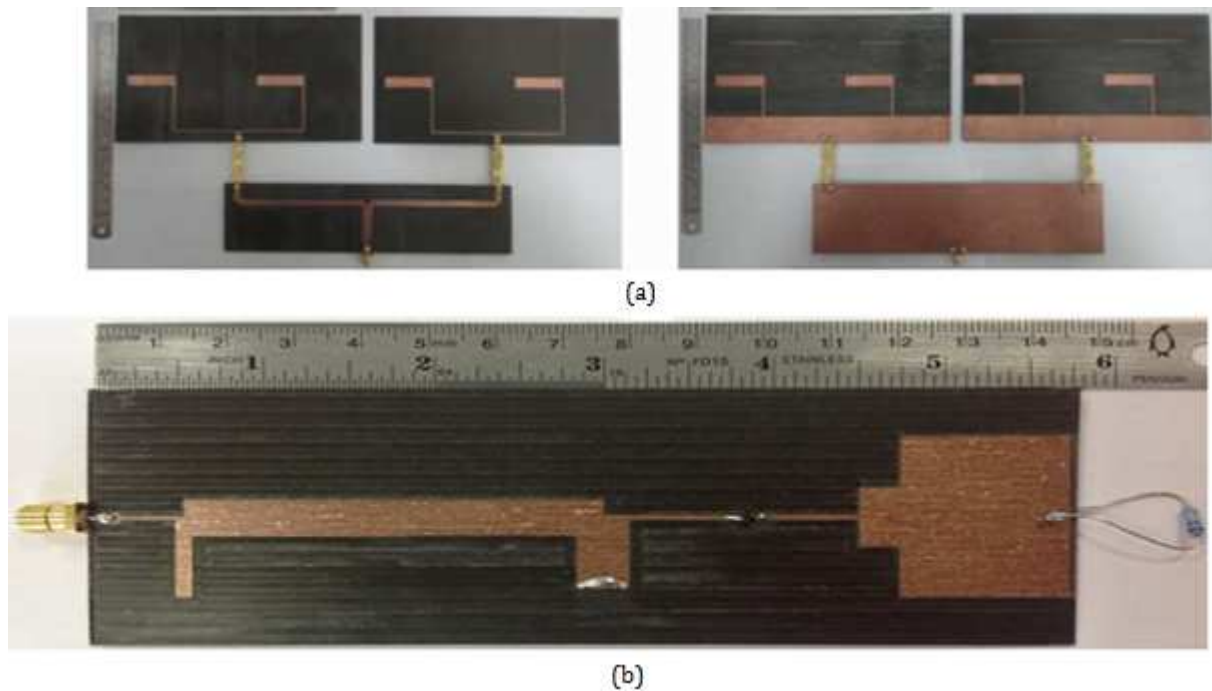


Figura 2.8 - Protótipo construído da *rectenna* 8 (a) antena e (b) circuito retificador (Sun, Guo, He, & Zhong, 2013).

Uma *rectenna* capaz de operar na banda de frequências ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) e apropriada para captar energia e alimentar sensores sem fio foi desenvolvida em (Takhedmit, et al., 2013). Esta *rectenna* (denominada neste trabalho *rectenna* 9) foi composta por uma antena patch dual e um circuito retificador de onda completa em ponte, utilizando diodos Schottky HSMS 2863/64. A antena patch dual foi simulada e otimizada no software HFSS®, para operação na frequência de 2,45 GHz, utilizando um material substrato Rogers Duroid® 5880 ($\epsilon_r = 2,2$). Já o circuito retificador acoplado à antena foi simulado e otimizado utilizando o software ADS®, para a mesma frequência de operação e utilizando o mesmo material como substrato. A Figura 2.9 (a) apresenta as dimensões do circuito retificador projetado, enquanto a Figura 2.9 (b) apresenta a *rectenna* 9 completa. Foi construído um protótipo com as dimensões otimizadas. Este protótipo foi posicionado em uma câmara anecoica, a uma distância de 1 metro de uma antena corneta alimentada por um gerador de sinais. Foi medido um pico de tensão de 4 V na carga resistiva de 1,2 k Ω ao se aplicar uma densidade de potência de 158 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ sobre o protótipo da *rectenna* 9. A *rectenna* 9 apresentou eficiência de conversão de 73% para uma densidade de potência incidente de 14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$.

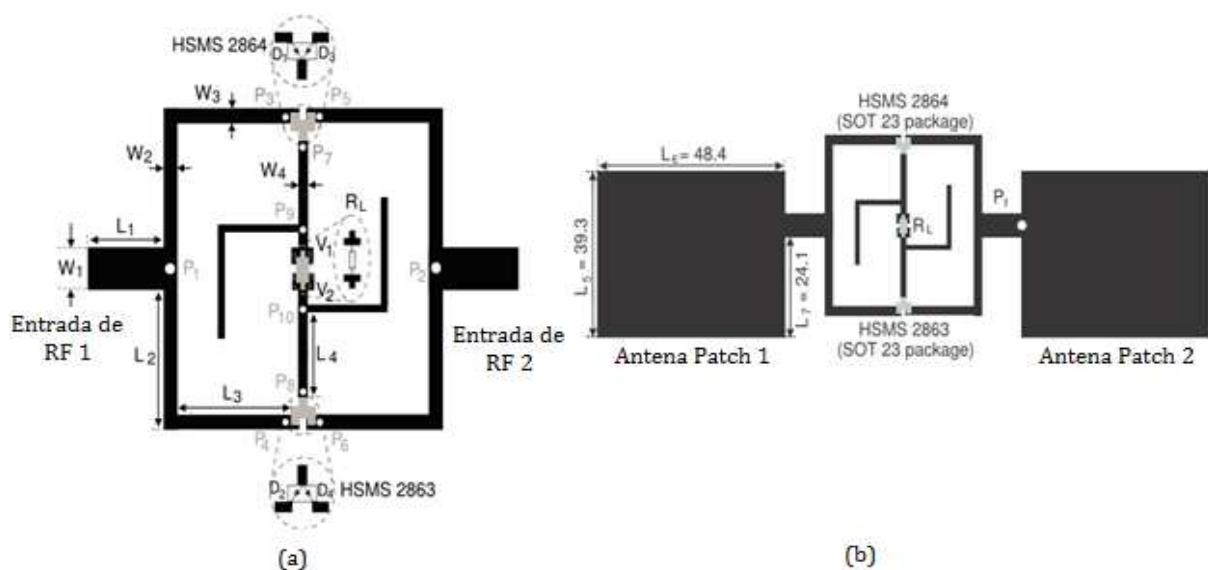


Figura 2.9 – *rectenna* 9: (a) Dimensões do circuito retificador projetado e (b) Dimensões da *rectenna* completa (Takhedmit, et al., 2013).

O propósito do trabalho de (Ladan, Ghassemi, Ghiotto, & Wu, 2013) foi desenvolver uma *rectenna* compacta e eficiente (denominada neste trabalho *rectenna* 10) para a captação de energia sem fio. A fonte de sinais utilizada apresentava densidade de potência gerada de 80 mW/m^2 , operando na frequência de 900 MHz, e estava localizada a 1 metro de distância da *rectenna* 10. Foram comparados quatro formatos de antena (monopolo, dipolo, retangular e conjunto 4x4 retangular) e o formato de antena dipolo foi escolhido para o projeto, devido à sua boa relação entre eficiência e tamanho. A antena foi simulada e otimizada no software HFSS® utilizando um substrato de Rogers RT/Duroid® 5880 ($\epsilon_r = 2,2$). A *rectenna* 10 também apresentava um filtro passa faixa, um circuito de casamento de impedância, um diodo Schottky HSMS-2862, um filtro capacitivo e uma carga resistiva de $1 \text{ k}\Omega$. O circuito retificador completo foi simulado e otimizado no software ADS®, para 6 mW de potência de entrada, apresentando eficiência medida de cerca de 62%. Com a *rectenna* 10 completa, foi calculado um fator denominado FoM (*Figure of Merite*), que leva em consideração a potência de saída, o peso total do circuito e a maior dimensão do circuito. Foi obtido um valor de $\text{FoM} = 3400 \text{ mW/gr.cm}^2$. A Figura 2.10 apresenta a *rectenna* 10 construída.

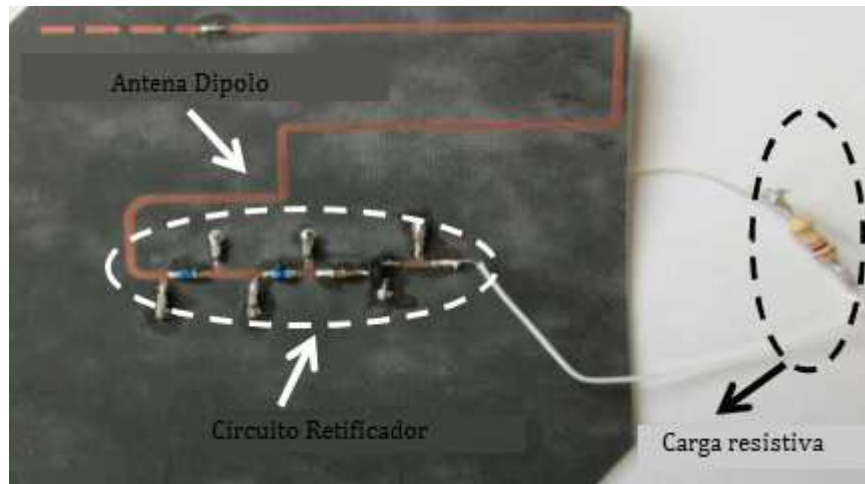


Figura 2.10 – Protótipo construído da *rectenna* 10. (Ladan, Ghassemi, Ghiotto, & Wu, 2013).

O trabalho de (Zhang, Meng, Lee, & Wu, 2013) também adotou o formato de antena dipolo impresso com o objetivo de desenvolver uma *rectenna* compacta (denominada neste trabalho *rectenna* 11) para reaproveitar energia, operando na frequência de 2,45 GHz. Visando a compactação do circuito, a antena proposta foi construída com linhas impressas acopladas para efetuar a rejeição de harmônicos, além de um diodo Schottky HSMS 8101, um capacitor de 2,5 pF e uma carga resistiva. A antena foi simulada utilizando o software ADS® e o software IE3D®, e foi considerado um substrato de Teflon ($\epsilon_r = 2,54$). A Figura 2.11 apresenta a *rectenna* 11 e suas dimensões. A *rectenna* 11 foi testada aplicando diferentes densidades de potência na antena transmissora de teste, (conjunto patch 2x2) posicionada a 2,1 metros de distância da *rectenna* 11, e foi medida a tensão de saída. O pico de tensão de saída alcançado foi de 2 V para uma densidade de potência de 1,75 mW/cm², apresentando eficiência de conversão de 70%.

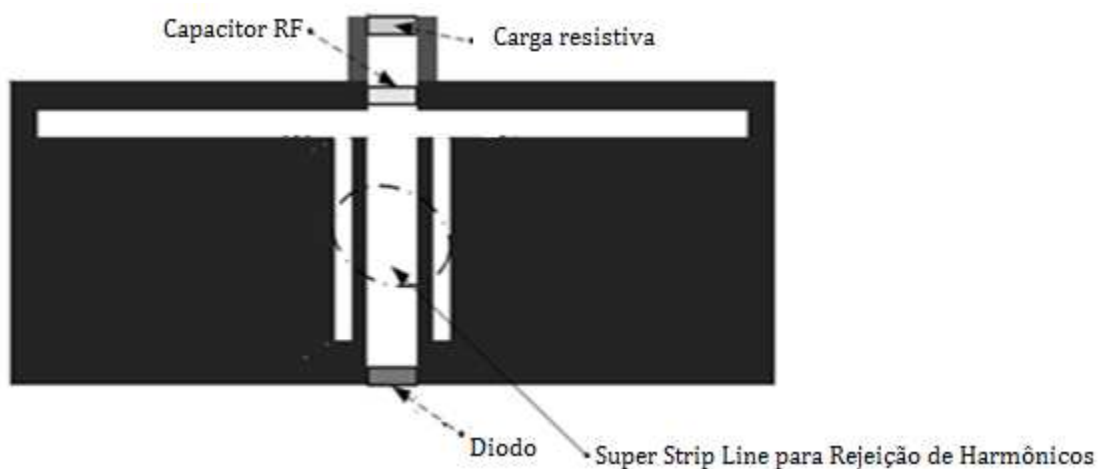


Figura 2.11 – Configuração da *rectenna* 11 (Zhang, Meng, Lee, & Wu, 2013).

O objetivo do trabalho de (Assimonis & Bletsas, 2014) foi desenvolver uma *rectenna* de baixo custo e alta eficiência (denominada neste trabalho *rectenna* 12) para reaproveitamento de energia com baixa potência de entrada. A *rectenna* 12 empregou uma antena impressa no formato gravata borboleta, um circuito retificador simples, consistido de um diodo Schottky HSMS 285B e um capacitor de 100 pF, um circuito de casamento de impedância e uma carga resistiva. Foi utilizado o software ADS® para a simulação do circuito retificador, construído em substrato de FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$) para operação na frequência central de 868 MHz. A antena foi construída utilizando o mesmo material do circuito retificador e foi verificado, por meio de medições, que a antena operava de modo eficaz em uma faixa de frequências de 811 MHz até 932 MHz. A *rectenna* completa foi testada utilizando uma antena log-periódica como transmissora, posicionada na região de campo distante, e uma carga resistiva de 5 k Ω . Foi alcançada uma eficiência de aproximadamente 33% quando a potência de entrada do circuito retificador atingiu aproximadamente -5 dBm. A Figura 2.12 apresenta o circuito retificador utilizado.

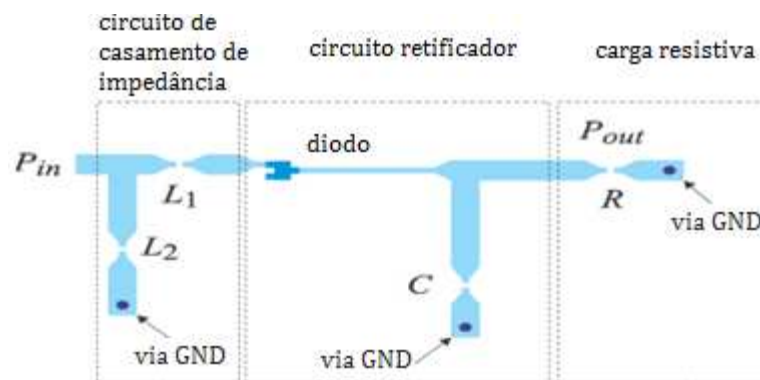


Figura 2.12 - Circuito utilizado na construção da *rectenna* 12 (Assimonis & Bletsas, 2014).

Em outra publicação, (Assimonis, Daskalakis, & Bletsas, 2014) utilizaram novamente a antena gravata borboleta com o objetivo de desenvolver uma *rectenna* (denominada neste trabalho *rectenna* 13) para aplicação em reaproveitamento de energia RF de baixa potência e utilizando substrato de baixo custo. Foi adotada, então, uma rede de *rectennas* constituída por duas antenas gravatas borboleta e um circuito retificador com duas entradas. A retificação do sinal RF utilizou dois circuitos retificadores em série, constituídos de um circuito de casamento de impedância e um único diodo HSMS 285B em cada porta. Os parâmetros do circuito retificador foram otimizados por meio de simulações no software ADS®, considerando o circuito operando na frequência de 868 MHz. A antena gravata borboleta foi simulada no software HFSS®, considerando que

enquanto uma antena radiava a outra atuaria como um elemento parasita. A *rectenna* construída é apresentada na Figura 2.13. A tensão sobre a carga foi medida para diversas potências de entrada transmitidas por uma antena log-periódica. Para uma potência de entrada de -20 dBm, foi medida uma tensão de saída de 110 mV com eficiência de conversão de 20% e foi alcançado um pico de 450,5 mV com eficiência de 35% para uma potência de entrada de -10 dBm.

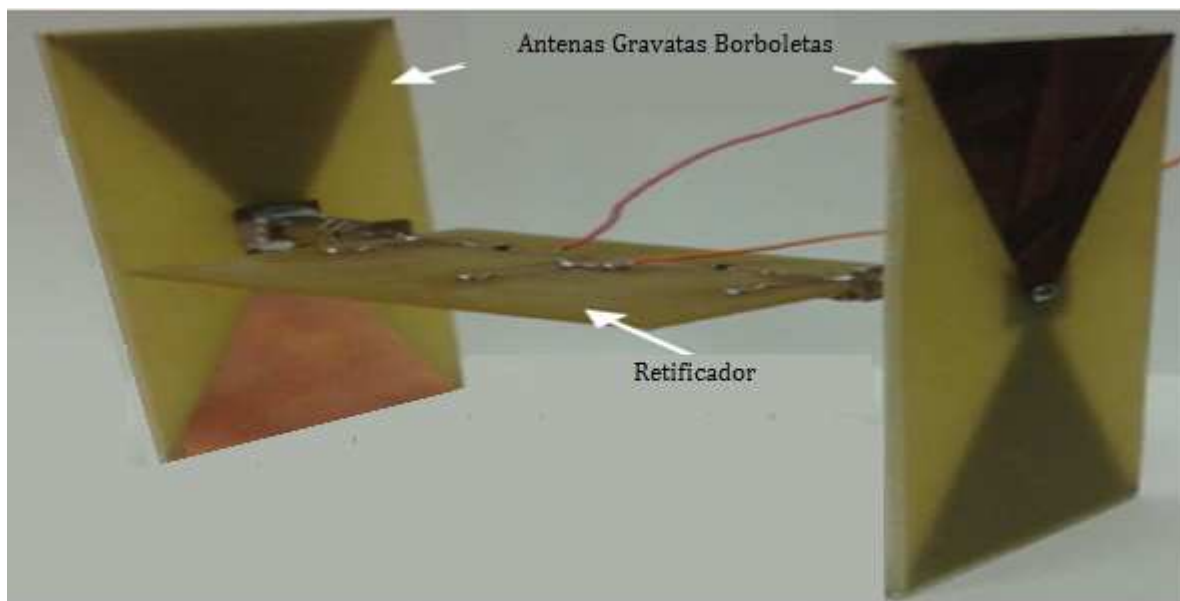


Figura 2.13 - Protótipo construído da *rectenna* 13 (Assimonis, Daskalakis, & Bletsas, 2014).

O trabalho de (Zhang, Huang, & Cao, 2014) propôs uma configuração de *rectenna* (denominada neste trabalho *rectenna* 14) utilizando uma antena dipolo cruzado de banda larga, um filtro passa baixas e um circuito dobrador de tensão utilizando diodos Schottky HSMS-2852. A *rectenna* 14 foi utilizada para captação de energia ambiente sem fio na faixa de frequências entre 1,7 GHz e 2,5 GHz. Foi utilizado o software CST® para simulação da antena dipolo cruzado com filtro passa baixas, construídos em substrato de FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$). O circuito retificador proposto foi um dobrador de tensão utilizando o diodo Schottky HSMS-2852, que apresentou eficiência de 35% com potência de entrada de 0 dBm. Este circuito foi simulado utilizando o software ADS®, considerando um substrato FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$). Com a *rectenna* 14 posicionada em um ambiente *outdoor* da Universidade de Liverpool, em que a distância entre a estação base e a *rectenna* era de 500 metros, foi medida uma tensão de saída entre 100 mV e 120 mV. A Figura 2.14 apresenta a *rectenna* 14 construída.



Figura 2.14 - Protótipo construído da *rectenna* 14 (Zhang, Huang, & Cao, 2014).

O objetivo do trabalho de (Kang, Ain, Jaafar, & Marzuki, 2014) foi verificar a quantidade de energia ambiente que uma *rectenna* (denominada neste trabalho *rectenna* 15) é capaz de captar. A *rectenna* 15 utilizou um conjunto de antenas espiral circular com alimentação compartilhada e um circuito retificador simples utilizando um diodo Schottky HSMS 285B. O conjunto 2x4 de antenas espiral circular, construído em substrato de Rogers Duroid® RO4003C ($\epsilon_r = 3,38$), foi simulado e otimizado no software CST®, para frequência de operação de 956 MHz. Já o circuito retificador foi simulado utilizando o software ADS®. A Figura 2.15 apresenta o conjunto de antenas. Foi construído um protótipo da *rectenna* 15 para captação da potência ambiente fornecida por um gerador de sinais e uma antena Yagi-Uda, posicionada na região de campo distante. Foi obtida uma tensão de saída de 80 mV quando se tinha uma potência de entrada de 20 dBm.

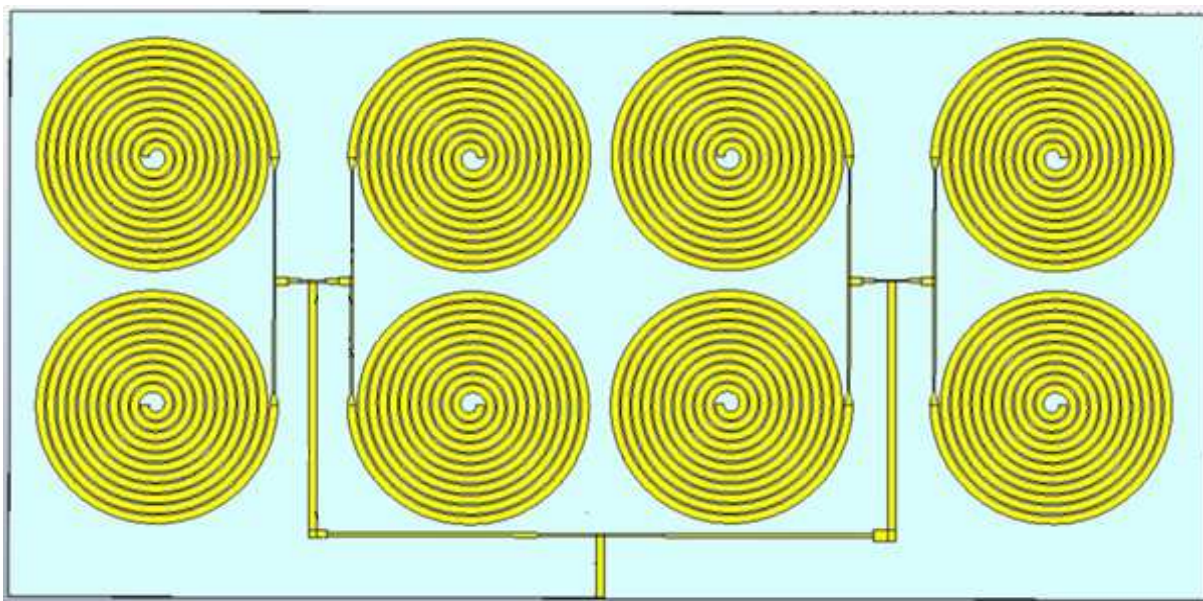


Figura 2.15 - Configuração de antena adotada na *rectenna* 15 (Kang, Ain, Jaafar, & Marzuki, 2014).

Com o objetivo de desenvolver um novo modelo de *rectenna* para captação de energia ambiente na faixa de frequência de 1,6 GHz a 2,5 GHz, (Song, et al., 2015) projetou uma *rectenna* (denominada neste trabalho *rectenna* 16) para operar com baixas potências de entrada. Foi utilizada uma antena dipolo cruzada, impressa em substrato FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$), conectada ao circuito retificador por uma linha de transmissão de 50Ω , simulada e otimizada no software CST®. O circuito retificador escolhido para projeto foi o de onda completa de Greinacher, consistido de dois circuitos de casamento de impedância e um circuito dobrador de tensão de dois estágios utilizando o diodo Schottky SMS-7630, e uma carga resistiva. Este circuito foi simulado no software ADS®, considerando um substrato Rogers Duroid® 5880 ($\epsilon_r = 2,2$) e apresentou eficiência de 40% com potência de entrada de -10 dBm. Com a antena dipolo cruzada conectada ao analisador de espectro e localizada em um típico ambiente de escritório com baixa densidade de potência RF, foi medida uma potência média de -14,3 dBm. Posteriormente, com a *rectenna* 16 localizada neste ambiente de escritório, foi medida uma tensão de saída entre 250 mV e 300 mV. A Figura 2.16 apresenta o protótipo da *rectenna* 16 utilizado nas medições.

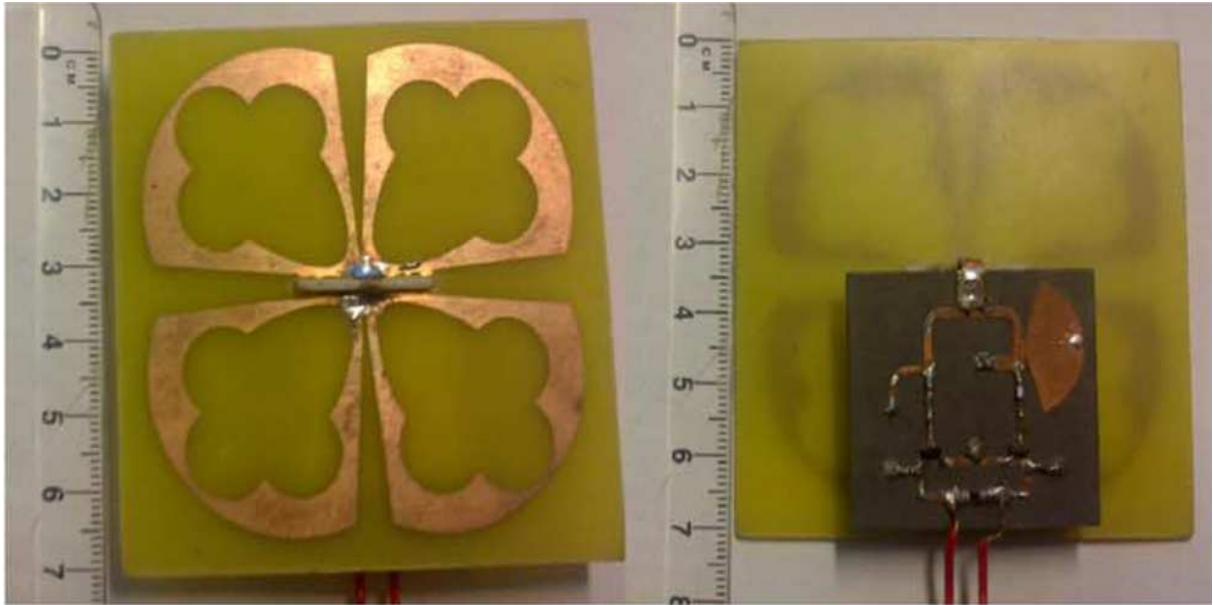


Figura 2.16 – Protótipo construído da *rectenna* 16 (Song, et al., 2015).

2.3. Considerações finais

Neste capítulo foram apresentadas diferentes geometrias utilizadas nas antenas impressas e diversas configurações de circuito retificador empregados em trabalhos recentes sobre *rectennas* impressas. Percebe-se pelos trabalhos apresentados que a utilização de geometrias não convencionais de antenas impressas tornou-se um recurso usual na tentativa de melhoria da eficiência dos sistemas de transmissão e reaproveitamento de energia eletromagnética.

A Tabela 2.1 expõe um resumo das *rectennas* descritas na Seção 2.2, apresentando informações do tipo de antena e de retificador utilizados, bem como o resultado obtido.

Nº da <i>rectenna</i>	Tipo de antena	Tipo de retificador	Frequência de operação	Potência de entrada	Eficiência
<i>rectenna 1</i>	Conjunto 8x8 espiral	Meia-onda	3 GHz	0,1 mW/cm ²	20%
<i>rectenna 2</i>	Fractal Koch segunda iteração	Dickson de dois estágios	2,45 GHz	3 dBm	70%
<i>rectenna 3</i>	Espiral	Dobrador de tensão	2,45 GHz	-42 dBm	0,6%
<i>rectenna 4</i>	Espiral equiangular	Dobrador de tensão	2,45 GHz	-20 dBm	13%
<i>rectenna 5</i>	Conjunto 3x3 fractal Koch modificada	Onda completa Greinacher modificado	2,45 GHz	Não informada	Não informada
<i>rectenna 6</i>	Antena em X	Meia-onda	2,45 GHz	-7 dBm	70%
<i>rectenna 7</i>	Monopolo	Multiplicador de tensão	866,6 MHz	80 mW/cm ²	54%
<i>rectenna 8</i>	Conjunto 1x4 quasi-Yagi	Meia-onda	1,8 e 2,1 GHz	-18 dBm	35%
<i>rectenna 9</i>	Patch dual	Onda completa	2,45 GHz	14 µW/cm ²	73%
<i>rectenna 10</i>	Dipolo	Meia-onda	900 MHz	6 mW	62%
<i>rectenna 11</i>	Dipolo	Meia-onda	2,45 GHz	1,75 mW/cm ²	70%
<i>rectenna 12</i>	Gravata borboleta	Meia-onda	868 MHz	- 5 dBm	33%
<i>rectenna 13</i>	Gravata borboleta	2 Meia-onda em série	868 MHz	-10 dBm	35%
<i>rectenna 14</i>	Dipolo cruzado	Dobrador de tensão	1,7 e 2,5 GHz	0 dBm	35%
<i>rectenna 15</i>	Conjunto 2x4 circular	Meia-onda	956 MHz	Não informada	Não informada
<i>rectenna 16</i>	Dipolo cruzado	Onda completa Greinacher	1,6 a 2,5 GHz	-10 dBm	40%

Tabela 2.1 - Tipo de antena, tipo de retificador e resultado obtido das *rectennas* descritas na Seção 2.2.

Capítulo 3

Projeto da Antena

O projeto rigoroso de uma *rectenna* requer uma investigação detalhada da configuração da antena utilizada, visando alcançar maior eficiência do sistema. No caso de uso de antenas impressas, esse projeto deve compensar suas limitações operacionais, em termos de eficiência e potência. Para a escolha da geometria da antena impressa a ser utilizada devem ser levados em consideração parâmetros como peso, custo, eficiência, facilidade de construção e associação em conjunto, além da aplicação da *rectenna*. Sendo assim, esse capítulo apresenta a análise, modelagem, simulação, construção e teste de antenas para compor as *rectennas* investigadas neste trabalho.

3.1. Antenas impressas

As antenas impressas, conforme seu nome indica, são antenas construídas utilizando a tecnologia de circuito impresso, o que lhes garante baixo custo, construção simples, pequenas dimensões, baixo peso, e facilidade de instalação. Essas características as tornam uma opção interessante para aplicações em que tais especificações são limitantes ou desejáveis, tais como aeronáutica, rádio móvel e comunicação sem fio. Apesar dessas vantagens, as antenas impressas apresentam desvantagens operacionais em termos de eficiência, potência e largura de banda de frequências de operação (Balanis, 2009).

A concepção dessas antenas é datada de antes da década de 1950, porém, elas ganharam grande atenção somente a partir da década de 1970. Partindo da configuração originalmente proposta, diversas variações de formato do elemento radiador, de técnicas de alimentação, de formação de conjuntos e configuração de substrato foram investigadas. A facilidade de construção desse tipo de antena faz com que ela possa ser facilmente construída tanto em universidades quanto em laboratórios de pesquisa, o que

tem fomentado o aumento na quantidade de pesquisas sobre esse tipo de antena (Pozar, 1992).

As antenas impressas são constituídas, em sua configuração mais simples, de um elemento radiador de comprimento L , largura W e pequena espessura t (sendo $t \ll \lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre), posicionada sobre um dos lados de um substrato (material dielétrico) de altura h , e de um plano de terra. A permissividade elétrica relativa do substrato (ϵ_r), no geral, possui valores numa faixa entre 2,2 e 12. Os substratos utilizados em antenas de alto desempenho são espessos e possuem baixo valor de ϵ_r , o que facilita a radiação no espaço. Já para a aplicação em micro-ondas, que exige maior confinamento dos campos para minimizar radiação e acoplamentos indesejáveis, além de elementos de pequenas dimensões (pois λ_0 é pequeno), são desejáveis substratos delgados e de elevado ϵ_r . Todavia, tais substratos são menos eficientes e tem menores largura de banda de frequências, devido às maiores perdas. Por isso, deve-se buscar o equilíbrio entre o desempenho da antena e o seu projeto (Balanis, 2009). A configuração de uma antena impressa é ilustrada na Figura 3.1 (Barra, 2007).

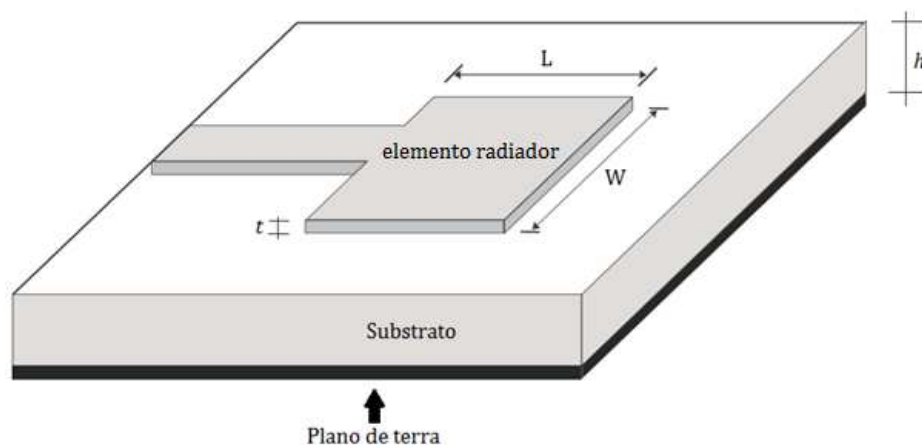


Figura 3.1 - Configuração de uma antena impressa com elemento radiador em formato retangular (Barra, 2007).

É desejável que o diagrama de radiação de uma antena impressa seja máximo possível normal a ela, e para alcançar tal objetivo, é necessário o projeto do formato do elemento radiador e a escolha adequada da excitação sob a plaqueta. Para a alimentação de antenas impressas podem ser utilizados quatro métodos principais: linha de transmissão impressa, sonda coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade (Balanis, 2009). Devido a sua facilidade de construção e modelagem, este trabalho adota o modelo de alimentação por linha de transmissão impressa, ilustrado na Figura 3.2.

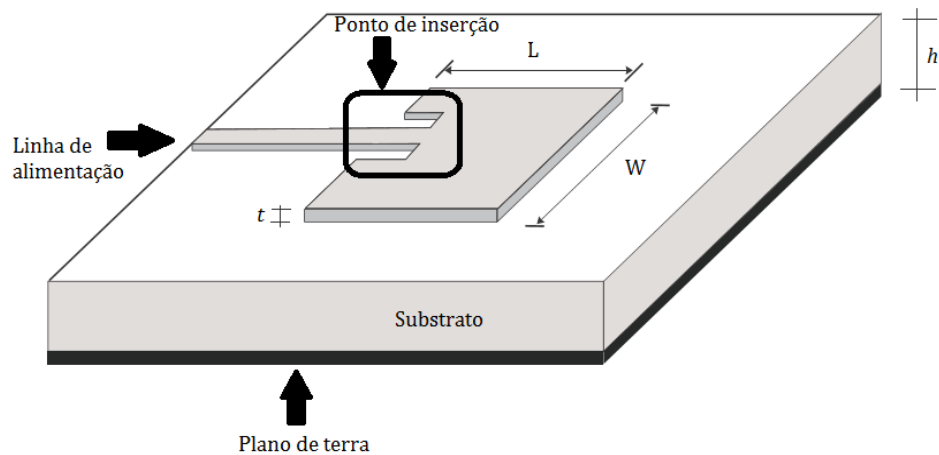


Figura 3.2 – Antena impressa com elemento radiador de formato retangular sendo alimentada por linha de transmissão impressa.

Este método de alimentação de antenas impressas permite o casamento de impedância da antena por meio do controle do ponto de inserção da linha na antena. Porém, à medida que se aumenta a espessura do substrato, aumentam-se também as ondas de superfície e a radiação espúria gerada pela alimentação, limitando, assim, a largura de banda de frequências (tipicamente, 2-5%) (Balanis, 2009).

3.2. Projeto, construção e teste das antenas impressas

Para realizar o projeto de uma antena impressa é necessário caracterizar e quantificar os efeitos do conector e do material do substrato dielétrico utilizados. Estruturas impressas necessitam de uma interface para serem conectadas a analisadores de rede, de espectro e a outras estruturas impressas e, em geral, utiliza-se o conector SMA como tal interface (Antonini, Scogna, & Orlandi, 2004). A caracterização do conector SMA, desenvolvida neste trabalho, é apresentada no Apêndice A e a caracterização do substrato, também desenvolvida neste trabalho, é apresentada no Apêndice B.

Após a caracterização adequada dos conectores e do material da placa de FR-4, diferentes geometrias de antenas foram comparadas, afim de selecionar a geometria utilizada no sistema *rectenna* sob estudo. Neste trabalho foram escolhidas as geometrias retangular individual, conjunto 1x2 de antenas retangulares, conjunto 1x4 de antenas retangulares e dipolo impresso construídas em substrato FR-4 e antenas retangular individual e dipolo impresso construídas em substrato Rogers RT/Duroid® 5880. Os conjuntos de antenas não foram construídos utilizando Rogers RT/Duroid® 5880 pois

suas dimensões são significativamente maiores que as geometrias individuais, o que acarretaria em um consumo significativo deste material. As dimensões iniciais de todas as geometrias foram projetadas adotando as equações apresentadas em (Balanis, 2009).

A nomeação das antenas foi realizada através de acrônimos, onde o número representa a quantidade de elementos utilizados, a primeira letra representa a geometria adotada (P – *patch* retangular e D – dipolo impresso) e a segunda letra representa o substrato utilizado (F – FR-4 e R – Rogers RT/Duroid® 5880). É válido ressaltar que foram construídas pelo menos duas antenas impressas por formato, de modo que durante os testes uma atuasse como antena transmissora e outra como receptora. Ressalta-se, também, que neste trabalho todas as medições de impedância foram realizadas utilizando a Câmara Anecoica DST200 da Rohde & Schwarz® (Rohde & Schwarz, 2017).

Para a realização dos testes com os protótipos construídos, foram utilizados três aparelhos disponíveis no Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado do CEFET/MG: gerador de sinal de alta frequência *Keysight* N5181A (para gerar a onda eletromagnética com frequência e potência adequadas), o analisador de rede *Keysight* E5071C (para medição do parâmetro S_{11} e da Carta de Smith) e o analisador de espectro *FieldFox Keysight* N9912A (para medição de potência) (Keysight Technologies, 2016).

3.2.1. Antenas retangulares individuais

Para realização do projeto das dimensões iniciais das antenas retangulares individuais foi utilizado o processo apresentado no Apêndice B. A geometria destas antenas é apresentada na Figura B.2.

As dimensões inicialmente obtidas foram otimizadas no software CST®, utilizando a técnica de otimização Algoritmo Genético com tamanho de população 20 e taxa de mutação 60%. Para o substrato de FR-4 o objetivo foi alcançar $Z_{in} = 49,423 + j0,930 \Omega$ em 2,45 GHz (carga necessária para alcançar 50Ω na entrada da antena utilizando o Conector D). Considerando $\epsilon_r = 4,3$ e a tangente de perdas $\delta = 0,01$ foram obtidas as dimensões da antena, apresentadas na Tabela 3.1, denominada neste trabalho de Antena 1PF. Para o substrato de Rogers RT/Duroid® 5880, o objetivo foi alcançar $Z_{in} = 50,026 - j7,265 \Omega$ em 2,45 GHz (carga necessária para alcançar 50Ω na entrada da antena utilizando o Conector C). Considerando as características eletromagnéticas $\epsilon_r = 2,2$ e $\delta = 0,0009$, apresentadas

no *datasheet* da Rogers® (Data Circuit System INC, 2003) foram obtidas as dimensões da antena, apresentadas na Tabela 3.1, denominada neste trabalho de Antena 1PR.

A Figura 3.3 apresenta a geometria modelada no CST®, o diagrama de radiação e o ganho simulados da Antena 1PF, enquanto a Figura 3.4 apresenta a geometria modelada no CST® o diagrama de radiação e o ganho IEEE simulados da Antena 1PR.

Dimensão	Valores (mm) Antena 1PF		Valores (mm) Antena 1PR	
	Iniciais	Otimizados	Iniciais	Otimizados
L	29,20	29,21	40,50	39,76
W	37,60	30,04	48,40	45,88
L _s	65	67,51	80	86,97
W _s	65	70,84	80	71,90
L _{lt}	16,93	15,47	22,37	19,18
W _{lt}	2,82	2,59	4,66	3,12
y _o	9,67	8,97	12,37	12,81
Re	2	2,99	2	1,79
t	0,03	0,03	0,035	0,035
h	1,50	1,50	1,57	1,57

Tabela 3.1 - Dimensões iniciais e otimizadas da Antena 1PF e da Antena 1PR.

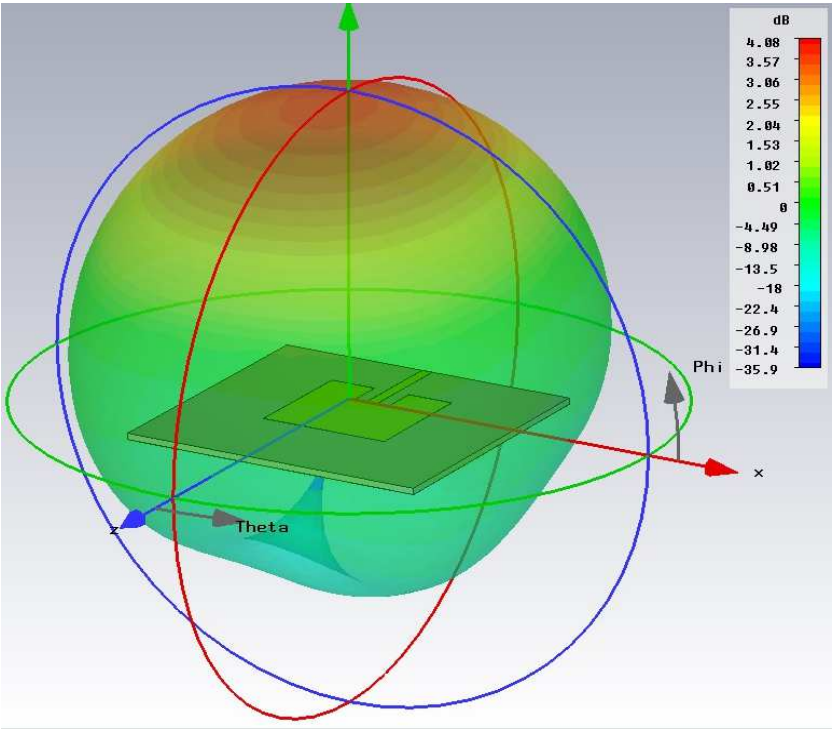


Figura 3.3 - Geometria modelada no CST®, diagrama de radiação e ganho IEEE simulados da Antena 1PF.

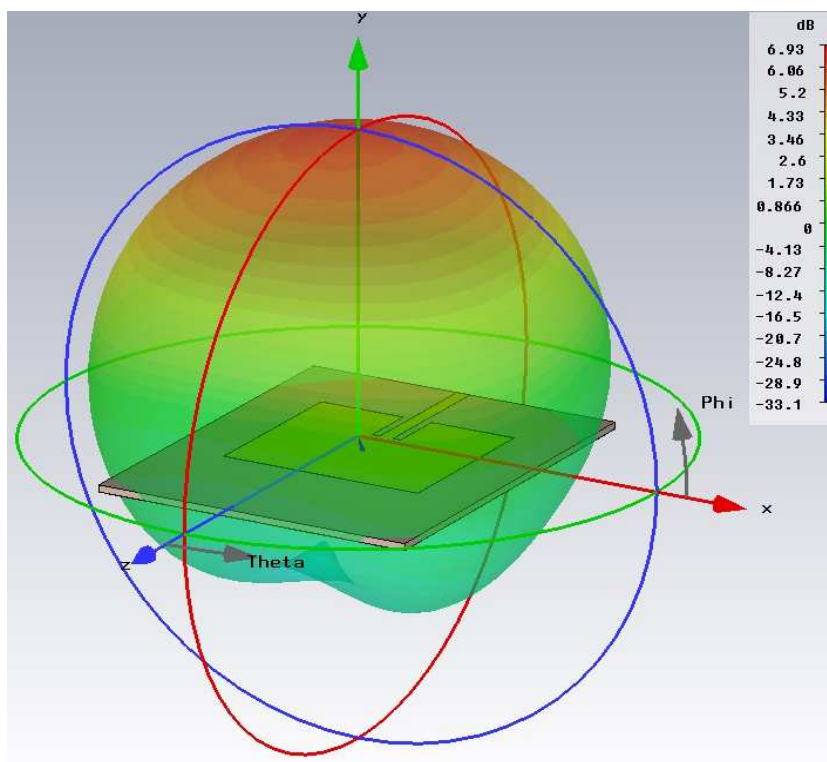


Figura 3.4 - Geometria modelada no CST®, diagrama de radiação e ganho IEEE simulados da Antena 1PR.

Com as informações apresentadas na Tabela 3.1, na Figura 3.3 e na Figura 3.4 observa-se que as dimensões da Antena 1PF são menores que as da Antena 1PR, que ambas as antenas apresentam diagrama de radiação direcional, como esperado para a geometria retangular, e que a Antena 1PR apresentou ganho maior que a Antena 1PF (6,928 dB e 4,084 dB, respectivamente), o que também era esperado, uma vez que o substrato da Antena 1PR apresenta δ menor que a do substrato da Antena 1PF.

Foram construídos dois protótipos da Antena 1PF e da Antena 1PR com as dimensões otimizadas apresentadas na Tabela 3.1 e foram medidas as impedâncias por meio da Carta de Smith, e os parâmetros S_{11} em uma faixa de frequências de 2 GHz a 3 GHz para cada um dos protótipos. A Figura 3.5 apresenta a comparação entre os valores medidos e simulados para a Antena 1PF, enquanto a Figura 3.6 apresenta essa comparação para a Antena 1PR.

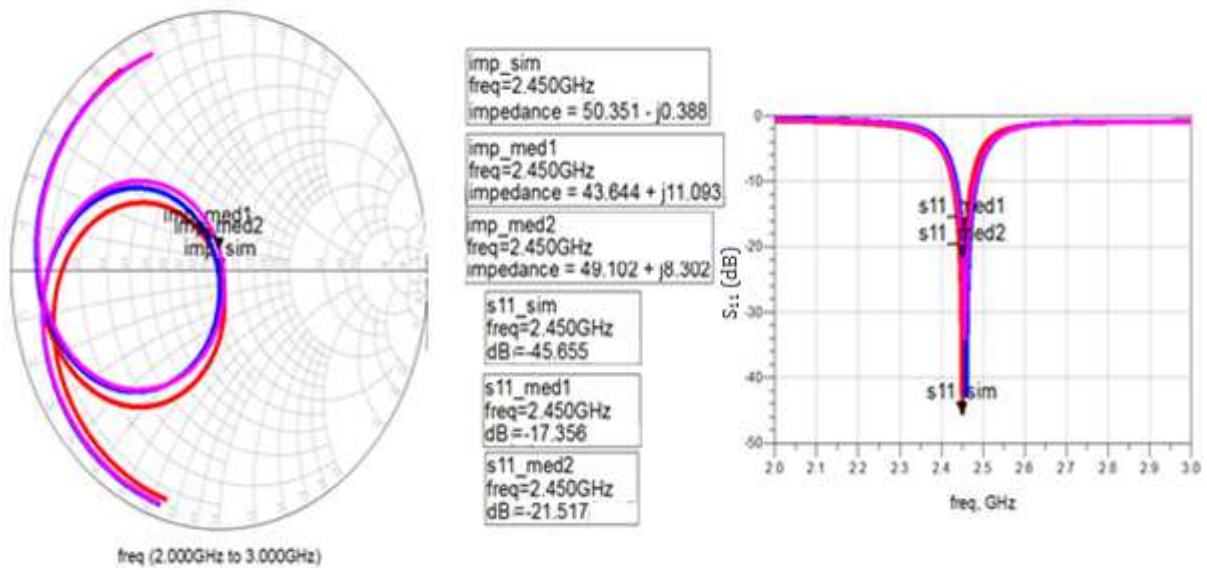


Figura 3.5 - Comparação entre as Cartas de Smith e parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 1PF.

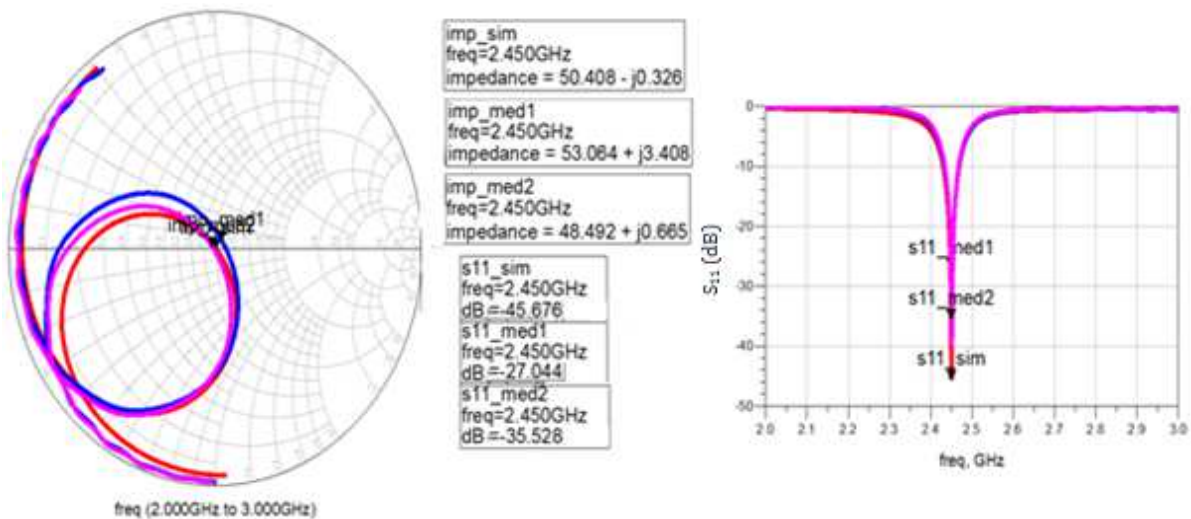


Figura 3.6 - Comparação entre as Cartas de Smith e parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 1PR.

A partir dos resultados apresentados na Figura 3.5 e na Figura 3.6 percebe-se que o comportamento das Cartas de Smith simuladas são bem próximos das Cartas de Smith medidas, estando os valores da impedância de entrada medidos próximos de 50Ω na frequência de 2,45 GHz, principalmente para os protótipos da Antena 1PR. Além disso, observa-se que os comportamentos dos parâmetros S_{11} medidos e simulados são bastante semelhantes. É importante informar que as antenas foram construídas utilizando um processo manual, ou seja, com impressão em papel fotográfico, aquecimento em prensa térmica e corrosão com percloroeto de ferro. A Tabela 3.2 apresenta um resumo dos resultados de simulação e medição para as Antenas 1PF e 1PR.

O conjunto 1x2 de antenas retangulares foi otimizado no software CST®, utilizando o Algoritmo Genético com as mesmas configurações e objetivos apresentados na Seção 3.2.1, mantendo-se fixas as dimensões do elemento individual (L , W , y_o , Re , L_{lt} e W_{lt}). As dimensões obtidas após o processo de otimização são apresentadas na Tabela 3.3 e essa antena é denominada neste trabalho de Antena 2PF. A Figura 3.8 apresenta a geometria modelada no CST®, o diagrama de radiação e o ganho IEEE simulados da Antena 2PF.

Dimensão	Valores (mm) Antena 2PF	
	Iniciais	Otimizados
L_s	90	87,83
W_s	120	108,11
L_{la}	15	16,53
W_{la}	3	3,91
espac	15	25,19

Tabela 3.3 - Dimensões iniciais e otimizadas da Antena 2PF.

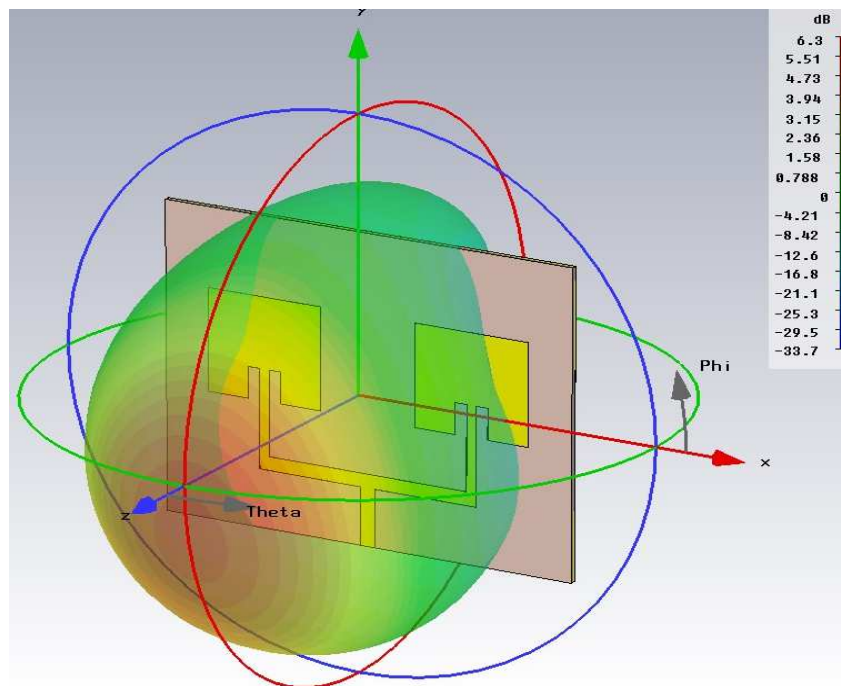


Figura 3.8 - Geometria modelada no CST®, diagrama de radiação e ganho IEEE simulados da Antena 2PF.

A partir das informações apresentadas na Figura 3.8 observa-se que a Antena 2PF apresenta um diagrama de radiação direcional, como esperado para a geometria de conjunto de antenas retangulares. Além disso, a Antena 2PF apresenta um ganho maior que a Antena 1PF (6,301 dB e 4,084 dB, respectivamente) e menor que a Antena 1PR (6,301 dB e 6,928 dB, respectivamente). Estes resultados confirmam que a utilização de um conjunto de antenas aumenta o ganho e, também, que a utilização de um conjunto de antenas de 2 elementos não foi capaz de compensar as perdas no substrato de FR-4, fazendo com que a Antena 1PR, mesmo sendo de um único elemento, apresente ganho superior à Antena 2PF. É válido ressaltar que o ganho da antenna não foi objetivo do processo de otimização, o que poderia ter aumentado o valor obtido.

Foram construídos dois protótipos da Antena 2PF com as dimensões apresentadas na Tabela 3.3 e as impedâncias e os parâmetros S_{11} foram medidos em uma faixa de frequências de 2 GHz a 3 GHz para cada um dos protótipos. A Figura 3.9 apresenta a comparação entre os resultados medidos e simulados.

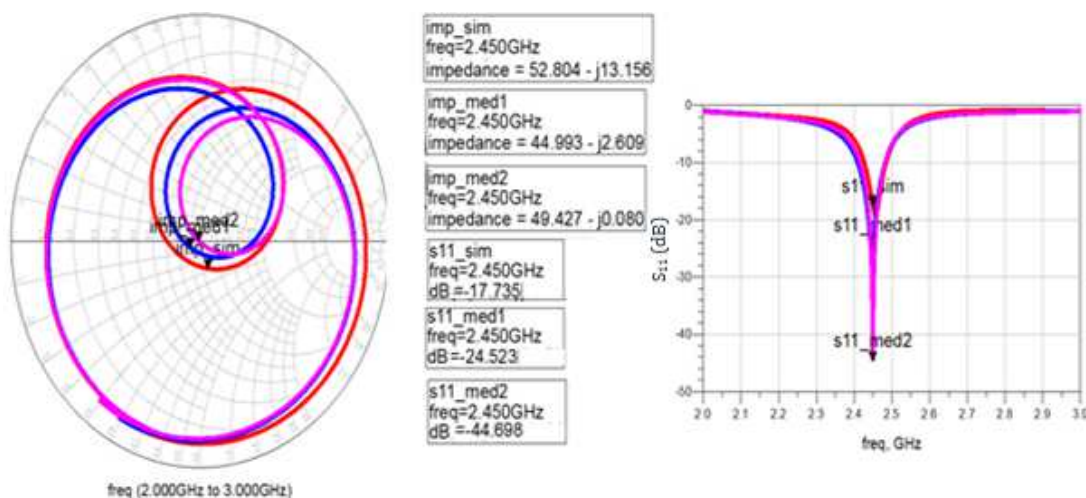


Figura 3.9 - Comparação entre as Cartas de Smith e parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 2PF.

Percebe-se que o comportamento da Carta de Smith simulada é bem próximo das Cartas de Smith medidas. Devido à fixação de algumas dimensões da antenna, a impedância de entrada simulada distanciou ligeiramente de 50Ω . Acredita-se que a permissão para variação destas dimensões conduziria a um melhor resultado da otimização. Além disso, observa-se que os comportamentos dos parâmetros S_{11} medidos e simulados são bastante semelhantes. A divergência existente entre os resultados obtidos com os dois protótipos se deve às imprecisões do processo manual de construção. A Tabela 3.4 apresenta um resumo dos resultados de simulação e medição da Antena 2PF.

Antena	S_{11} (dB) em 2,45	Z_{in} (Ω) em 2,45	Ganho IEEE simulado (dB)
	GHz	GHz	
Antena 2PF (simulada)	-17,735	52,804 – j13,156	6,301
Antena 2PF (protótipo 1)	-24,523	44,993 – j2,609	-
Antena 2PF (protótipo 2)	-44,698	49,427 – j0,080	-

Tabela 3.4 - Resumo dos resultados de simulação e medição da Antena 2PF.

3.2.3. Conjunto 1x4 de antenas retangulares

Visando aumentar ainda mais o ganho dos protótipos, foi investigado um conjunto 1x4 de antenas retangulares. Ressalta-se que estes conjuntos foram projetados e construídos apenas para o substrato FR-4. A Figura 3.10 apresenta a geometria do conjunto 1x4 de antenas utilizado.

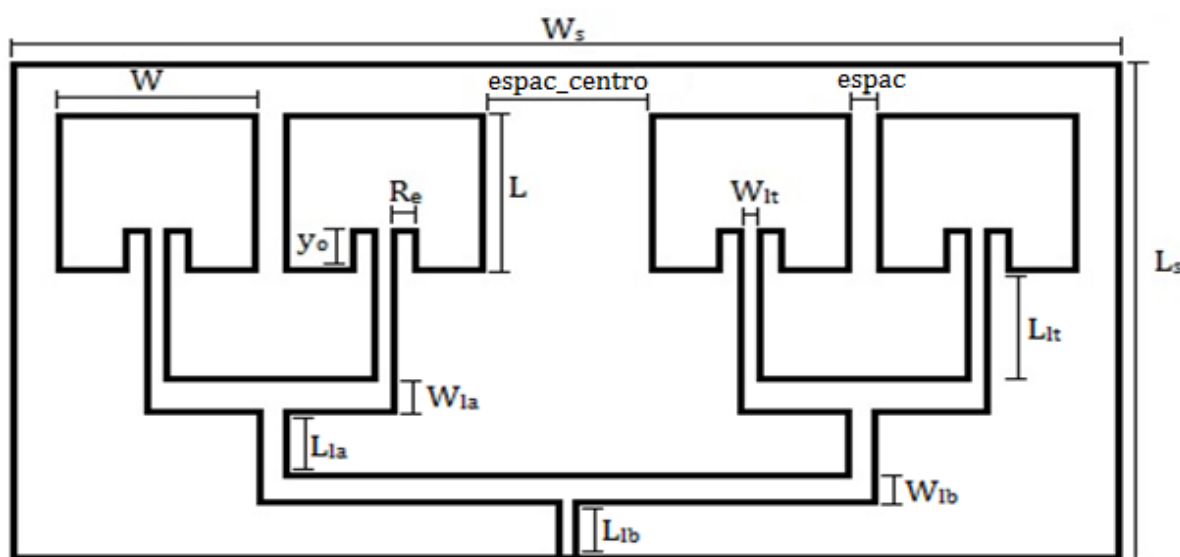


Figura 3.10 - Geometria do conjunto 1x4 de antenas retangulares.

Como as dimensões necessárias para a construção do conjunto 1x4 de antenas retangulares são grandes, foi necessário utilizar um lote de placas de FR-4 de dimensões maiores que as caracterizadas no Apêndice B. Assim, o processo descrito no Apêndice B foi repetido para determinação das características eletromagnéticas dessa nova placa, que resultou em $\epsilon_r = 4,15$ e $\delta = 0,016$. É válido ressaltar que essa placa foi utilizada somente no projeto e construção do conjunto 1x4 de antenas retangulares.

Como as características eletromagnéticas desta placa são diferentes da placa de FR-4 utilizada na construção da Antena 1PF, cada elemento possui inicialmente as mesmas dimensões da Antena 1PF, porém, essas dimensões também foram otimizadas. O conjunto 1x4 de antenas retangulares (denominada neste trabalho de Antena 4PF) foi otimizado no software CST®, utilizando os mesmos procedimentos adotados nas otimizações da Seção 3.2.1 e da Seção 3.2.2, visando alcançar $Z_{in} = 49,423 + j0,930 \Omega$ em 2,45 GHz (carga necessária para alcançar 50Ω na entrada da antena utilizando o Conector D). As dimensões iniciais e otimizadas são apresentadas na Tabela 3.5. A Figura 3.11 apresenta a geometria modelada no CST®, o diagrama de radiação e o ganho IEEE simulados da Antena 4PF.

Dimensão	Valores (mm) Antena 4PF	
	Iniciais	Otimizados
L	29,209	28,53
W	30,038	34,65
L_s	90	86,19
W_s	210	237,99
L_{lt}	15,466	18,10
W_{lt}	2,590	2,55
y_o	8,971	8,40
Re	2,985	1,82
L_{la}	10	5,53
W_{la}	3	4,06
L_{lb}	10	18,22
W_{lb}	3	3,33
espac	5	5,71
espac_centro	5	7,86
t	0,03	0,03
h	1,56	1,56

Tabela 3.5 - Dimensões otimizadas da Antena 4PF.

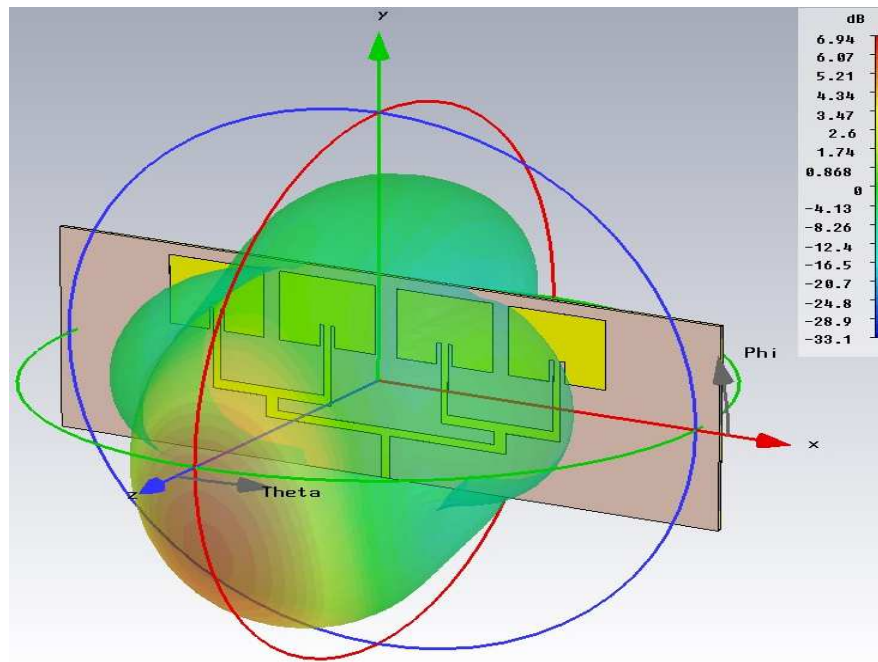


Figura 3.11 - Geometria modelada no CST®, diagrama de radiação e ganho IEEE simulados da Antena 4PF.

A partir das informações apresentadas na Figura 3.11 observa-se que a Antena 4PF apresenta um diagrama de radiação direcional, como esperado para a geometria de conjunto de antenas retangulares, mas não centralizado como observado para as Antenas 1PF, 1PR e 2PF. Além disso, observa-se que a Antena 4PF apresenta um ganho maior que a Antena 1PF (6,940 dB e 4,084 dB, respectivamente), maior que a Antena 1PR (6,940 dB e 6,928 dB, respectivamente) e maior que a Antena 2PF (6,940 dB e 6,301 dB, respectivamente). Estes resultados confirmam que o aumento de elementos do conjunto conduz a um aumento do ganho da antena. Deve-se destacar que apenas a utilização de um conjunto de antenas de 4 elementos foi capaz de fazer com que o ganho de uma antena feita no substrato de FR-4 superasse o ganho de uma antena de elemento único fabricada em substrato de Rogers RT/Duroid® 5880. Além disso, o ganho não aumentou de maneira considerável, uma vez que o ganho não foi objetivo de otimização deste trabalho.

Foram construídos dois protótipos da Antena 4PF com as dimensões apresentadas na Tabela 3.5 e foram medidas a impedância e o parâmetro S_{11} em uma faixa de frequências de 2 GHz a 3 GHz para cada um dos protótipos. A Figura 3.12 apresenta a comparação entre as Cartas de Smith e os parâmetros S_{11} , medidos e simulados para a Antena 4PF.

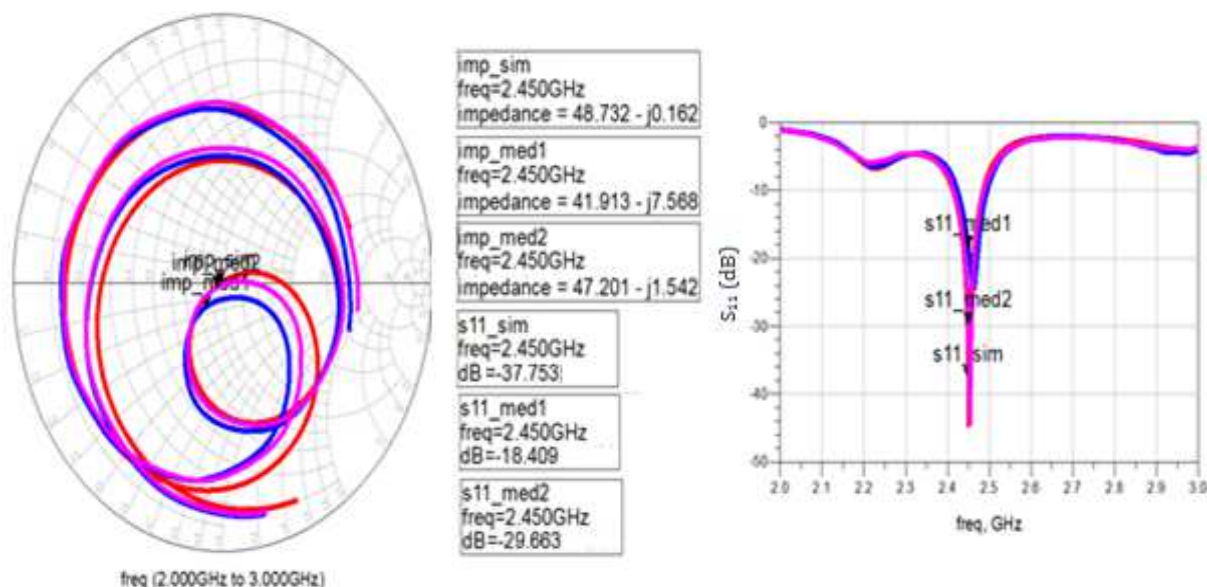


Figura 3.12 - Comparação entre as Cartas de Smith e parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 4PF.

A partir dos resultados apresentados na Figura 3.12 percebe-se que o comportamento da Carta de Smith simulada é bem próximo das Cartas de Smith medidas, apesar dos valores da impedância de entrada simulado e medidos serem ligeiramente diferentes na frequência de 2,45 GHz. Percebe-se que a impedância de entrada simulada se aproximou mais de 50Ω do que a impedância simulada da Antena 2PF, devido à liberação para otimização de algumas dimensões da antena que foram fixadas na simulação da Antena 2PF. Além disso, observa-se que os comportamentos dos parâmetros S_{11} medidos e simulados são bastante semelhantes. As ligeiras divergências encontradas entre os resultados dos protótipos se deve a imprecisões do processo manual de construção. A Tabela 3.6 apresenta um resumo dos resultados de simulação e medição da Antena 4PF.

Antena	S_{11} (dB) em 2,45 GHz	Z_{in} (Ω) em 2,45 GHz	Ganho IEEE simulado (dB)
Antena 4PF (simulada)	-37,753	48,732 – j0,162	6,940
Antena 4PF (protótipo 1)	-18,409	41,913 – j7,568	-
Antena 4PF (protótipo 2)	-29,663	47,201 – j1,542	-

Tabela 3.6 - Resumo dos resultados de simulação e medição da Antena 4PF.

3.2.4. Dipolo impresso

Com o objetivo de comparar as antenas diretivas apresentadas nas Seções 3.2.1 a 3.2.3 com uma geometria de antena menos diretiva, foram investigados dipolos impressos, onde cada braço dos dipolos foi impresso em um lado da placa. Essa geometria de antena foi projetada e construída utilizando tanto o substrato FR-4 quanto o substrato Rogers RT/Duroid® 5880. A Figura 3.13 apresenta a geometria de dipolo impresso utilizada.

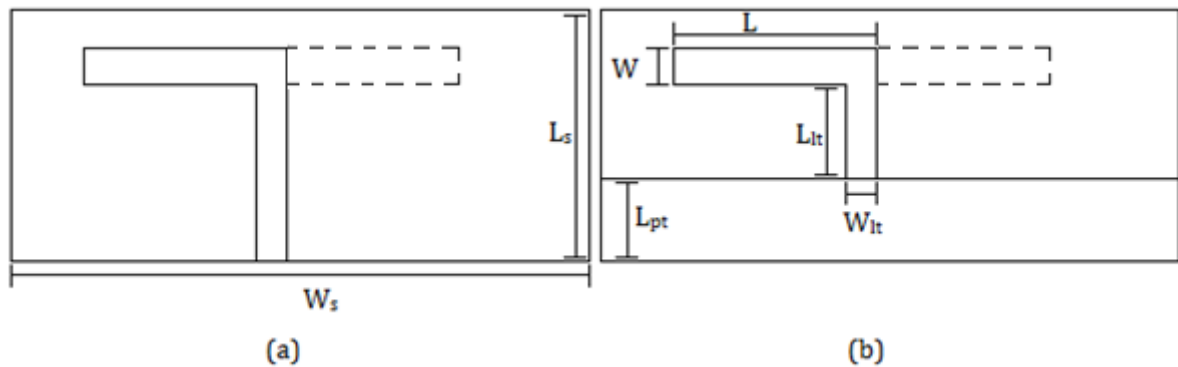


Figura 3.13 - Geometria do dipolo impresso (a) vista superior e (b) vista inferior.

As dimensões iniciais adotadas para os dipolos impressos foram obtidas considerando-se dipolos e linhas de transmissão de comprimento $\lambda_0/4$, levando-se em consideração as características eletromagnéticas de cada material e os modelos dos Conectores C e D, respectivamente. Os dipolos impressos foram otimizados no software CST®, utilizando-se os mesmos procedimentos e objetivos adotados na Seção 3.2.1. Para o substrato de FR-4 a antena otimizada é denominada neste trabalho de Antena 1DF. Para o substrato de Rogers RT/Duroid® 5880 a antena otimizada é denominada Antena 1DR. As dimensões iniciais e otimizadas destas antenas são apresentadas na Tabela 3.7. A Figura 3.14 e a Figura 3.15 apresentam a geometria modelada no CST®, o diagrama de radiação e o ganho IEEE simulado das Antenas 1DF e 1DR, respectivamente.

Dimensão	Valores (mm) Antena 1DF		Valores (mm) Antena 1DR	
	Iniciais	Otimizados	Iniciais	Otimizados
L	15,31	23,52	15,31	26,42
W	2,82	3,12	4,66	3,18
L _s	50	54,58	50	54,13
W _s	80	70,17	80	77,43
L _{lt}	16,93	15,45	22,37	18,02
W _{lt}	2,82	3,08	4,66	3,26
L _{pt}	16,93	15,32	22,37	16,61
t	0,03	0,03	0,035	0,035
h	1,5	1,5	1,57	1,57

Tabela 3.7 - Dimensões iniciais e otimizadas da Antena 1DF e da Antena 1DR.

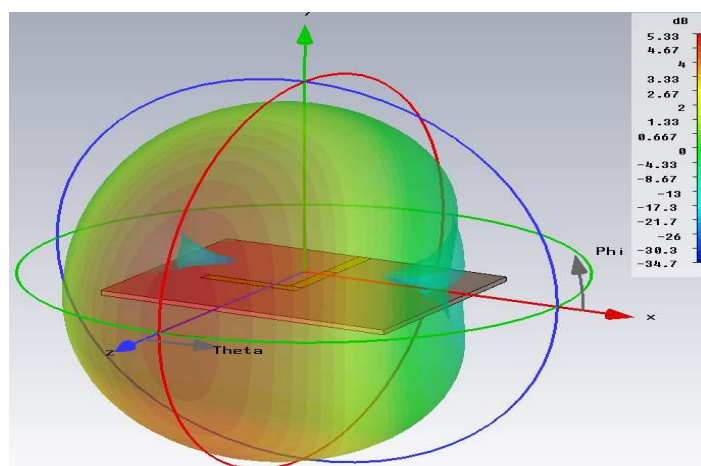


Figura 3.14 - Geometria modelada no CST®, diagrama de radiação e ganho IEEE simulados da Antena 1DF.

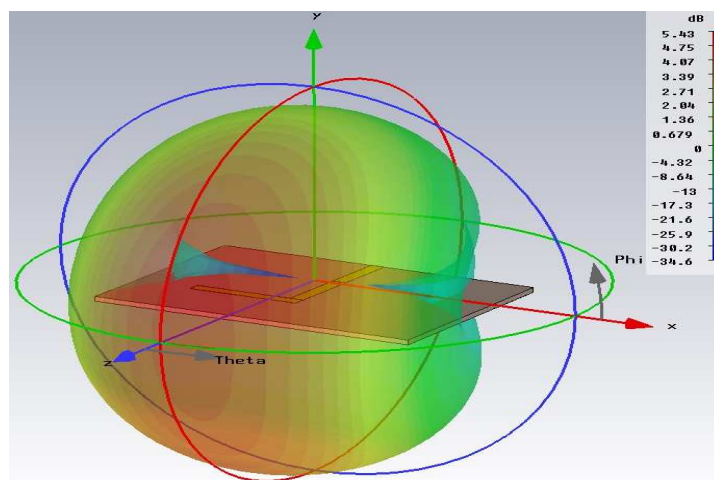


Figura 3.15 - Geometria modelada no CST®, diagrama de radiação e ganho IEEE simulados da Antena 1DR.

A partir das informações apresentadas na Tabela 3.7, na Figura 3.14 e na Figura 3.15 observa-se que as dimensões da Antena 1DF são pouco menores que as da Antena 1DR. Ambas as antenas apresentam diagrama de radiação menos diretivo que os das antenas retangulares, como esperado para a geometria dipolo. Além disso, a Antena 1DR apresenta ganho maior que a Antena 1DF (5,429 dB e 5,159 dB, respectivamente), o que também era esperado, uma vez que o substrato da Antena 1DR apresenta δ menor que a do substrato da Antena 1DF. Foram construídos dois protótipos da Antena 1DF e da Antena 1DR com as dimensões otimizadas apresentadas na Tabela 3.7 e foram medidas as impedâncias e parâmetros S_{11} em uma faixa de frequências de 2 GHz a 3 GHz. A Figura 3.16 e Figura 3.17 apresentam a comparação entre os resultados medidos e simulados das Antenas 1DF e 1DR, respectivamente.

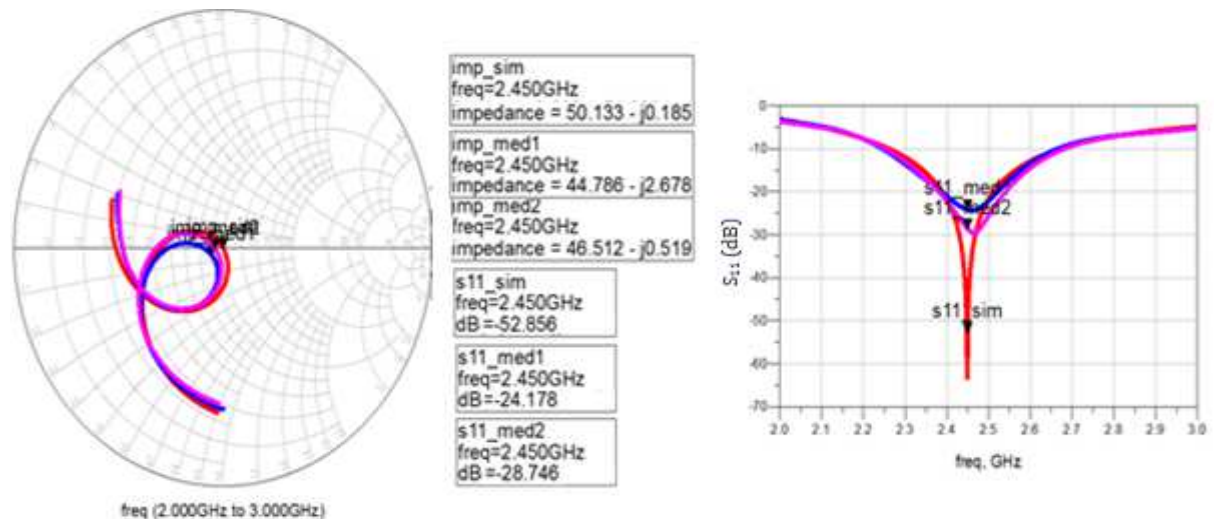


Figura 3.16 - Comparação entre as Cartas de Smith e parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 1DF.

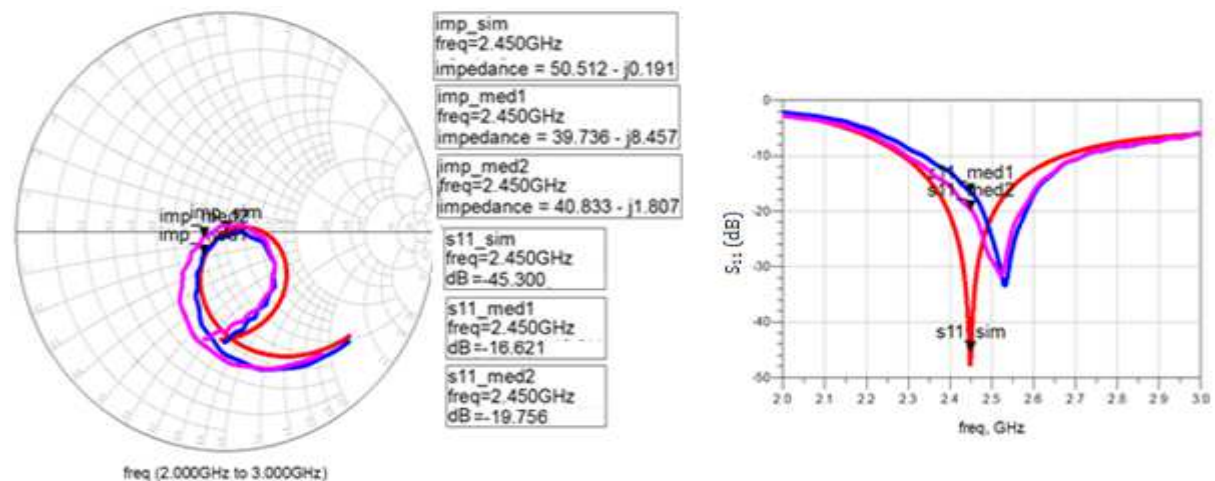


Figura 3.17 - Comparação entre as Cartas de Smith e parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 1DR.

A partir dos resultados apresentados na Figura 3.16 e na Figura 3.17 percebe-se que o comportamento da Carta de Smith simulada é próximo das Cartas de Smith medidas, apesar dos valores da impedância de entrada simulado e medidos serem diferentes na frequência de 2,45 GHz. Além disso, observa-se que os comportamentos dos parâmetros S_{11} medidos são semelhantes entre si, porém, diferentes dos comportamentos simulados. Acredita-se que as imprecisões do processo manual de construção dos protótipos se acentuam na construção da geometria dipolo, tendo em vista que é necessário um alinhamento mais preciso das linhas de alimentação e dos braços do dipolo para que o protótipo construído seja semelhante ao modelo simulado. A Tabela 3.8 apresenta um resumo dos resultados de simulação e medição das Antenas 1DF e 1DR.

Antena	S_{11} (dB) em 2,45 GHz	Z_{in} (Ω) em 2,45 GHz	Ganho IEEE simulado (dB)
Antena 1DF (simulada)	-52,856	50,133 – j0,185	5,159
Antena 1DF (protótipo 1)	-24,178	44,786 – j2,678	-
Antena 1DF (protótipo 2)	-28,746	46,512 – j0,519	-
Antena 1DR (simulada)	-45,300	50,512 – j0,191	5,429
Antena 1DR (protótipo 1)	-16,621	39,736 – j8,457	-
Antena 1DR (protótipo 2)	-19,756	40,833 – j1,807	-

Tabela 3.8 - Resumo dos resultados de simulação e medição das Antenas 1DF e 1DR.

3.3. Testes de transmissão – recepção

Nesta Seção, são apresentados os resultados de medição de potência dos protótipos das antenas apresentados na Seção 3.2. Essa medição foi realizada para duas situações distintas: a) transmissão de energia sem fio, ilustrada no diagrama de blocos da Figura 3.18 (a); b) reaproveitamento de energia eletromagnética, ilustrada no diagrama de blocos da Figura 3.18 (b). A Figura 3.19 (a) apresenta o sistema utilizado nas medições para transmissão de energia sem fio, enquanto a Figura 3.19 (b) apresenta o sistema utilizado nas medições para reaproveitamento de energia eletromagnética. Em ambos os testes as antenas foram alinhadas e posicionadas a 20 cm de altura em relação à mesa de madeira, com o auxílio de suportes de isopor e madeira.

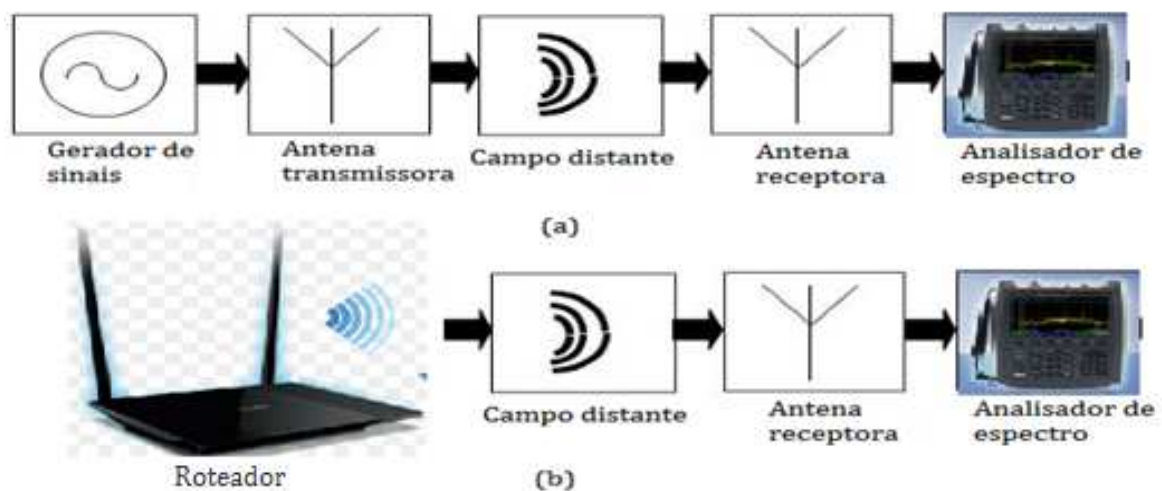


Figura 3.18 – Diagrama de blocos do sistema para (a) transmissão de energia sem fio e (b) reaproveitamento de energia eletromagnética.



Figura 3.19 – Sistema transmissão-recepção utilizado para (a) transmissão de energia sem fio e (b) reaproveitamento de energia eletromagnética.

3.3.1. Transmissão de energia sem fio

Para o teste de transmissão de energia sem fio, foi utilizado como fonte de sinal o gerador de sinais de alta frequência, ajustado para operar na frequência de 2,45 GHz e fornecer potência de saída de 26 dBm (398 mW). O gerador de sinais foi conectado a um cabo coaxial e ao analisador de espectro, medindo-se a potência P_t que será entregue à antena transmissora do sistema de transmissão-recepção de energia, levando-se em consideração as perdas no cabo coaxial, tal que $P_t = 25,55$ dBm (359 mW).

Utilizando o sistema apresentado na Figura 3.19 (a) avaliou-se a variação da potência recebida pela antena receptora em função da distância entre as antenas transmissora e receptora, variando, também, o tipo de antena, apresentadas na Seção 3.2, como transmissora e receptora. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 3.20 a Figura 3.23.

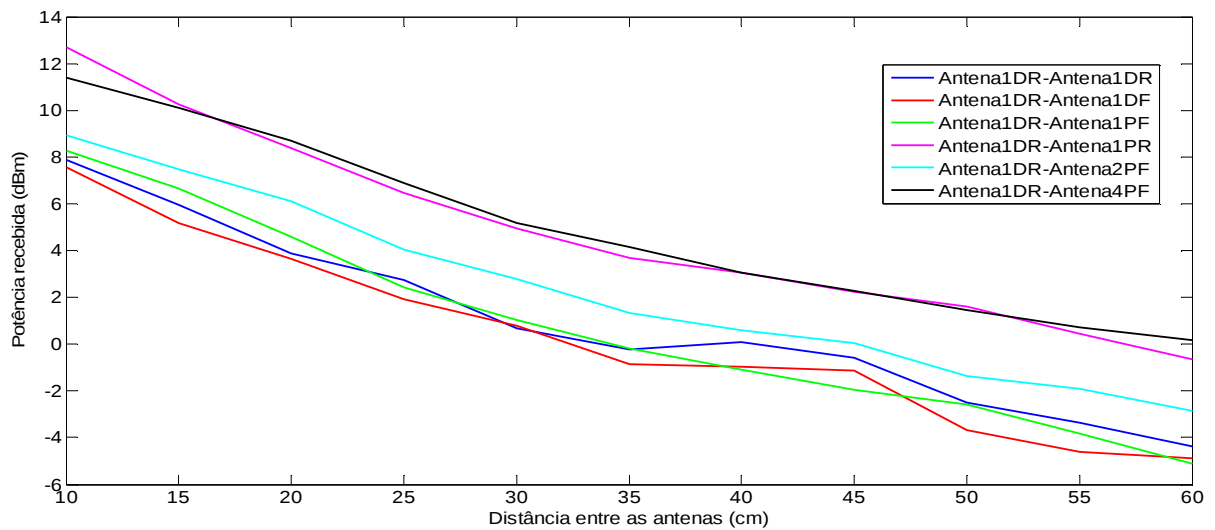


Figura 3.20 – Potência recebida em função da distância considerando a Antena 1DR como transmissora, para o teste de transmissão de energia sem fio.

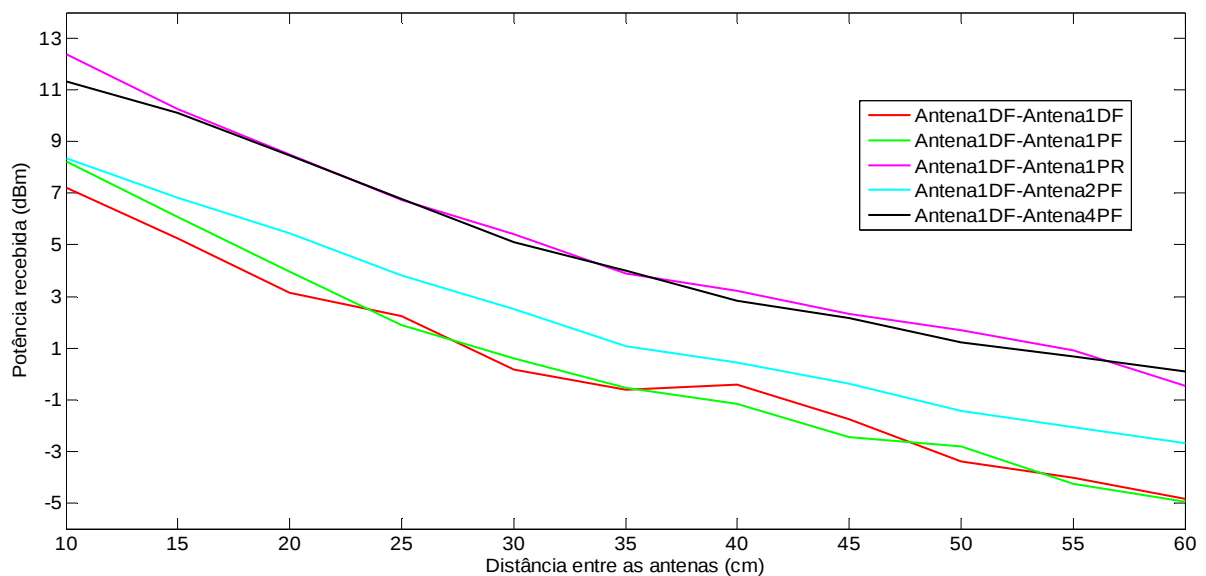


Figura 3.21 – Potência recebida em função da distância considerando a Antena 1DF como transmissora, para o teste de transmissão de energia sem fio.

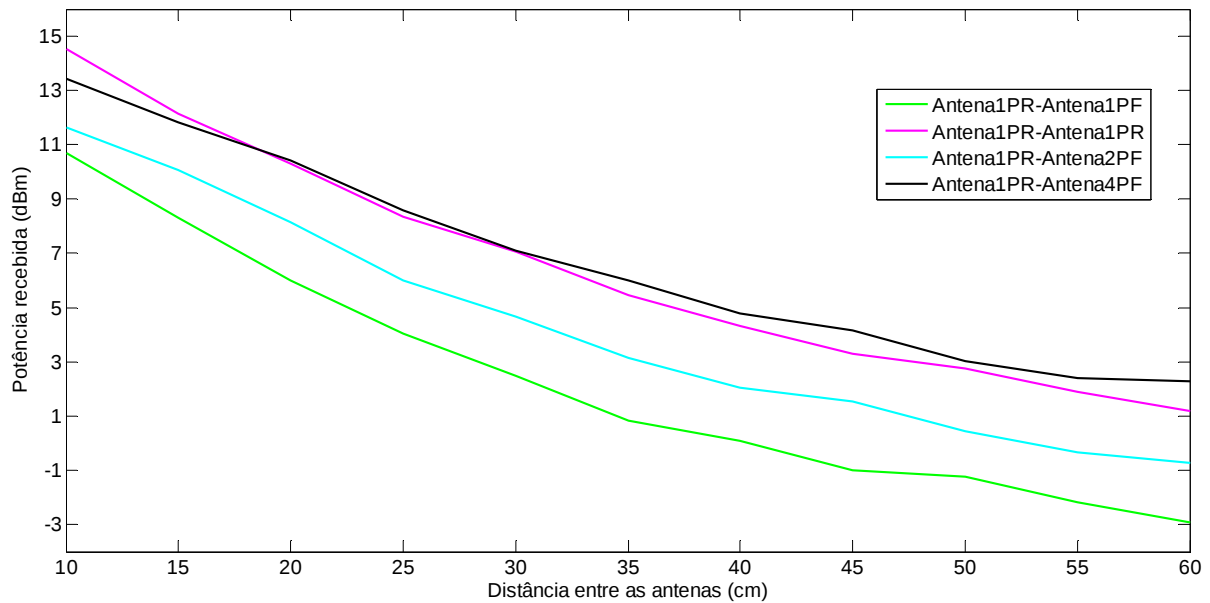


Figura 3.22 – Potência recebida em função da distância considerando a Antena 1PR como transmissora, para o teste de transmissão de energia sem fio.

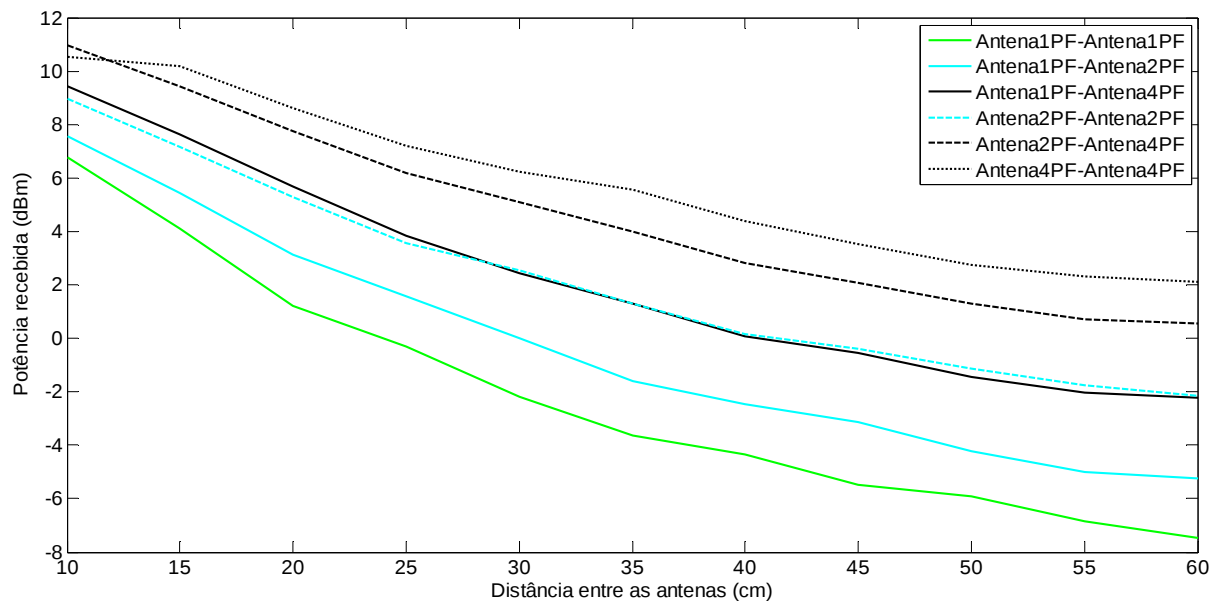


Figura 3.23 – Potência recebida em função da distância considerando a Antena 1PF, a Antena 2PF e a Antena 4PF como transmissoras, para o teste de transmissão de energia sem fio.

A partir dos resultados apresentados na Figura 3.20 à Figura 3.23 percebe-se que, para o teste de transmissão de energia sem fio, as antenas mais diretivas e de maior ganho apresentaram melhor desempenho, uma vez que a energia é mais concentrada no espaço. A Tabela 3.9 apresenta uma comparação entre os valores de potência recebidos na menor distância e na maior distância, para as diversas configurações consideradas nos testes de transmissão de energia sem fio.

Enlace	Distância mínima (mm)	Potência recebida (dBm)	Distância máxima (mm)	Potência recebida (dBm)
Antena 1DR – Antena 1DR	10	7,881	60	-4,372
Antena 1DR – Antena 1DF	10	7,572	60	-4,903
Antena 1DR – Antena 1PF	10	8,276	60	-5,122
Antena 1DR – Antena 1PR	10	12,69	60	-0,6593
Antena 1DR – Antena 2PF	10	8,924	60	-2,855
Antena 1DR – Antena 4PF	10	11,40	60	0,1495
Antena 1DF – Antena 1DF	10	7,224	60	-4,845
Antena 1DF – Antena 1PF	10	8,240	60	-4,979
Antena 1DF – Antena 1PR	10	12,39	60	-0,4468
Antena 1DF – Antena 2PF	10	8,353	60	-2,679
Antena 1DF – Antena 4PF	10	11,31	60	0,0714
Antena 1PR – Antena 1PF	10	10,70	60	-2,934
Antena 1PR – Antena 1PR	10	14,55	60	1,167
Antena 1PR – Antena 2PF	10	11,65	60	-0,7145
Antena 1PR – Antena 4PF	10	13,42	60	2,268
Antena 1PF – Antena 1PF	10	6,763	60	-7,763
Antena 1PF – Antena 2PF	10	7,542	60	-5,247
Antena 1PF – Antena 4PF	10	9,433	60	-2,243
Antena 2PF – Antena 2PF	10	8,98	60	-2,157
Antena 2PF – Antena 4PF	10	10,95	60	0,5359
Antena 4PF – Antena 4PF	10	10,55	60	2,113

Tabela 3.9 - Comparação da potência recebida para a maior e a menor distância, para as diversas combinações de antenas consideradas no teste de transmissão de energia sem fio.

A partir dos resultados apresentados na Tabela 3.9 percebe-se que, independentemente da antena receptora, os testes com a Antena 1PR como transmissora obtiveram maiores níveis de potência recebida. Realizando a comparação entre as antenas dipolo, a Antena 1DF atuando como transmissora apresentou melhores resultados de potência que a Antena 1DR, para qualquer antena receptora. Além disso, foram obtidos maiores níveis de potência, na menor distância entre antenas, com a Antena 1PR como receptora e, na maior distância entre as antenas, com a Antena 4PF como receptora. Sendo assim, as Antenas 1PR e 1DF foram escolhidas, neste trabalho, como as antenas transmissoras, enquanto a Antena 1PR e a Antena 4PF foram escolhidas como as antenas receptoras.

3.3.2. Reaproveitamento de energia eletromagnética

O teste de reaproveitamento de energia eletromagnética foi realizado utilizando o roteador TP-Link® WR841HP (TP-Link, 2017), ajustado para operar no Canal 9 do Wi-fi, ou seja, na frequência de 2,452 GHz, com máxima potência de saída medida igual a 18 dBm (63 mW). Tendo em vista os resultados do teste de transmissão de energia sem fio, apresentados na Seção 3.3.1, foi utilizada a Antena 1PR como transmissora, no teste de reaproveitamento de energia eletromagnética, e as Antenas 1PR e 4PF como receptoras.

Foi avaliada, inicialmente, a forma de onda transmitida pelo roteador e recebida pela antena receptora, acoplada ao osciloscópio *Keysight® DSOX6004A* (Keysight Technologies, 2017). A Figura 3.24 ilustra a forma de onda recebida.

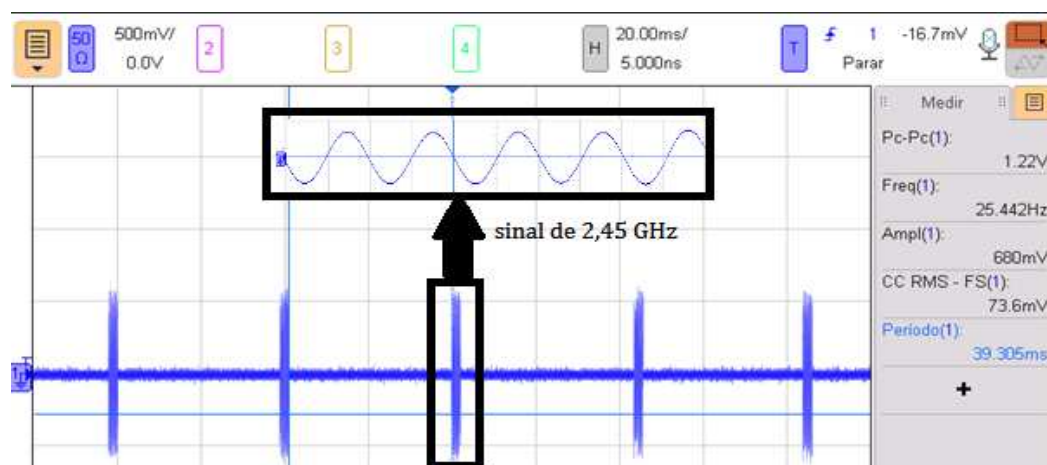


Figura 3.24 - Forma de onda recebida pela antena receptora no teste de reaproveitamento de energia eletromagnética.

A partir da Figura 3.24 observa-se que o roteador de sinais transmite um trem de pulsos. O intervalo de tempo entre um pulso e outro é denominado de *beacon time* (tempo de pacote). Neste trabalho, o *beacon time* foi configurado no roteador TP-Link® WR841HP como sendo 40 ms (tempo mínimo permitido). No intervalo de tempo em que o roteador emite sinal, a frequência da onda recebida é uma frequência presente na largura de banda do canal 9, cuja frequência central é de 2,452 GHz. No teste realizado, foram obtidos sinais distorcidos em alguns instantes de tempo, conforme apresentado na Figura 3.25.

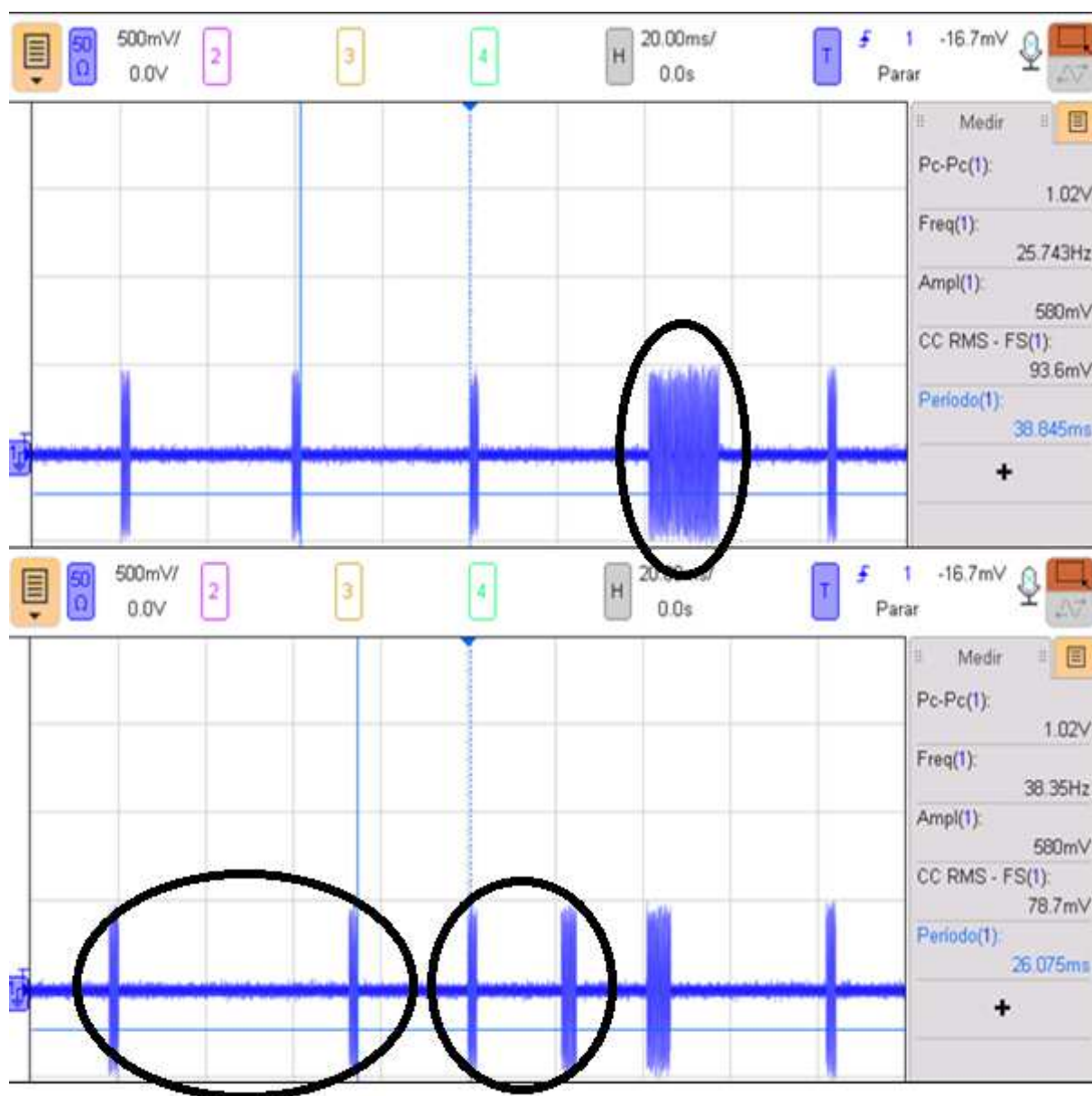


Figura 3.25 - Distorções apresentadas no sinal recebido pela antena receptora no teste de reaproveitamento de energia eletromagnética.

É possível concluir, a partir dos resultados apresentados na Figura 3.25, que o sinal gerado pelo roteador apresenta distorções esporádicas, o que dificulta o controle mais preciso do sinal recebido pela antena receptora, que deve ser entregue, posteriormente, ao circuito retificador.

Foi avaliada a variação da potência recebida pela antena receptora em função da distância entre a antena do roteador e a receptora. Como o sinal transmitido pelo roteador é pulsante, foram medidos os valores máximos de potência recebida em cada distância. A Figura 3.26 apresenta os resultados obtidos.

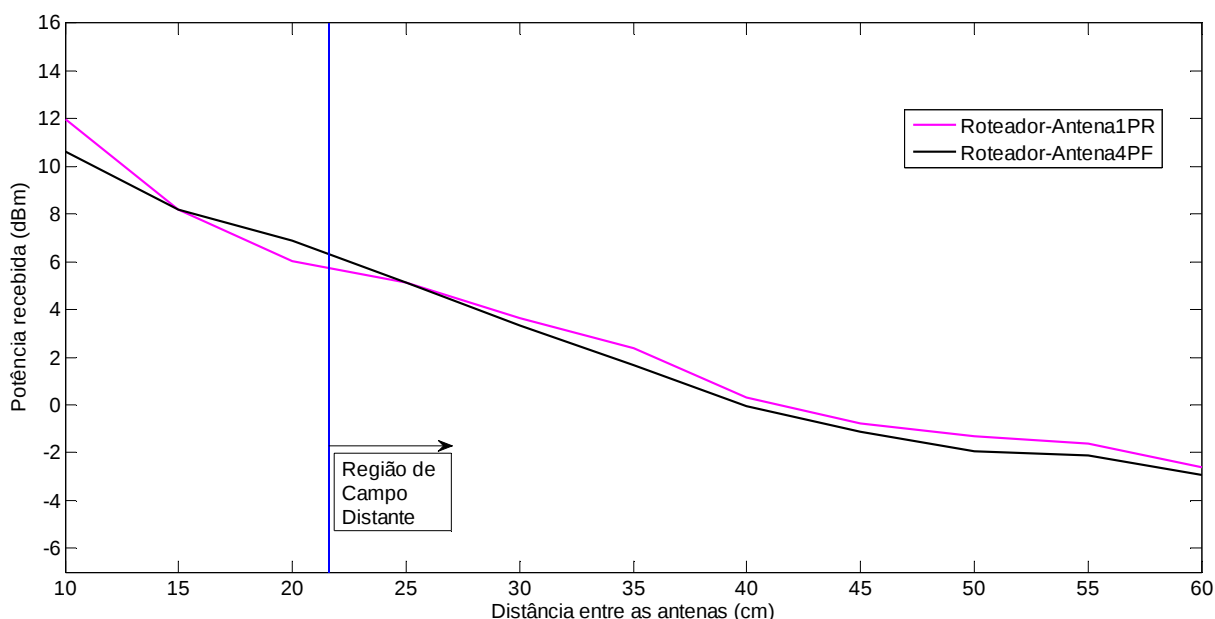


Figura 3.26 – Potência máxima recebida em função da distância para as Antenas 1PR e 4PF como receptoras, para o teste de reaproveitamento de energia eletromagnética.

Percebe-se pela Figura 3.26 que, para o teste de reaproveitamento de energia eletromagnética, a Antena 1PR apresentou desempenho ligeiramente melhor como antena receptora, na região de campo distante, que a Antena 4PF.

3.4. Considerações finais

Ao longo deste capítulo foi demonstrada a importância da caracterização adequada do conector e dos parâmetros eletromagnéticos do substrato empregado no projeto de antenas impressas, visando a melhoria do seu desempenho. Após esta caracterização, foi realizado o dimensionamento de diferentes geometrias de antenas utilizando a formulação apresentada em (Balanis, 2009). Posteriormente, foi utilizada a ferramenta de

otimização do software CST®, para ajuste das dimensões iniciais da antena, de modo a obter impedância de entrada de $50\ \Omega$ na frequência de 2,45 GHz.

Após otimização das dimensões das antenas, foram construídos os protótipos das antenas em placas de FR-4 e Rogers RT/Duroid® 5880. Foram apresentados os resultados obtidos para as potências recebidas nos testes de transmissão de energia sem fio e reaproveitamento de energia eletromagnética. Como em ambos os testes os desempenhos das Antenas 1PR e 4PF como receptoras foram os melhores, estas duas configurações de antenas foram selecionadas para compor os sistemas *rectenna* investigados neste trabalho.

Capítulo 4

Projeto do Retificador

O projeto de uma *rectenna* requer, além de uma investigação detalhada da antena, uma investigação minuciosa da configuração de circuito retificador utilizada para conversão da energia eletromagnética em energia elétrica DC. Para a escolha do tipo de circuito retificador devem ser levados em consideração parâmetros como impedância de entrada do circuito (para um casamento de impedância adequado com a antena receptora), elevação do nível de tensão recebido e eficiência. Por essa razão, deve-se escolher adequadamente a configuração do circuito retificador, bem como os componentes eletrônicos utilizados, levando-se em consideração as características de operação do sistema tais como: baixos níveis de potência do sinal de entrada e alta frequência de operação, visando elevar os níveis de potência na saída da *rectenna*.

Sendo assim, esse capítulo apresenta a análise, modelagem, simulação, construção e teste de circuitos retificadores para compor a *rectenna* investigada neste trabalho. Além disso, apresenta uma análise investigativa da influência da variação da carga no comportamento do circuito.

4.1. Topologia do circuito retificador

Diferentes configurações para circuitos retificadores podem ser encontradas na literatura, tais como o retificador de meia onda, de onda completa, em ponte, dentre outras. Cada uma dessas topologias apresenta vantagens e desvantagens, e diferentes níveis de complexidade. Dentre essas configurações, as de retificador de meia onda e retificador de meia onda dobrador de tensão, com diodos ideais, são ilustradas na Figura 4.1 (a) e (b), respectivamente.

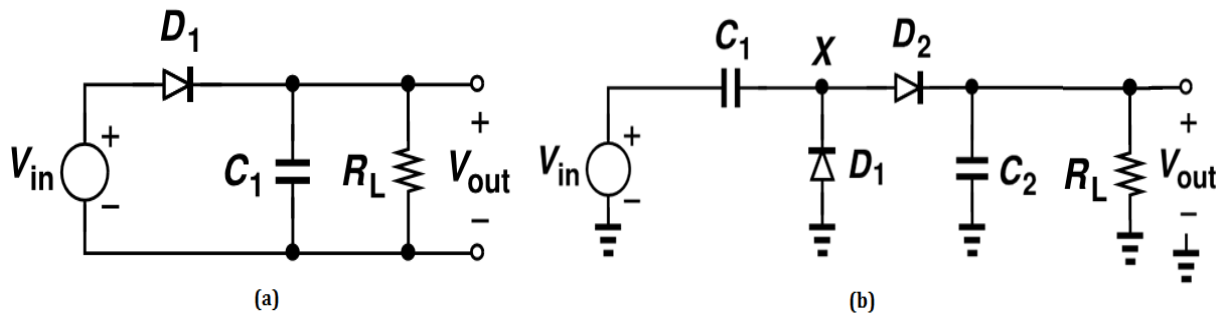


Figura 4.1 - Configuração de retificador (a) meia onda e (b) dobrador de tensão (Razavi, 2008).

O circuito da Figura 4.1 (a) opera da seguinte forma: durante o semiciclo positivo do sinal de entrada, V_{in} , o diodo D_1 está polarizado diretamente e, portanto, conduzindo corrente, fazendo com que o sinal de entrada V_{in} carregue o capacitor C_1 e alimente a carga R_L . Já durante o semiciclo negativo de V_{in} o diodo D_1 está polarizado inversamente e, portanto, não conduzindo corrente, fazendo com que o capacitor C_1 descarregue e alimente a carga R_L (Razavi, 2008).

O circuito da Figura 4.1 (b) opera da seguinte forma: durante o semiciclo negativo de V_{in} , o diodo D_1 está polarizado diretamente e, portanto, conduzindo corrente. Já 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 seu pico V_p . Durante o semiciclo positivo de V_{in} , o diodo D_1 está em corte e o diodo D_2 está conduzindo, 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 $2V_p$ para a carga (Zhang J., 2013).

Na prática, a condução dos diodos ocorre somente após o nível da tensão de entrada atingir um valor suficiente para romper a barreira de potencial de sua junção. Os diodos convencionais de aplicação em eletrônica, como os diodos de silício, apresentam tensão de barreira por volta de 0,7 V e não são recomendados para aplicação em altas frequências, por não possuir “agilidade” suficiente para entrar em corte. Assim, para operação em RF, aplicam-se diodos Schottky, que apresentam tensão de barreira e tempo de chaveamento menores que os diodos convencionais (Pereira, 2014).

Com o intuito de comparar as configurações de circuito retificador apresentadas na Figura 4.1, esses circuitos foram simulados utilizando o software Multisim®. A Figura 4.2 apresenta as formas de onda obtidas.

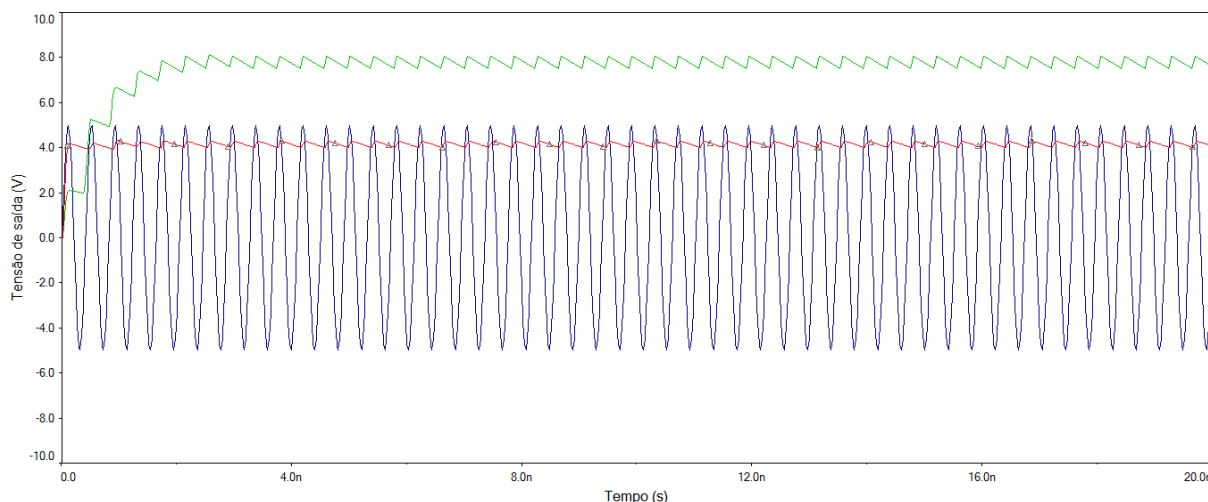


Figura 4.2 - Formas de onda da simulação das topologias dos circuitos retificadores no Multisim®.

Pode-se verificar que a saída do circuito dobrador apresenta valor de tensão de saída RMS de aproximadamente 8,0 V, enquanto o circuito retificador de meia onda apresenta valor de tensão de saída RMS de aproximadamente 4,0 V, para um sinal de entrada de 5,0 V de pico. Como os níveis de potência para realizar o reaproveitamento de energia eletromagnética são muito baixos, visando elevar a tensão de saída do circuito retificador, neste trabalho é utilizada a configuração do circuito retificador de meia onda dobrador de tensão.

4.2. Definição dos componentes

A configuração de circuito retificador de meia onda dobrador de tensão é composta por capacitores, diodos e carga. A definição destes componentes é de suma importância, uma vez que suas características influenciam diretamente as características operacionais do circuito retificador.

Sendo assim, foi realizada uma pesquisa a respeito dos diferentes tipos de diodos Schottky disponíveis no mercado, com o objetivo de selecionar os mais adequados para serem utilizados neste trabalho. É válido ressaltar que os diodos Schottky são componentes de disponibilidade limitada e alto custo no mercado brasileiro (Pereira, 2014). Assim, neste trabalho são empregados os diodos Schottky HSMS 2852 e HSMS 2862 da Avago Technologies® (Avago Technologies, Schottky, 2017), tendo em vista a disponibilidade dos componentes, tanto no Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado

do CEFET/MG, quanto na biblioteca do software ADS® (contendo todas as características físicas e elétricas destes componentes).

A Tabela 4.1 apresenta a tensão de barreira dos diodos Schottky HSMS 2852 e HSMS 2862, enquanto a Figura 4.3 apresenta a configuração interna, os circuitos equivalentes e os parâmetros adotados pelo ADS® para sua simulação. Ambos os diodos são do tipo SMD (*Superficial Mounting Device*), dispoindo de dois diodos conectados em série.

Parâmetro	HSMS 2852	HSMS 2862
V_F (tensão de barreira) em mV	150 a 250	250 a 350

Tabela 4.1 – Tensão de barreira dos diodos Schottky HSMS 2852 e HSMS 2862.

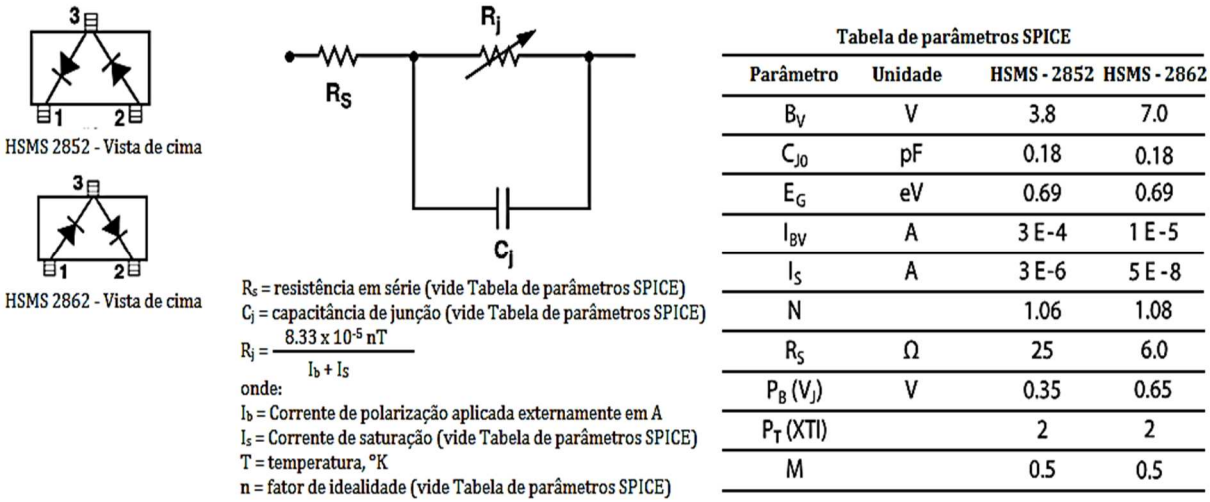


Figura 4.3 - Configuração interna, circuitos equivalentes e seus parâmetros adotados pelo ADS® para simulação dos diodos Schottky HSMS 2852 e HSMS 2862.

Pelo exposto na Tabela 4.1, percebe-se que as tensões de barreira de diodos Schottky são consideravelmente mais baixas que tensões de barreira convencionais de diodos de silício. Este fator é importante quando estes diodos são utilizados em aplicações de sinais de baixo nível, como o reaproveitamento de energia eletromagnética. Conforme ilustra a Figura 4.3, o circuito equivalente dos diodos Schottky tem sua impedância de entrada variável com a potência e a frequência do sinal de entrada. Estas variações são representas pela resistência R_j , variável com a corrente I_b , e pela capacitância de junção C_j , variável com a frequência do sinal de alimentação, respectivamente. Assim, em aplicações em que o sinal de entrada do circuito retificador não apresenta valores constantes de frequência e potência, como o reaproveitamento de energia

eletromagnética, o controle da impedância de entrada do circuito retificador se torna um processo complexo.

Um dos pontos mais importantes no projeto do circuito retificador é a definição da carga a ser alimentada. Como neste trabalho o objetivo é realizar um estudo investigativo do comportamento do circuito retificador, independente da carga alimentada, esta é definida como sendo de $50\ \Omega$, pelo fato do Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado do CEFET/MG possuir uma carga padrão com esse valor de impedância.

Após escolha dos diodos e da carga, são projetados os capacitores. Como a frequência do sinal de entrada do circuito retificador é de 2,45 GHz, o período deste sinal é de aproximadamente 408 ps. Conforme Figura 4.3, o circuito equivalente dos diodos deveria ser levado em consideração para um cálculo mais preciso da constante RC do circuito retificador. Porém, neste trabalho, o cálculo da constante RC foi simplificado utilizando-se apenas os componentes externos ao circuito do diodo. Uma vez que a resistência de carga é definida como $R_L = 50\ \Omega$, é necessária a utilização de capacitores de pelo menos 10 pF. Assim, para garantir o amortecimento do sinal retificado são escolhidos os capacitores de 100 pF da Murata® (Murata, 2017), da série GRM, cujo encapsulamento SMD é 0805 e o coeficiente térmico é C0G, apresentando “SC_MRT_MC_GRM40C0G050_J” como nome na biblioteca do ADS®. Estes capacitores foram definidos tendo em vista que são componentes disponíveis no Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado do CEFET/MG e que possuem modelo físico e elétrico na biblioteca do software ADS®.

Na aplicação da *rectenna* para reaproveitamento de energia eletromagnética, deve-se levar em consideração que a fonte de sinais é um roteador de sinais que transmite a forma de onda apresentada na Figura 3.24. Sendo assim, o circuito retificador deve ser capaz de amortecer o sinal de saída enquanto o sinal de entrada estiver desativado. Como a carga é definida $R_L = 50\ \Omega$, seriam necessários capacitores de aproximadamente 800 μF , capazes de operar em alta frequência, já que além da variação na frequência do trem de pulsos, existe a oscilação do próprio sinal em 2,45 GHz. Porém, neste trabalho, foram escolhidos os capacitores de 100 μF da TDK® (TDK Corporation, 2017), da série C4532, cujo encapsulamento SMD é 1812 e o coeficiente térmico é X5R, apresentando “TDK_C4532X5R” como nome na biblioteca do ADS®. Essa escolha se deve ao fato de que estes são os capacitores cerâmicos de mais alta capacitância que o fabricante disponibiliza.

4.3. Projeto dos circuitos retificadores

Após a definição dos componentes, foi realizado o projeto do circuito retificador, considerando a dependência da impedância de entrada dos circuitos retificadores com a frequência e a potência, utilizando os modos de simulação *Harmonic Balance* (HB) e *Large-Signal S-Parameter* (LSSP) do ADS®. Estes modos são indicados pela Keysight® para simulação e análise de potência em circuitos analógicos não-lineares operando em RF e simulação e análise de impedância com controle de potência, respectivamente (Agilent Technologies, 2006). A influência da variação da impedância com a potência e a frequência do sinal de entrada, bem como a indicação dos modos de simulação, são apresentados nos trabalhos de (Zhang J. , 2013) e (Pinuela, 2013).

Para o projeto do circuito retificador, neste trabalho, são definidas a frequência do sinal de entrada $f = 2,45$ GHz e a potência de entrada $P_{in} = -10$ dBm (0,1 mW), por ser esse um valor da ordem das potências obtidas nos testes de reaproveitamento de energia eletromagnética, conforme apresentado na Figura 3.26. Estes valores de frequência e de potência são apenas uma referência para simulação, uma vez que a potência captada pelas antenas varia a cada instante e que o roteador transmite potência em um canal composto por diversas frequências. Esta variação no sinal captado pelas antenas receptoras faz com que a impedância de entrada do circuito retificador seja de difícil controle. Apesar desta dificuldade, neste trabalho, utiliza-se a técnica de *stub* simples em aberto para melhorar o casamento de impedâncias.

Devido à complexidade para controle de impedância dos circuitos retificadores, estes são projetados apenas para o substrato FR-4, uma vez que o substrato Rogers RT/Duroid® 5880 possui custo elevado e é de difícil aquisição no Brasil e foi necessária a construção de muitos protótipos.

A Figura 4.4 apresenta a geometria e as dimensões adotadas neste trabalho para o circuito retificador dobrador de tensão. A dimensão “dist” é igual a 1 mm e a 3 mm, para capacitores de 100 pF e 100 μ F, respectivamente.

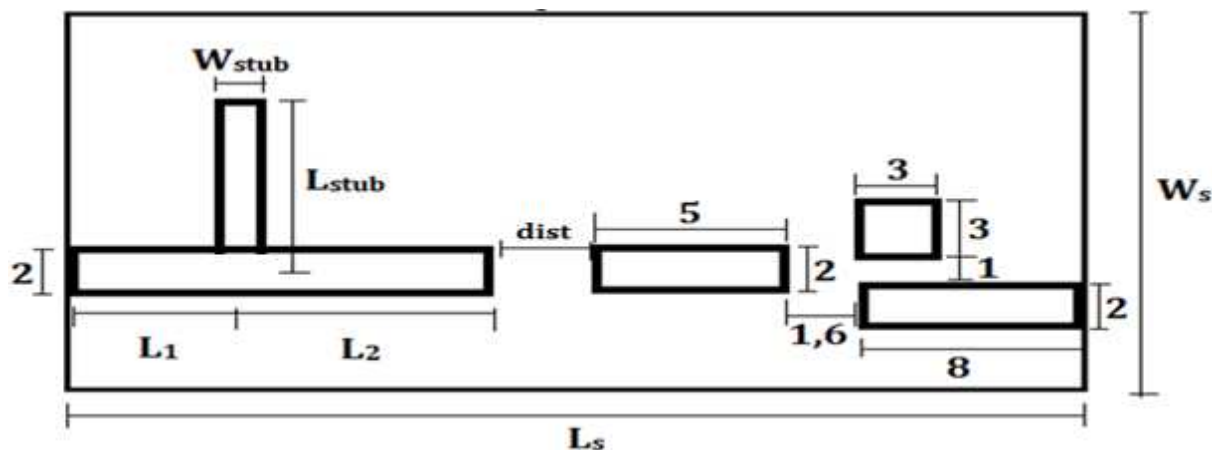


Figura 4.4 - Geometria e dimensões adotadas (em mm) para os circuitos dobradores de tensão.

Para efetuar o projeto do circuito retificador composto pelos diodos HSMS 2852 e HSMS 2862 foi utilizado o modo de simulação LSSP do software ADS® para determinação da impedância do circuito. A Figura 4.5 apresenta o esquemático utilizado para o projeto do circuito retificador dobrador de tensão com o diodo HSMS 2852 e o capacitor de 100 pF. Ressalta-se que o esquemático do projeto utilizando o diodo HSMS 2862 e/ou o capacitor de 100 μ F diferencia-se apenas pelo diodo ou capacitor utilizado. A Tabela 4.2 apresenta as dimensões iniciais adotadas para os retificadores com o diodo HSMS 2852 e com o diodo HSMS 2862, para ambos os capacitores.

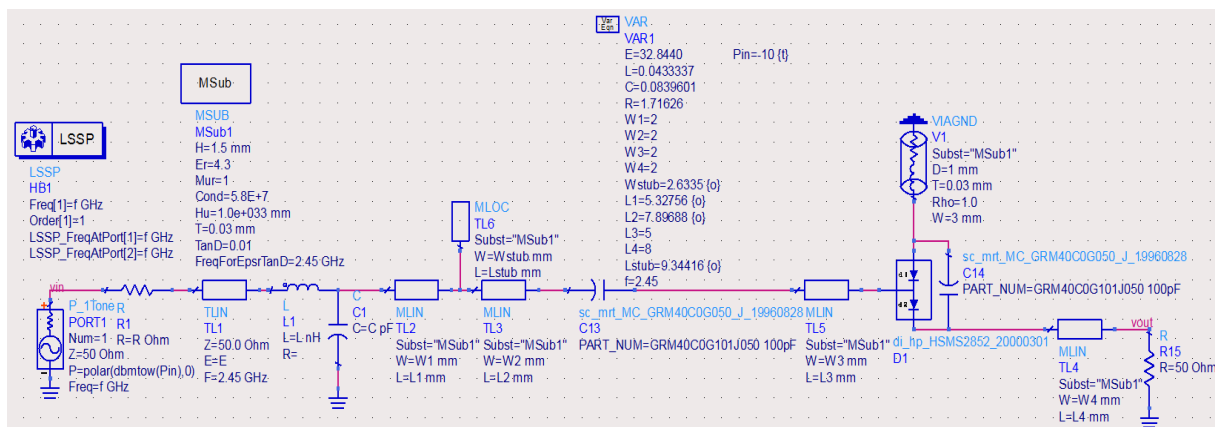


Figura 4.5 - Esquemático utilizado para projeto do circuito retificador dobrador de tensão utilizando o diodo HSMS 2852 e o modo de simulação LSSP.

Parâmetro	2852 – 100 pF (em mm)	2852 – 100 μ F (em mm)	2862 – 100 pF (em mm)	2862 – 100 μ F (em mm)
L ₁	10	10	10	10
L ₂	10	10	10	10
W _{stub}	2	2	2	2
L _{stub}	10	10	10	10

Tabela 4.2 - Parâmetros iniciais adotados para os retificadores dobradores de tensão utilizando os diodos Schottky HSMS 2852 e HSMS 2862 e os capacitores de 100 pF e 100 μ F.

A Figura 4.6 apresenta os resultados simulados obtidos para a impedância dos circuitos retificadores, utilizando as dimensões apresentadas na Tabela 4.2, e o modo de simulação LSSP com potência de entrada -10 dBm, variando a frequência de 2 GHz a 3 GHz.

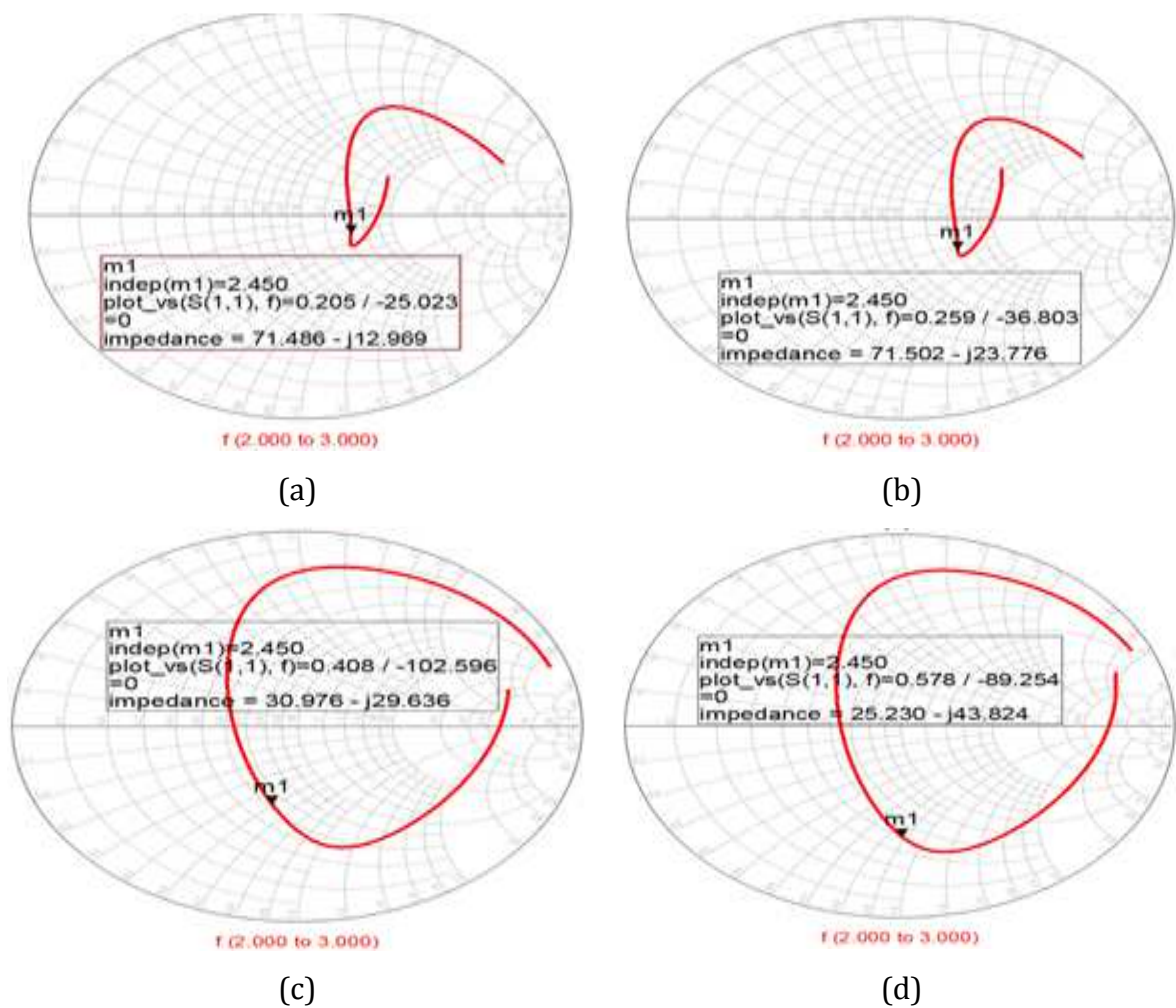


Figura 4.6 - Impedância inicial do circuito retificador utilizando o diodo HSMS 2852 com capacitor de (a) 100 pF e (b) 100 μ F e o diodo HSMS 2862 com capacitor de (c) 100 pF e (d) 100 μ F.

A partir da Figura 4.6 é possível observar que as impedâncias iniciais dos circuitos retificadores se distanciam consideravelmente de $50\ \Omega$ na frequência de 2,45 GHz para a potência de entrada de -10 dBm. Portanto, foi utilizado o módulo Algoritmo Genético disponibilizado pelo software ADS® e o procedimento apresentado em (Baylis, 2007) para otimizar as dimensões L_1 , L_2 , L_{stub} e W_{stub} . O objetivo da otimização foi alcançar impedância de entrada do circuito retificador igual a $50\ \Omega$ na frequência de 2,45 GHz para a potência de entrada de -10 dBm. A Tabela 4.3 apresenta as dimensões otimizadas dos circuitos dobradores de tensão.

Parâmetro	2852 – 100 pF (em mm)	2852 – 100 μF (em mm)	2862 – 100 pF (em mm)	2862 – 100 μF (em mm)
L_1	5,33	5,63	5,58	6,24
L_2	7,90	9,20	8,25	9,33
W_{stub}	2,63	2,06	1,12	2,70
L_{stub}	9,34	10,82	14,41	12,38

Tabela 4.3 - Parâmetros otimizados dos retificadores dobradores de tensão utilizando os diodos Schottky HSMS 2852 e HSMS 2862 e os capacitores de 100 pF e 100 μ F.

A Figura 4.7 apresenta os resultados obtidos para a impedância do circuito retificador após a otimização das dimensões. Ressalta-se que foi utilizado o modo de simulação LSSP com potência de entrada -10 dBm variando-se a frequência de 2 GHz a 3 GHz para geração desses resultados. Por estes resultados é possível observar que as impedâncias otimizadas dos circuitos retificadores são bem próximas de $50\ \Omega$ e que elas variam com a frequência, conforme esperado.

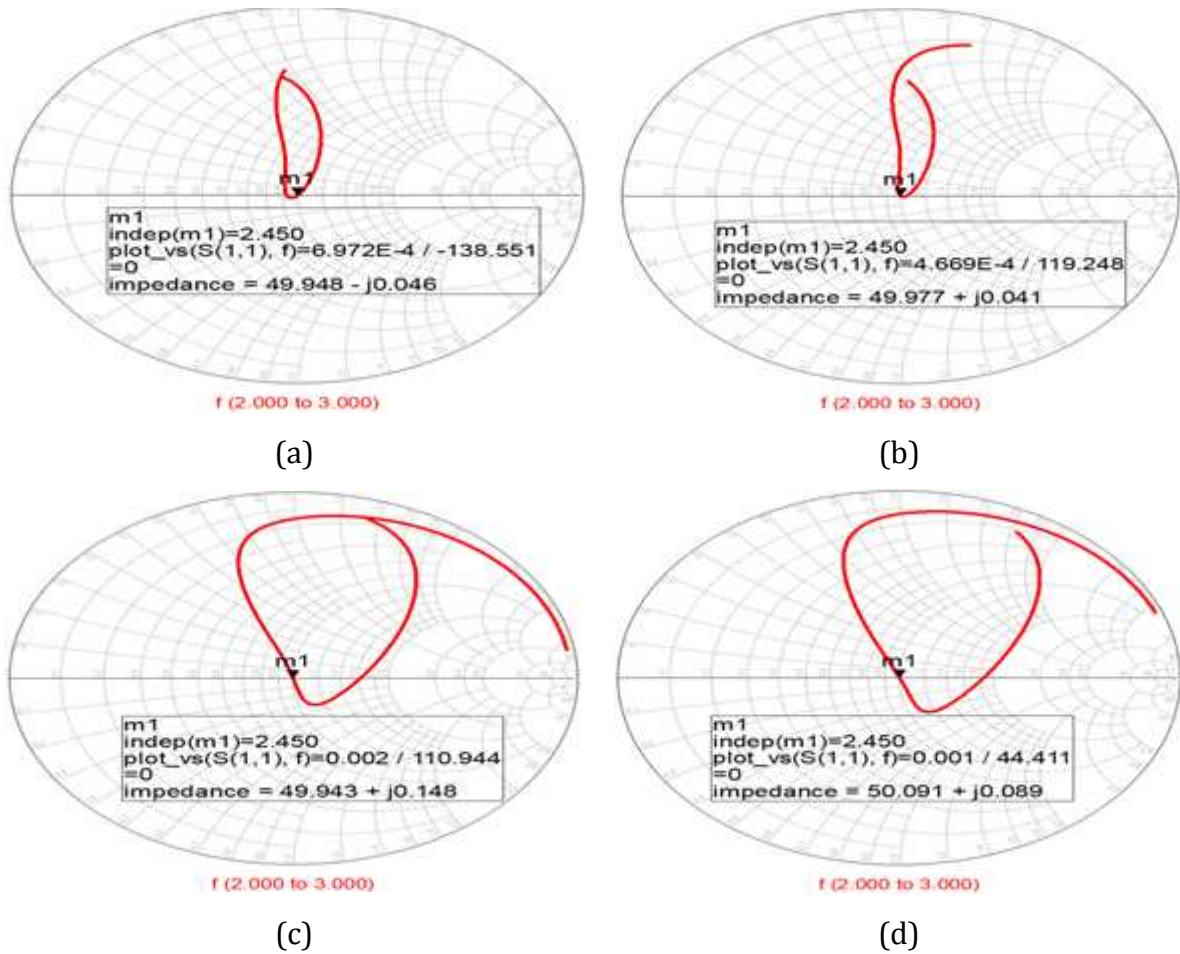


Figura 4.7 - Impedância otimizada do circuito retificador utilizando o diodo HSMS 2852 com capacitor de (a) 100 pF e (b) 100 μ F e o diodo HSMS 2862 com capacitor de (c) 100 pF e (d) 100 μ F.

Para realização dos testes dos circuitos retificadores foi construído um protótipo para cada circuito retificador otimizado, com as dimensões apresentadas na Tabela 4.3, apresentados na Figura 4.8.

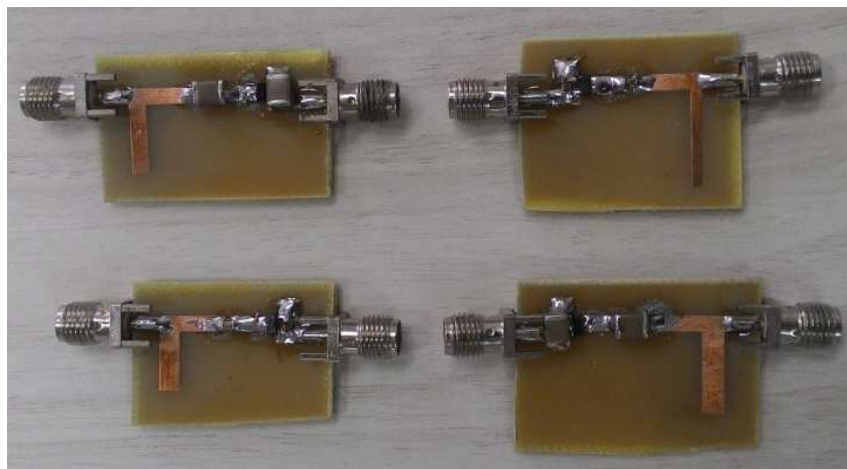


Figura 4.8 - Protótipos construídos dos circuitos retificadores otimizados.

Foram fixadas a frequência do analisador de rede *Keysight®* E5071C e da simulação no ADS® em 2,45 GHz, sendo obtidas as Cartas de Smith de cada protótipo, variando-se a potência de entrada entre -20 dBm e 10 dBm, faixa limite do analisador de rede. A Figura 4.9 apresenta a variação da impedância de entrada simulada, enquanto a Figura 4.10 apresenta a variação medida.

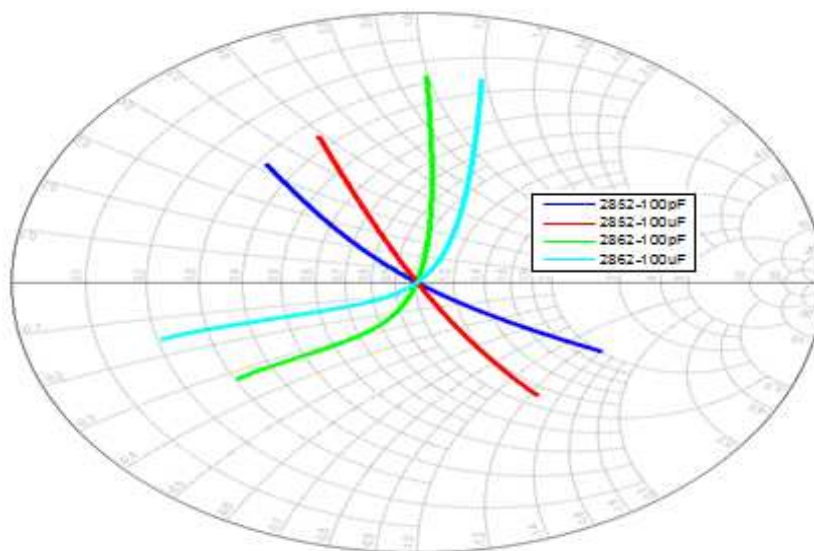


Figura 4.9 - Simulação da impedância de entrada dos circuitos retificadores com a variação da potência de entrada do circuito.

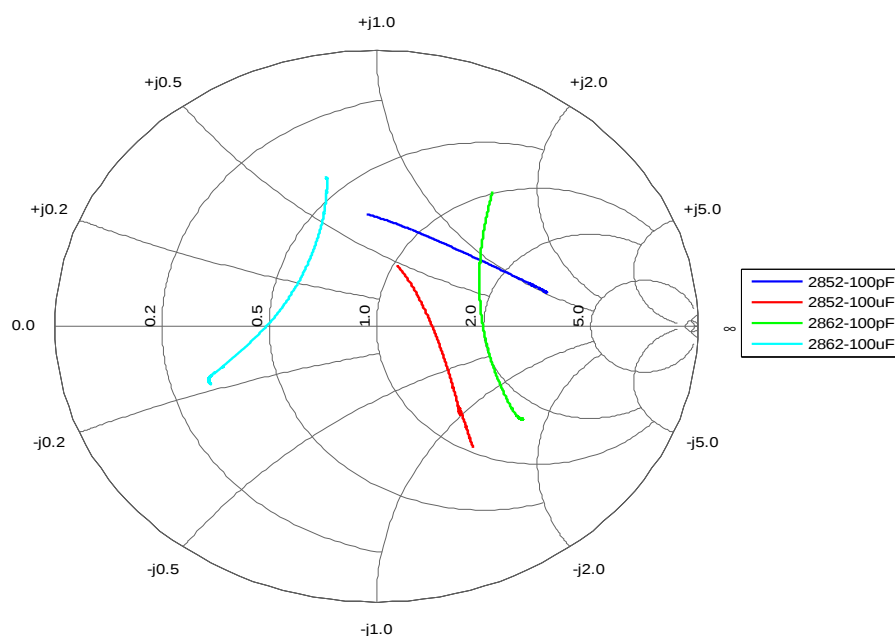


Figura 4.10 - Medição da impedância de entrada dos circuitos retificadores com a variação da potência de entrada do circuito.

É possível observar pela Figura 4.9 e pela Figura 4.10 que a impedância dos retificadores, independente do diodo ou do capacitor utilizado, varia significativamente com a potência, tanto na simulação quanto na medição, conforme esperado. Essa variação da impedância de entrada do circuito retificador com a potência de entrada dificulta significativamente o casamento de impedâncias entre as antenas e os circuitos, uma vez que a potência captada pela antena receptora não é constante. A divergência existente entre o comportamento medido e simulado é justificado pelo processo manual de construção, que não garante a precisão milimétrica alcançada na simulação. Além disto, as aproximações consideradas no Apêndice A e no Apêndice B para os modelos do conector e do material substrato FR-4, respectivamente, também colaboram para as diferenças obtidas.

Na Figura 4.9 é observado que, em todos os casos, para a potência de -10 dBm, a impedância do circuito retificador alcança os 50 Ω , conforme o projeto. Porém, em nenhum dos casos medidos, este valor é alcançado, conforme apresentado na Figura 4.10. Por isso, o comportamento medido do parâmetro S_{11} de cada circuito retificador foi avaliado, buscando o nível de potência do sinal de entrada em que cada circuito construído melhor opera na frequência de 2,45 GHz. Estes comportamentos são apresentados na Figura 4.11, enquanto a Tabela 4.4 apresenta o valor mínimo de S_{11} na frequência de 2,45 GHz de cada retificador e a potência de entrada na qual esse valor foi obtido. A partir dos resultados apresentados na Tabela 4.4 e na Figura 4.11 pode ser observado que as potências nas quais os circuitos retificadores melhor operam são diferentes da potência de projeto (-10 dBm), estando esses valores distantes dos valores operacionais para a *rectenna* operando em reaproveitamento de energia.

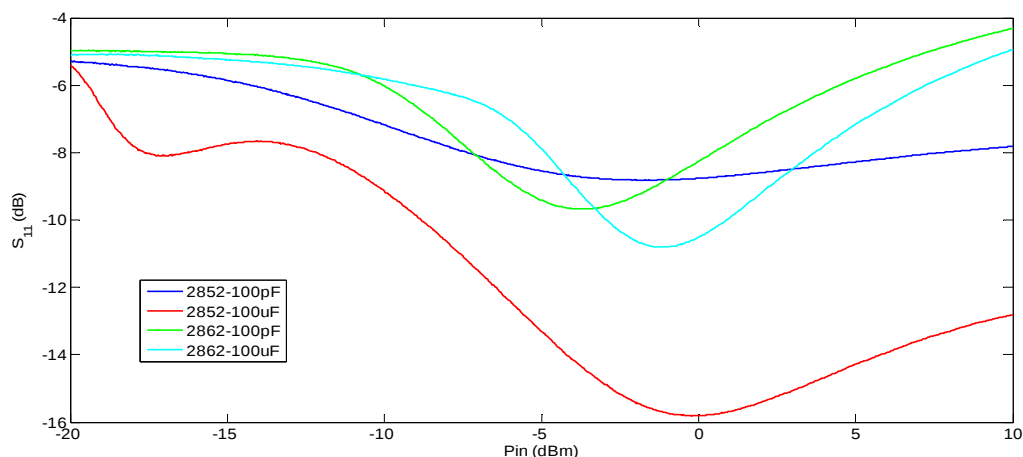


Figura 4.11 - Variação medida do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores com a potência de entrada do circuito.

Parâmetro	2852 – 100 pF	2852 – 100 μ F	2862 – 100 pF	2862 – 100 μ F
S_{11} (dB)	-8,8	-15,77	-9,68	-10,81
P_{in} (dBm)	-1,79	-0,26	-3,74	-1,19

Tabela 4.4 - Valores mínimos medidos de S_{11} e potência de entrada na qual foram obtidos, para cada circuito retificador.

A dependência da impedância com a frequência do sinal de entrada é analisada fixando a potência do analisador de rede *Keysight* E5071C nos valores de potência apresentados na Tabela 4.4 e variando a frequência de 2 GHz a 3 GHz. O mesmo procedimento foi aplicado na simulação do ADS®, para comparação das Cartas de Smith medida e simulada para cada retificador. A Figura 4.12 apresenta os resultados obtidos.

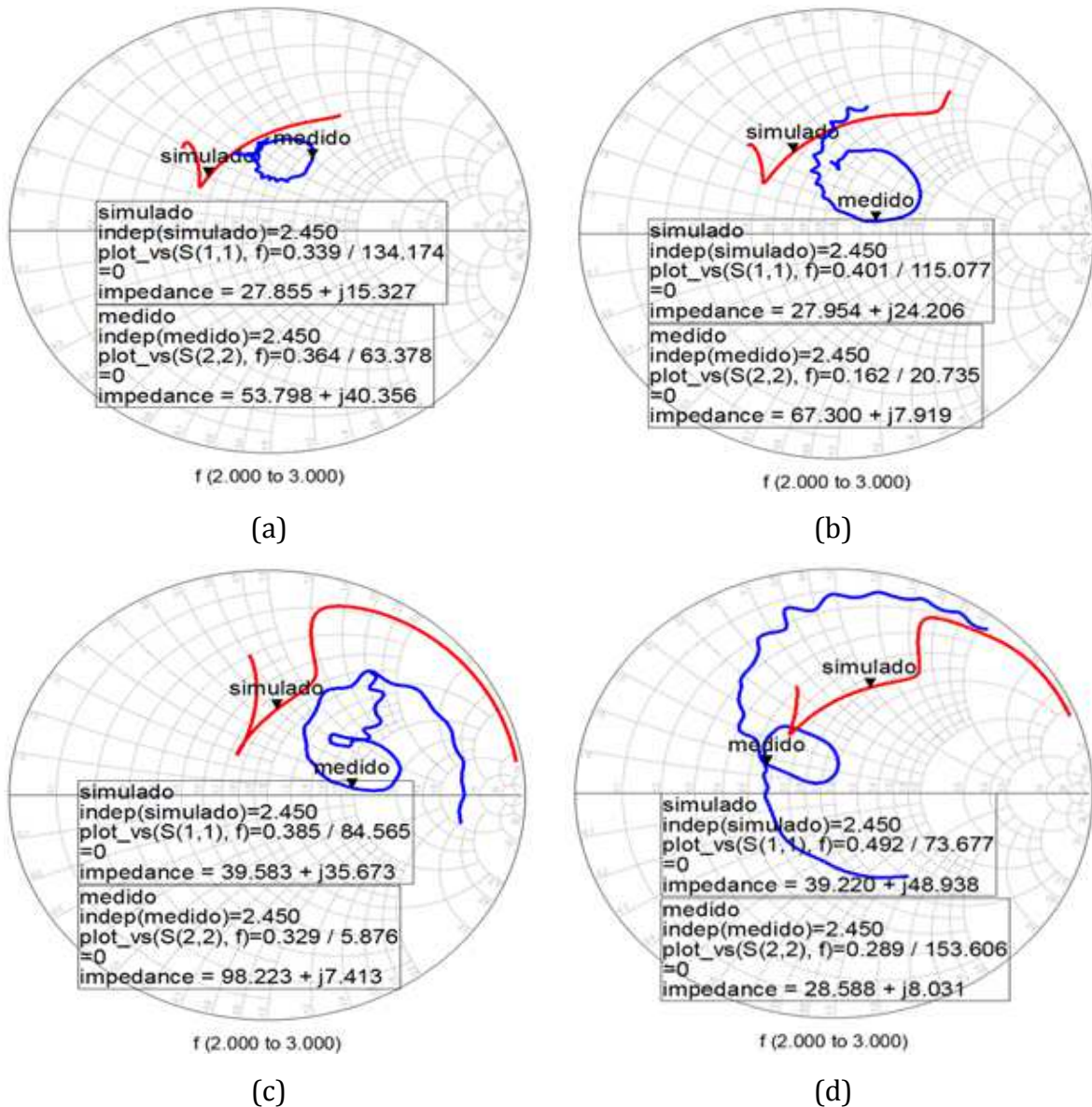


Figura 4.12 - Variação da impedância dos circuitos retificadores com a frequência, usando (a) HSMS 2852 e 100 pF, (b) HSMS 2852 e 100 μ F, (c) HSMS 2862 e 100 pF e (d) HSMS 2862 e 100 μ F.

A partir dos resultados apresentados na Figura 4.9, Figura 4.10 e Figura 4.12 é possível verificar que o projeto e a construção de protótipos que apresentem os mesmos resultados das simulações é um desafio, devido à variação das características de impedância dos circuitos com a potência e a frequência do sinal de entrada. Além disso, as aproximações consideradas no modelo do conector, na determinação das características eletromagnéticas do material da placa, o processo manual de fabricação e a variação existente entre um mesmo componente para outro igual, acarretam em divergências nos resultados medidos.

Por fim, a Tabela 4.5 apresenta os valores de potência de entrada e frequência as quais a impedância de entrada de cada circuito se aproxima de 50Ω .

Retificador	P_{in} (dBm)	Frequência (GHz)	Z_{in} (Ω)
2852 – 100 pF	-7,8	2,683	$50,008 - j0,132$
2852 – 100 μ F	-11,2	2,316	$50,15 + j0,056$
2862 – 100 pF	-7,6	2,530	$49,821 - j0,07$
2862 – 100 μ F	-10,0	2,370	$46,178 - j0,254$

Tabela 4.5 - Potências de entrada e frequências em que se encontrou $Z_{in} \approx 50 \Omega$ para cada retificador.

Analisando os dados apresentados na Tabela 4.5 é possível perceber que os protótipos construídos, apesar das divergências apresentadas com relação ao projeto, apresentam casamento de impedância em potências baixas (próximas ao nível de potência de projeto) e em frequências próximas da frequência de projeto.

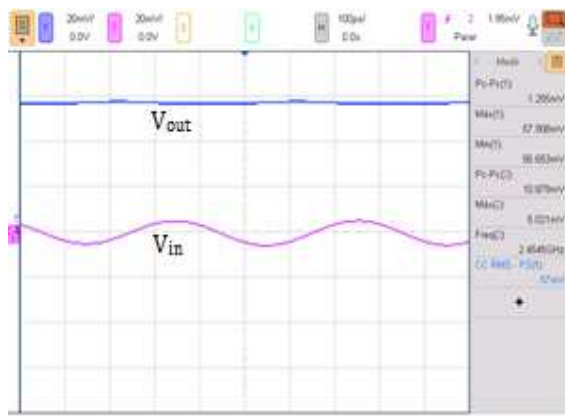
Embora existam diferenças entre os valores medidos e simulados, os retificadores estudados nessa Seção são utilizados na composição das *rectennas* investigadas, com o objetivo de avaliar sua capacidade de transferir potência para a carga.

4.4. Testes de funcionalidade e desempenho

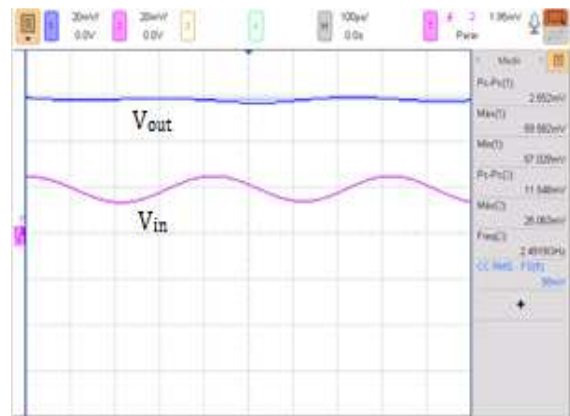
Após a análise realizada e apresentada na Seção 4.3, os protótipos construídos foram utilizados em testes de funcionalidade e de desempenho, para avaliação do comportamento dos circuitos retificadores.

4.4.1. Retificadores com carga $R_L = 50 \Omega$

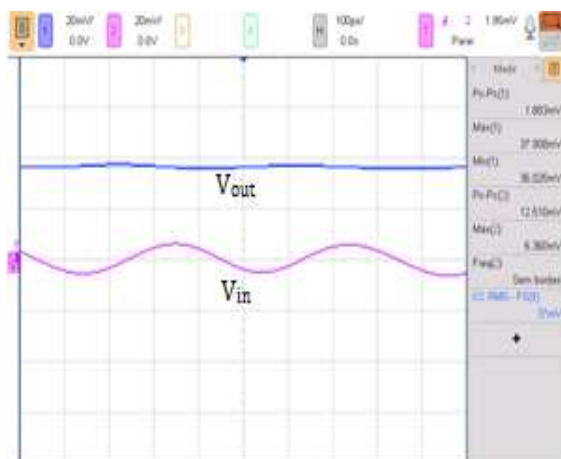
Inicialmente, foi realizada a análise da forma de onda na saída dos circuitos retificadores, utilizando o osciloscópio *Keysight® DSOX6004A* conectado à saída dos circuitos, juntamente com a carga de 50Ω , por meio de um conector T de impedância característica igual a 50Ω . É válido ressaltar que este teste inicial é estritamente qualitativo, analisando-se apenas a forma de onda do sinal de saída. O gerador de sinais foi ajustado para a frequência de 2,45 GHz e potência de saída em 0 dBm (1 mW), ligado diretamente aos circuitos retificadores. A Figura 4.13 apresenta os resultados obtidos. É possível perceber que os circuitos retificadores projetados e construídos operam da maneira correta, convertendo o sinal de entrada, que possui frequência de 2,45 GHz, em um sinal de corrente contínua na saída.



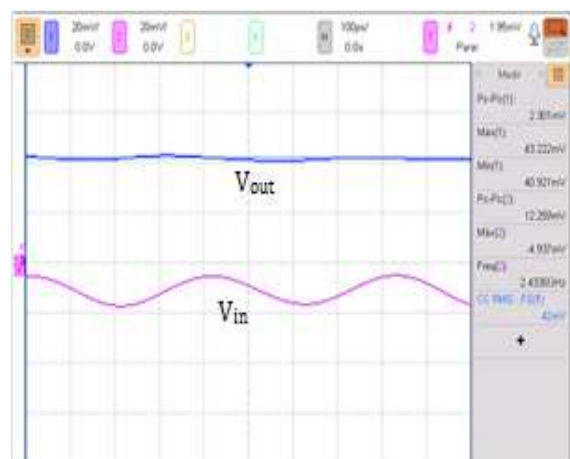
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.13 - Formas de onda na saída dos circuitos retificadores alimentados pelo gerador de sinais com potência de entrada de 0 dBm, para os circuitos construídos com (a) HSMS 2852 e 100 pF, (b) HSMS 2852 e 100 μ F, (c) HSMS 2862 e 100 pF e (d) HSMS 2862 e 100 μ F.

Após a análise da forma de onda na saída dos circuitos retificadores, foi realizada a análise de potência e eficiência dos circuitos. Os circuitos retificadores foram conectados ao gerador de sinais com frequência fixada de 2,45 GHz, variando-se a potência fornecida de -30 dBm à 26 dBm (0,001 mW à 398 mW), faixa limite do gerador de sinais. A tensão de saída dos circuitos foi medida e, a partir desta, foram calculadas a potência de saída e a eficiência do circuito. A Figura 4.14 e a Figura 4.15 apresentam a variação da potência de saída e da eficiência com a potência de entrada, respectivamente.

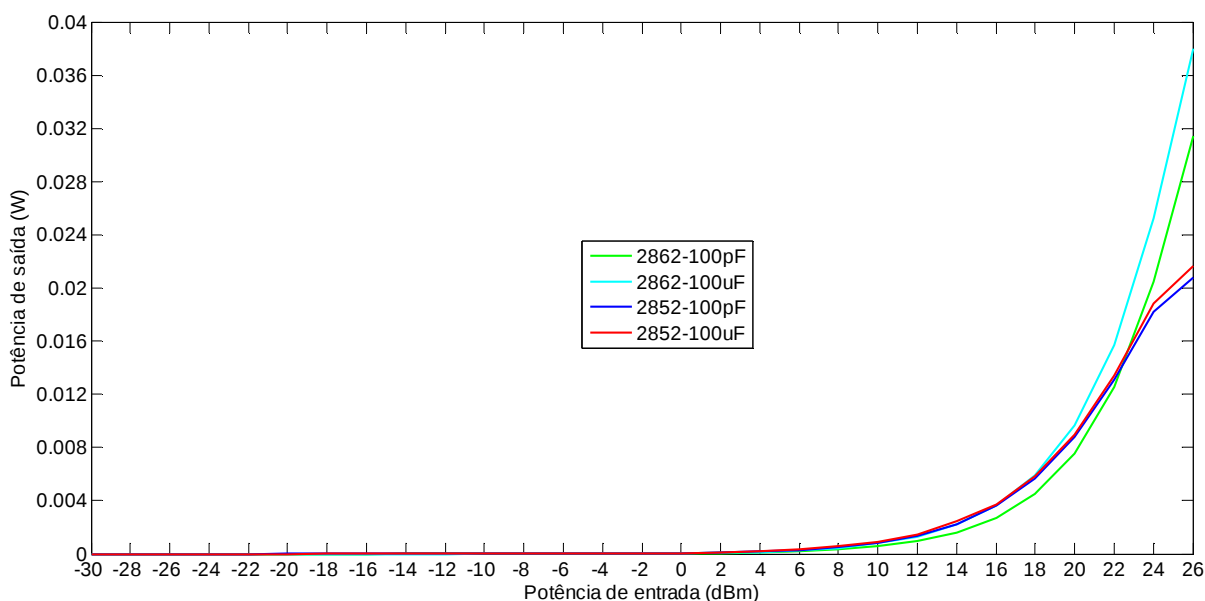


Figura 4.14 - Variação da potência de saída com a potência de entrada para os circuitos retificadores com carga de 50 Ω .

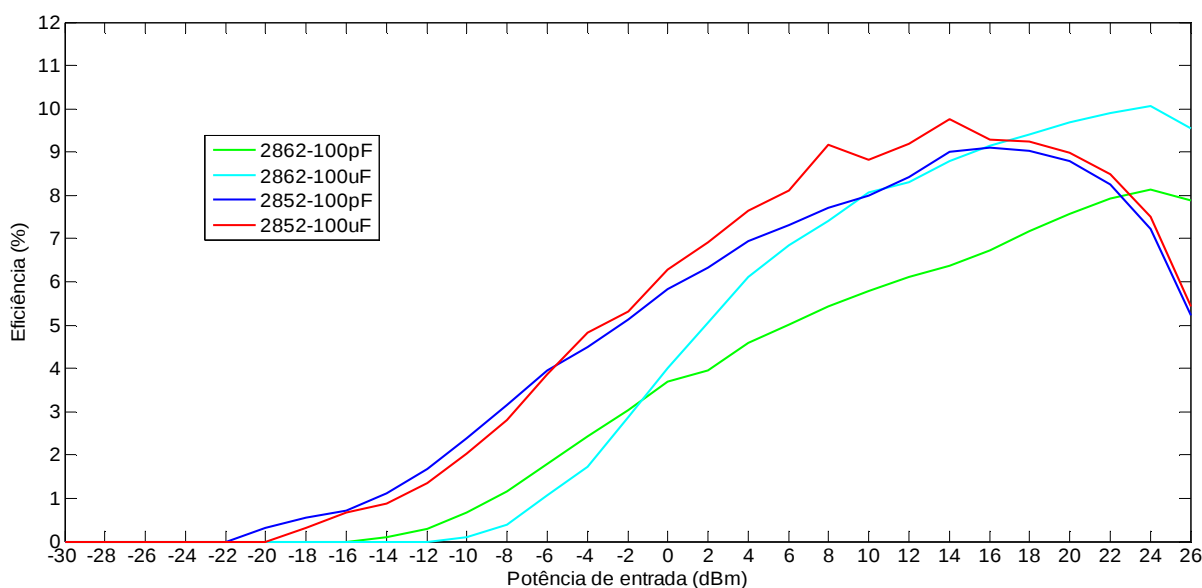


Figura 4.15 - Variação da eficiência com a potência de entrada para os circuitos retificadores com carga de 50 Ω .

A partir dos resultados apresentados na Figura 4.14 e na Figura 4.15 é possível observar que a máxima potência de saída, bem como a maior eficiência dos circuitos, não ocorre nas potências de entrada cujo parâmetro S_{11} é mínimo para a frequência de 2,45 GHz (vide Tabela 4.4). Os circuitos construídos apresentam como eficiência máxima um valor próximo a 10% no circuito com diodo HSMS 2862 e capacitor de 100 μ F, para uma potência de entrada de 24 dBm, enquanto a potência máxima obtida na saída foi de aproximadamente 37 mW para o mesmo circuito retificador. Para potências de entrada abaixo de 0 dBm, que são níveis de potência operacionais em reaproveitamento de energia, a máxima eficiência alcançada foi cerca de 6% no circuito com diodo HSMS 2852 e capacitor de 100 μ F.

4.4.2. Retificadores com cargas diferentes

Na Seção 4.2 foram apresentados resultados confirmando que a impedância de entrada do circuito retificador varia com a potência e a frequência do sinal de entrada. Esta variação foi levada em consideração no projeto dos circuitos retificadores expostos na Seção 4.3 e 4.4.1, porém, para a carga de 50 Ω , nenhum dos circuitos construídos apresentou o valor de impedância imposto no projeto. Assim, os protótipos dos circuitos retificadores foram utilizados para investigação da influência da variação de carga no comportamento do circuito. A influência desta alteração foi avaliada mudando o valor da carga de 50 Ω para cargas resistivas de $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, e também, para cargas contendo 1, 2 e 3 LEDs brancos de alto brilho de 0,5 W (Lucky Light Electronics, 2017). Para o caso de 2 e 3 LEDs, estes foram conectados em paralelo. A Figura 4.16 apresenta a variação da impedância de entrada dos circuitos retificadores com a potência de entrada para cada uma das cargas conectadas na saída. A partir desses resultados é possível concluir que alterações na carga dos circuitos retificadores implicam em variações significativas na impedância do circuito retificador. Este, portanto, se torna mais um fator complicador no controle de impedância de entrada dos circuitos. Da Figura 4.17 a Figura 4.21 são apresentadas as variações do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores para cada uma das cargas analisadas.

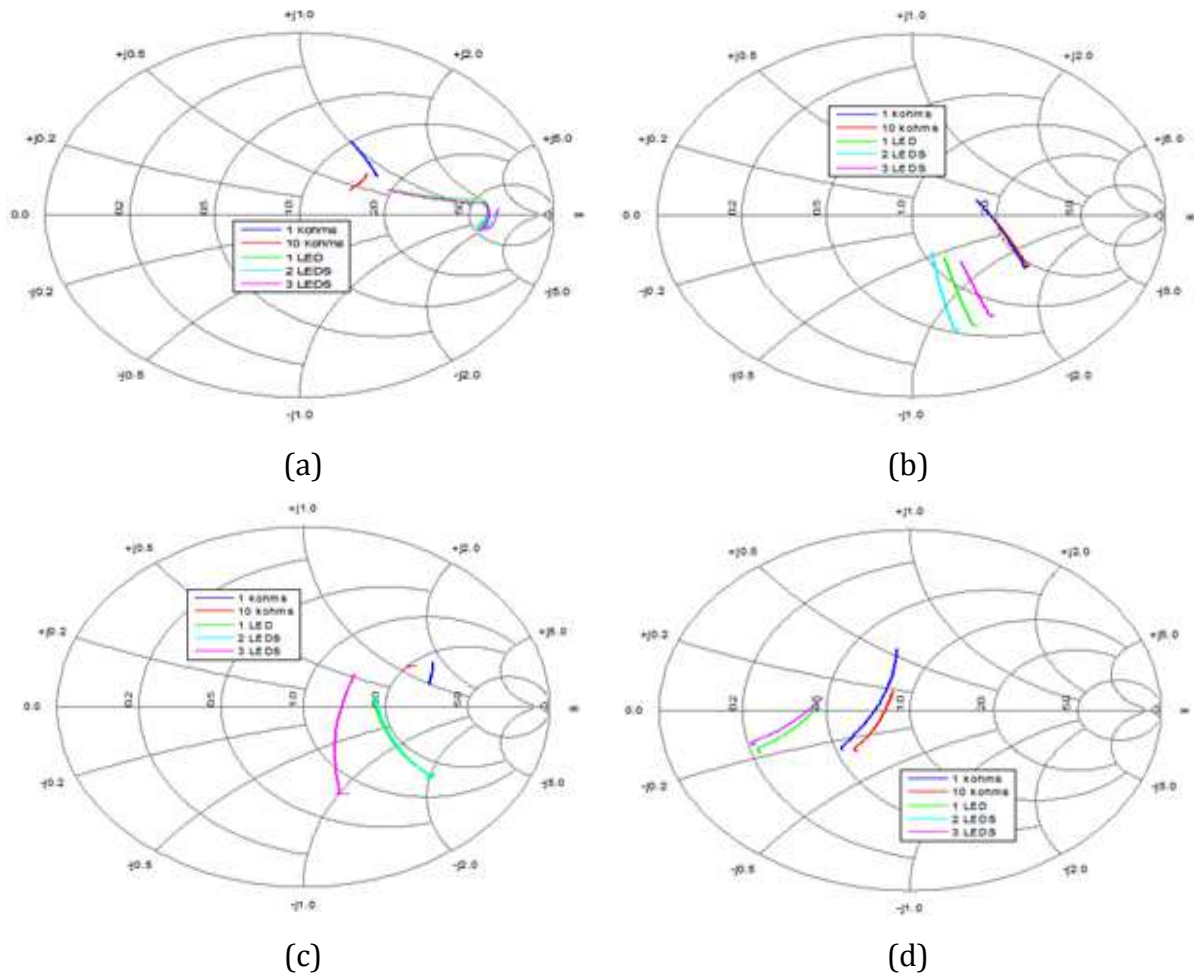


Figura 4.16 - Variação da impedância de entrada com a potência para diversas cargas do circuito retificador construído com (a) HSMS 2852 e 100 pF, (b) HSMS 2852 e 100 μ F, (c) HSMS 2862 e 100 pF e (d) HSMS 2862 e 100 μ F.

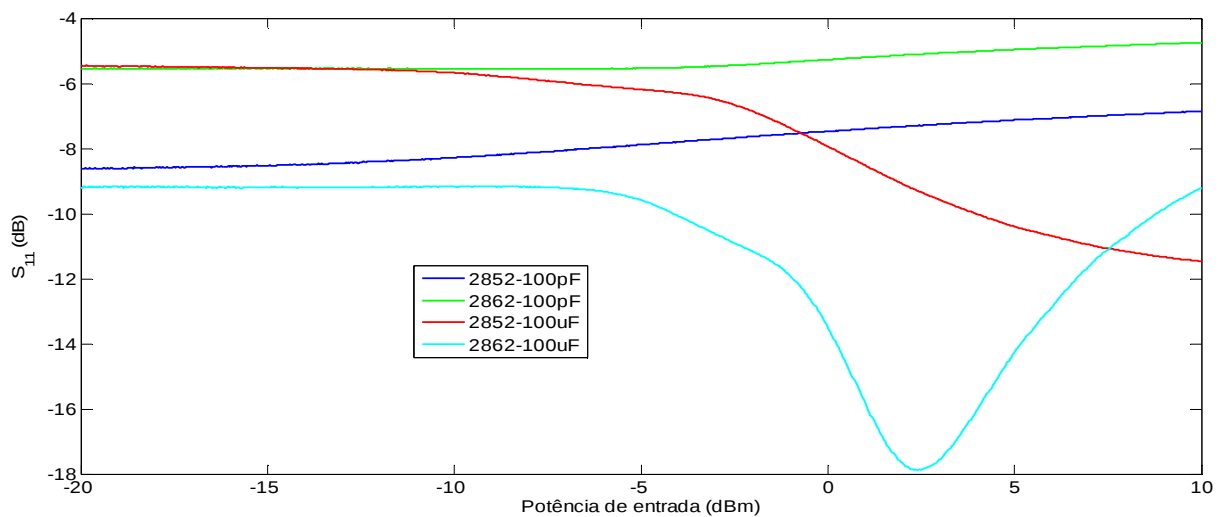


Figura 4.17 - Variação do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores com a potência de entrada, para a carga de $R_L = 1 \text{ k}\Omega$.

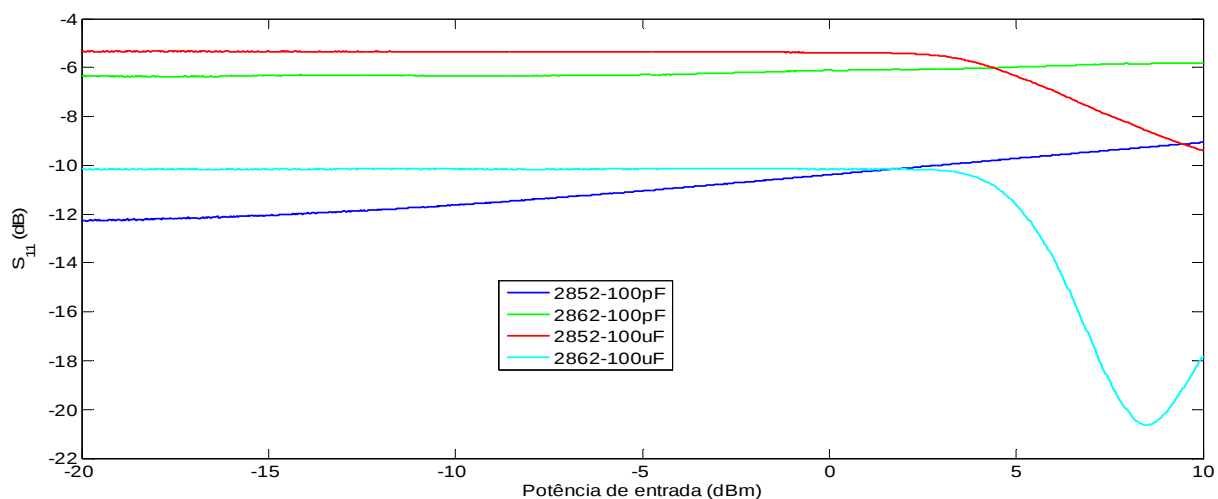


Figura 4.18 - Variação do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores com a potência de entrada, para a carga de $R_L = 10\text{ k}\Omega$.

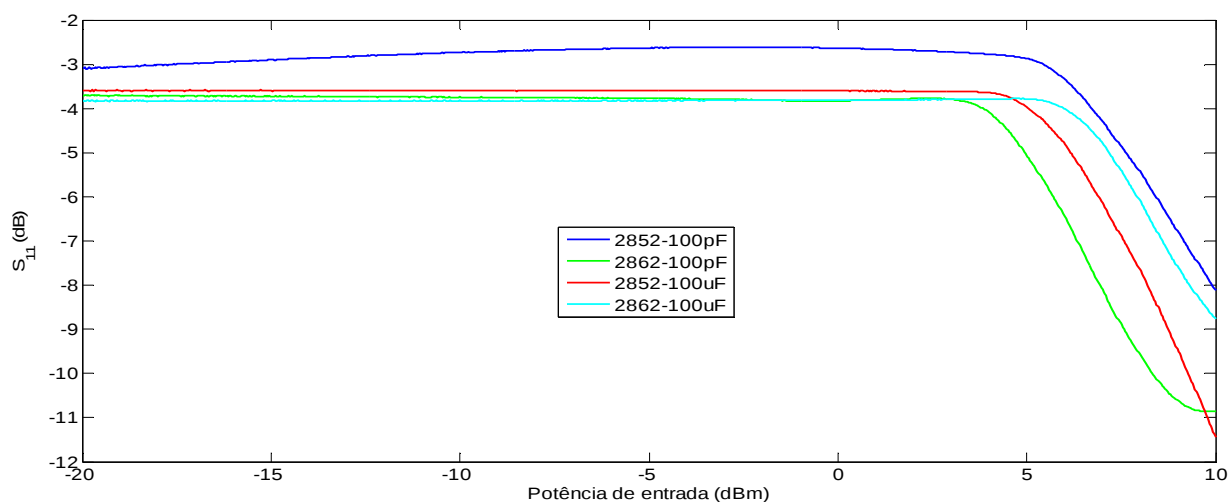


Figura 4.19 - Variação do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores com a potência de entrada, para a carga de 1 LED.

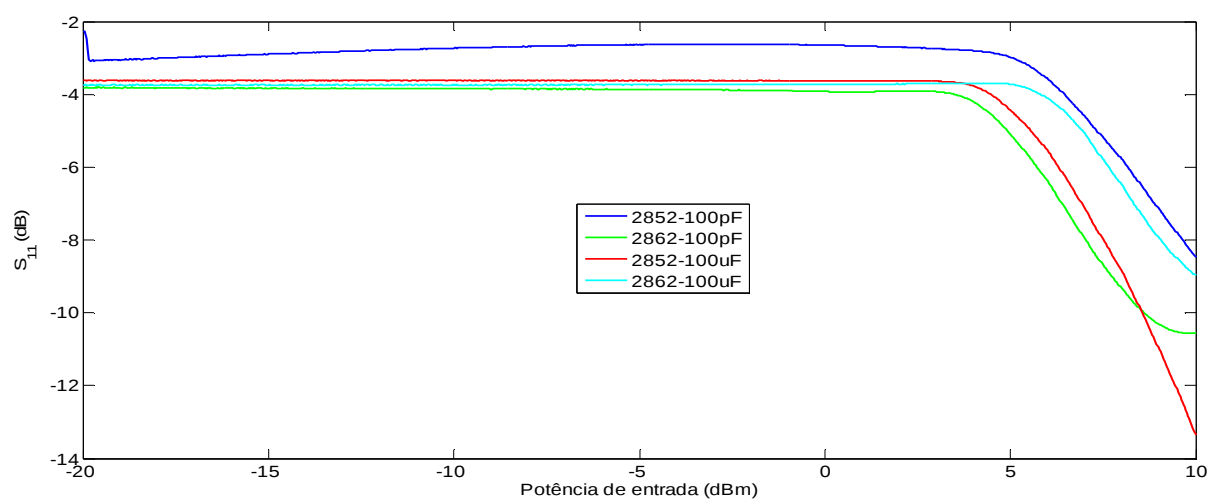


Figura 4.20 - Variação do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores com a potência de entrada, para a carga de 2 LEDs.

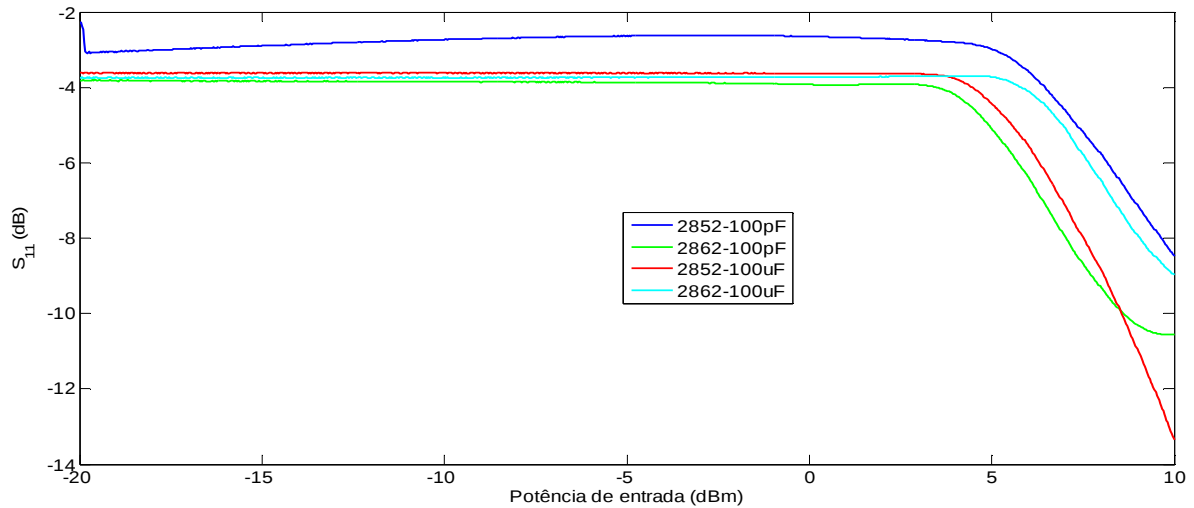


Figura 4.21 - Variação do parâmetro S_{11} dos circuitos retificadores com a potência de entrada, para a carga de 3 LEDs.

É possível perceber que o aumento na carga resistiva para $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ fez com que os circuitos, constituídos pelo diodo HSMS 2862 e capacitor de $100 \mu\text{F}$, e pelo diodo HSMS 2852 e capacitor de 100 pF , se tornassem operacionais ($S_{11} < -10 \text{ dB}$) para níveis de potências menores que 0 dBm , que é a faixa de potência de possível operação da *rectenna*. Além disso, é observado que os circuitos se tornam operacionais, para cargas de LED, apenas em potências maiores que em torno de 6 dBm .

Após a análise de impedâncias e parâmetros S_{11} dos circuitos retificadores com diferentes cargas, foi avaliado o comportamento da potência de saída e da eficiência. Os circuitos retificadores foram conectados ao gerador de sinais, com frequência fixada em $2,45 \text{ GHz}$, e potência variável entre -30 dBm e 26 dBm , faixa limite do gerador de sinais. Foi medida a tensão de saída dos circuitos, para as cargas $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_L = 10 \text{ k}\Omega$. A partir dos valores de tensão medidos, foram calculadas a potência de saída e a eficiência de cada circuito. As Figura 4.22 e Figura 4.23 apresentam os resultados obtidos com a carga $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, enquanto as Figura 4.24 e Figura 4.25 apresentam os resultados obtidos com a carga $R_L = 10 \text{ k}\Omega$.

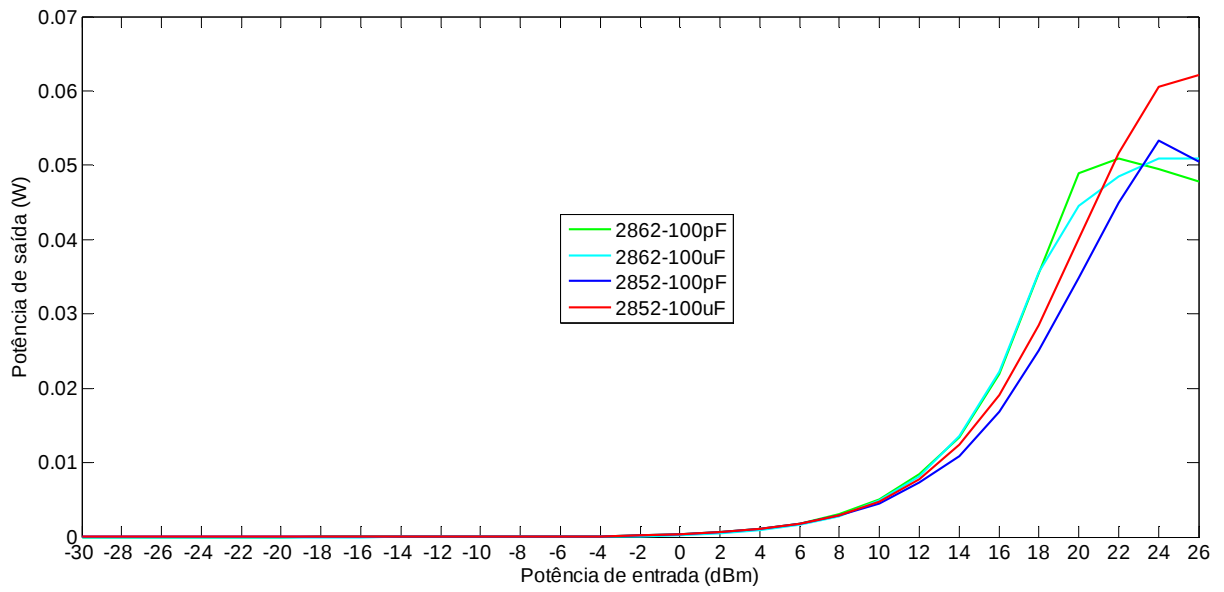


Figura 4.22 - Variação da potência de saída com a potência de entrada dos circuitos retificadores com carga de 1 k Ω .

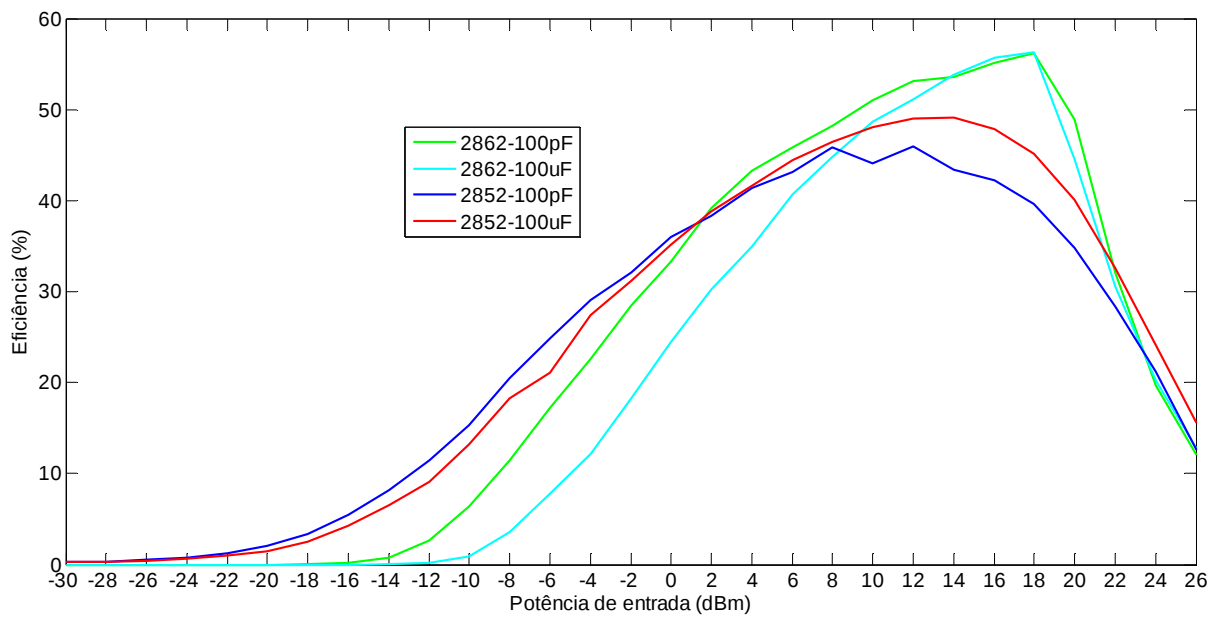


Figura 4.23 - Variação da eficiência com a potência de entrada dos circuitos retificadores com carga de 1 k Ω .

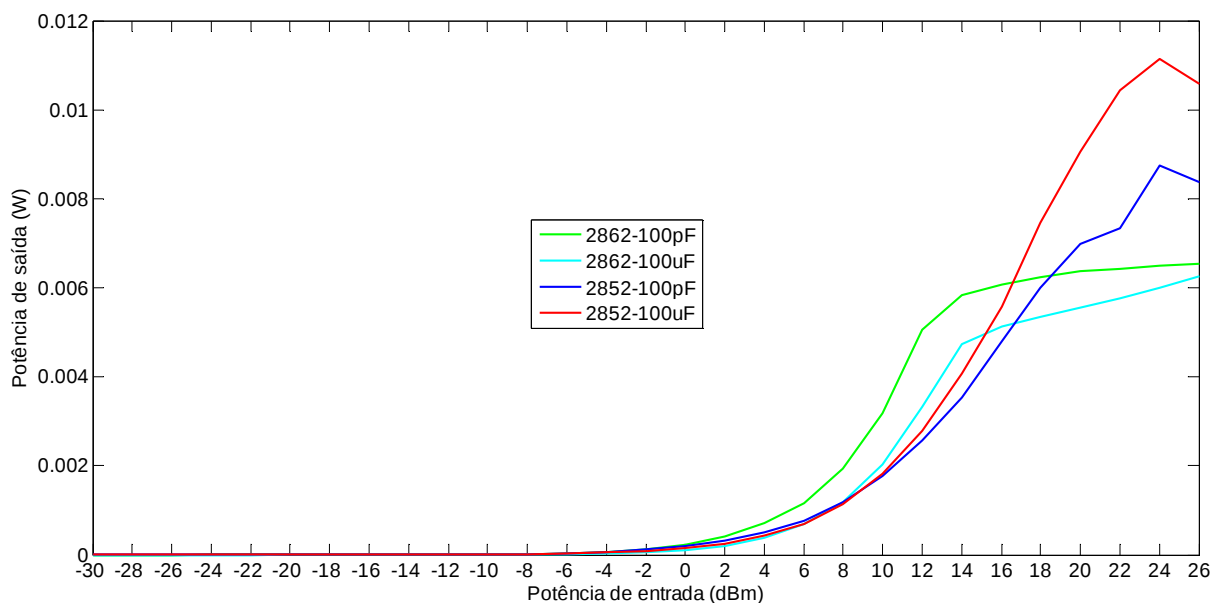


Figura 4.24 - Variação da potência de saída com a potência de entrada dos circuitos retificadores com carga de 10 k Ω .

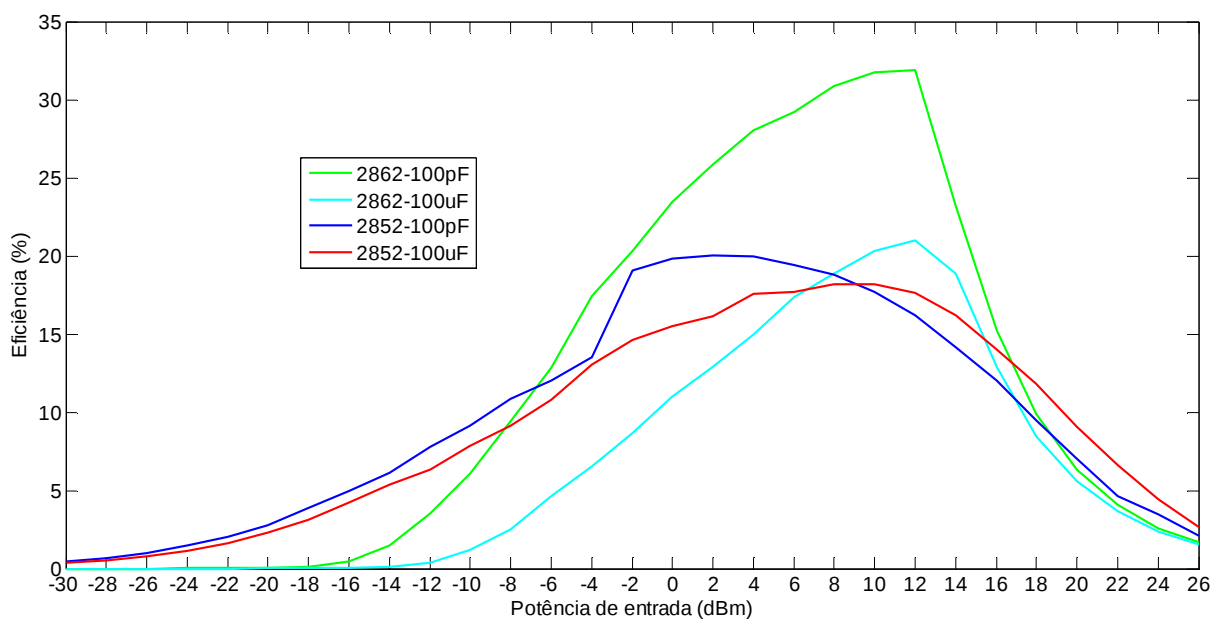


Figura 4.25 - Variação da eficiência com a potência de entrada dos circuitos retificadores com carga de 10 k Ω .

A partir dos resultados apresentados nas Figura 4.22 a Figura 4.25 é possível observar que a variação da carga resistiva, conectada aos circuitos retificadores, alterou as potências de saídas destes circuitos, bem como suas eficiências. O valor máximo de eficiência obtido foi próximo de 56%, para o circuito construído com diodo HSMS 2862 e capacitor de 100 μ F, com potência de entrada de 18 dBm e carga de 1 k Ω . Já o valor de maior potência de saída obtido foi de 62 mW, para o circuito construído com diodo HSMS

2852 e capacitor de 100 μF , com potência de entrada de 26 dBm e carga de 1 k Ω . Em potências abaixo de 0 dBm, a maior eficiência alcançada foi cerca de 36% para o circuito construído com diodo HSMS 2852 e capacitor de 100 μF , com carga de 1 k Ω .

Para análise dos circuitos retificadores com cargas de LED, foi utilizado o luxímetro Politerm® POL-10 (Politerm, 2017), para medição da variação da iluminância da carga com a potência de entrada do circuito retificador. A Figura 4.26 apresenta esta análise para 1 LED, enquanto a Figura 4.27 apresenta esta análise para 2 LEDs e a Figura 4.28 para 3 LEDs.

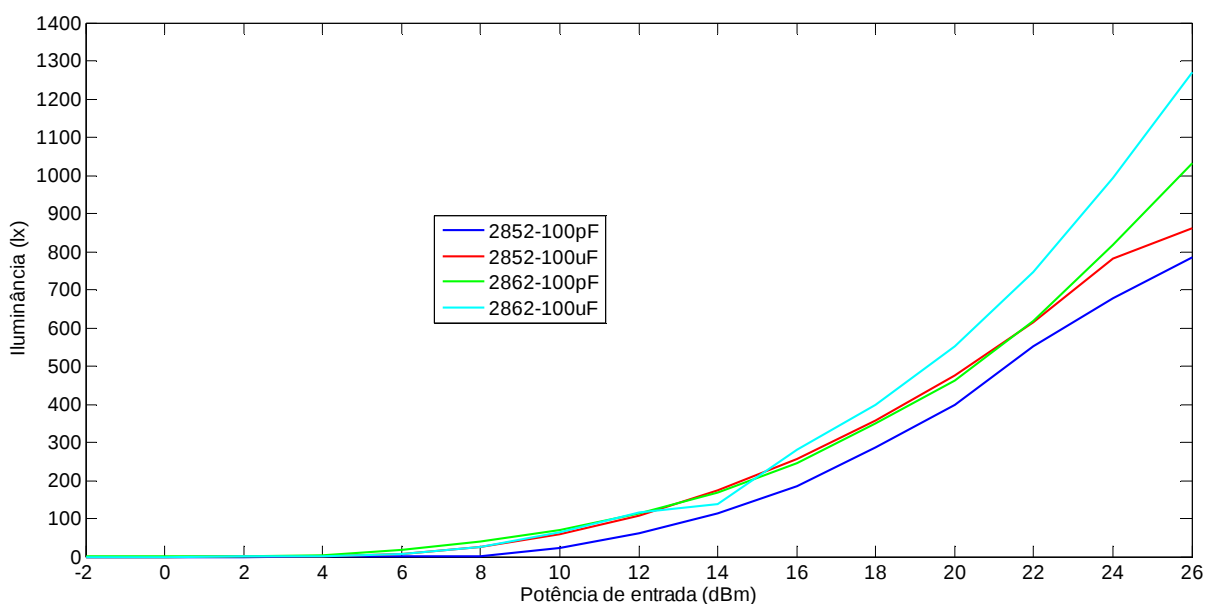


Figura 4.26 - Variação da iluminância de 1 LED com a potência de entrada dos circuitos retificadores.

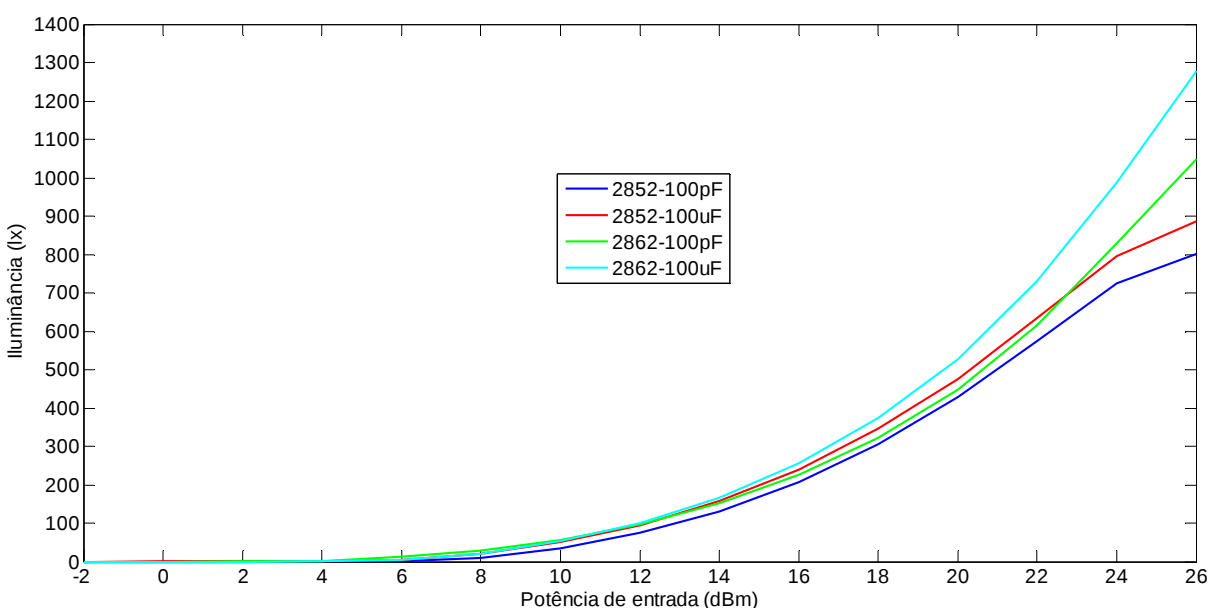


Figura 4.27 - Variação da iluminância de 2 LEDs com a potência de entrada dos circuitos retificadores.

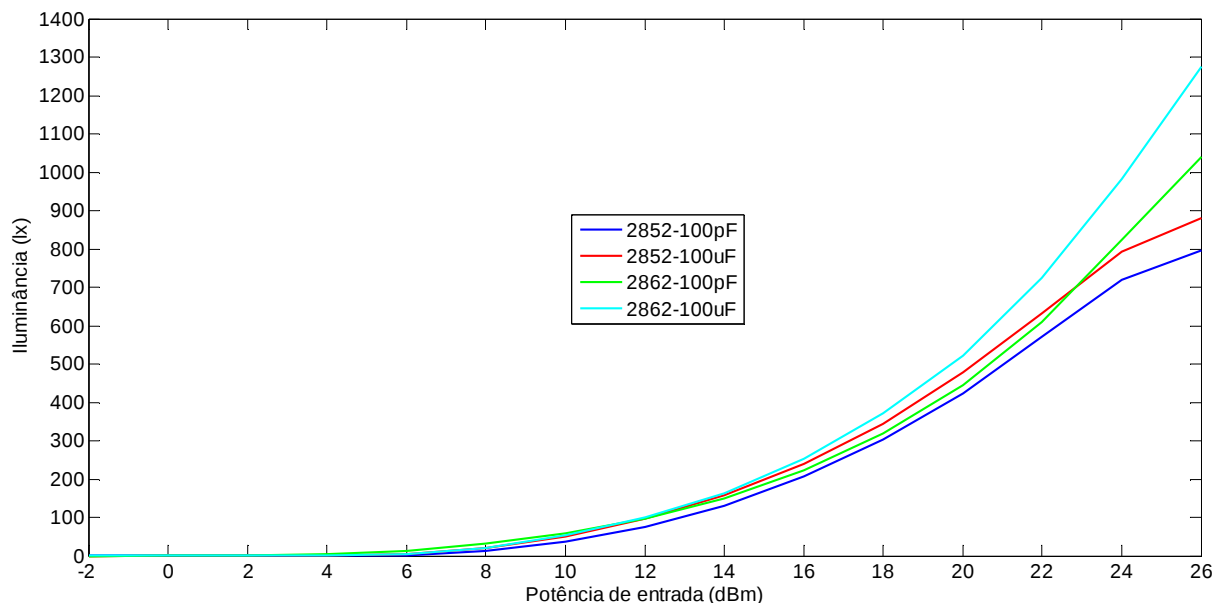


Figura 4.28 - Variação da iluminância de 3 LEDs com a potência de entrada dos circuitos retificadores.

É possível observar, pelas Figura 4.26 a Figura 4.28, que o circuito retificador construído com o diodo HSMS 2862 e capacitor de 100 μF apresentou melhor desempenho com relação aos outros circuitos. Com este circuito retificador os LEDs forneceram maior iluminância em todos os casos analisados. A iluminância máxima obtida foi próxima de 1270 lx, em todos os casos, portanto, acrescentar LEDs na carga dos circuitos não implicou em aumento da significativo da iluminância.

4.5. Considerações finais

Ao longo deste capítulo foi realizada a escolha da topologia do circuito retificador como sendo a de meia onda dobrador de tensão, além da escolha dos componentes que compõem o circuito retificador. Estas escolhas foram realizadas de acordo com as características do sinal de entrada, na aplicação em reaproveitamento de energia eletromagnética. O projeto dos circuitos retificadores investigados foi realizado utilizando o software ADS® e, para otimização seu módulo Algoritmo Genético, de modo a obter impedância de entrada de 50 Ω , na frequência de 2,45 GHz, para $P_{\text{in}} = -10$ dBm.

Os protótipos dos circuitos foram construídos em placas de FR-4 e, devido à complexidade prática para controle da impedância de entrada do circuito retificador, aplicado no reaproveitamento de energia eletromagnética, foi realizada uma investigação computacional e experimental do comportamento destes protótipos.

As configurações de circuitos retificadores construídos foram comparadas experimentalmente, por meio de medições de potência de saída, eficiência e iluminância, para cargas resistivas e cargas com LEDs, respectivamente. Tendo em vista a forma de onda apresentada na Figura 3.24, a utilização do capacitor de 100 μF se torna necessária para aplicação em reaproveitamento de energia investigado. Com este capacitor, para níveis de potência menores que 0 dBm, a eficiência do circuito retificador construído com o diodo HSMS 2852 foi melhor que o construído com o diodo HSMS 2862. Porém, o valor do parâmetro S_{11} do circuito com o diodo HSMS 2862 foi melhor que o construído com o diodo HSMS 2852, para níveis de potência menores que 0 dBm. Pelo fato de a melhor eficiência não ter ocorrido para o menor parâmetro S_{11} , estas configurações de circuito retificador são utilizadas nos sistemas *rectenna* testados neste trabalho, sendo denominadas Retificador A e Retificador B, respectivamente.

Capítulo 5

Sistema *Rectenna* Completo

Um sistema *rectenna* completo, em sua configuração mais simples, é constituído de uma antena receptora, para captação das ondas eletromagnéticas, e de um circuito retificador para conversão da energia eletromagnética em energia DC. A Figura 5.1 apresenta o diagrama de blocos desse sistema.

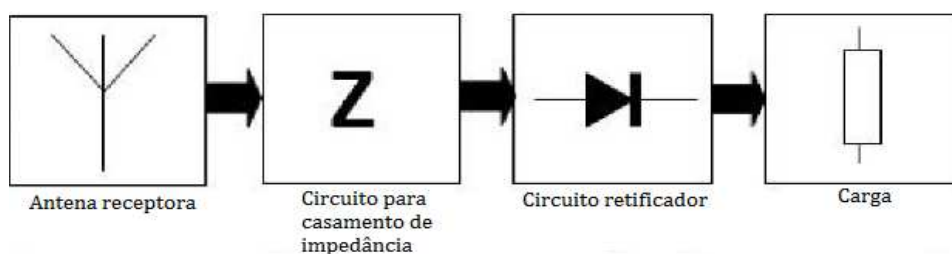


Figura 5.1 - Diagrama de blocos de um sistema *rectenna* completo.

No Capítulo 3 e no Capítulo 4 foram projetadas e testadas algumas configurações de antenas e circuitos retificadores, respectivamente. Foram escolhidas aquelas que apresentaram melhor desempenho para compor os sistemas *rectenna* completos investigados nesse trabalho. Sendo assim, esse capítulo apresenta a análise e teste dos sistemas *rectennas* completos, individuais e associados em série/paralelo, aplicados em reaproveitamento de energia eletromagnética com diferentes antenas transmissoras e utilizando as antenas e circuitos retificadores escolhidos previamente.

5.1. Análise da forma de onda na saída das *rectennas*

Inicialmente, foi realizada a análise da forma de onda na saída do Retificador A, utilizando o osciloscópio *Keysight®* DSOX6004A conectado à saída do circuito, para cargas $R_L = 50 \, \Omega$, $R_L = 1 \, k\Omega$ e $R_L = 10 \, k\Omega$. É válido ressaltar que este teste inicial é estritamente qualitativo, sendo analisada apenas a forma de onda do sinal de saída. O roteador TP-Link® WR841HP foi ajustado para operar no Canal 9 do Wi-fi, ou seja, na frequência de 2,452 GHz, com máxima potência de saída medida igual a 18 dBm (63 mW).

Para esse teste inicial, foram utilizados os protótipos construídos da Antena 1PR como antenas transmissora e receptora, distantes 30 cm uma da outra. As antenas foram alinhadas e posicionadas a 20 cm de altura em relação à mesa de madeira, com o auxílio de suportes de isopor e madeira. A Figura 5.2 apresenta a configuração utilizada para medição, enquanto a Figura 5.3 apresenta os resultados obtidos.

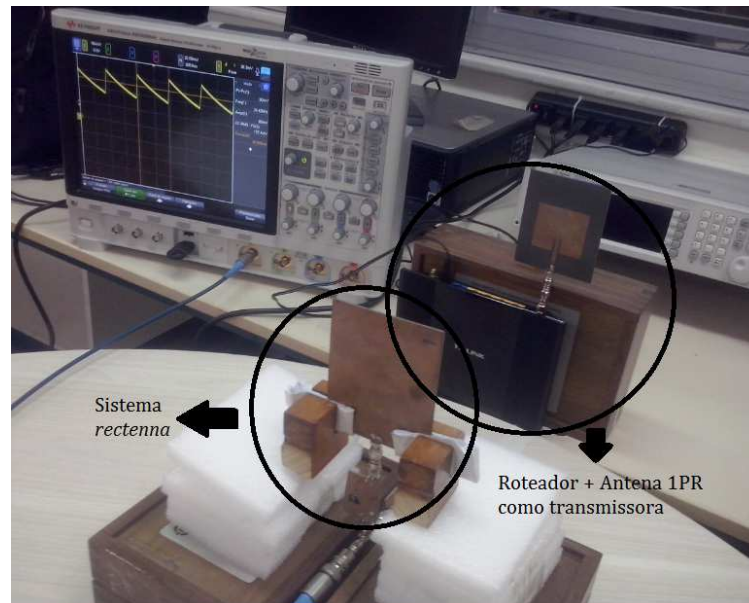


Figura 5.2 – Configuração para medição das formas de onda na saída do Retificador A.

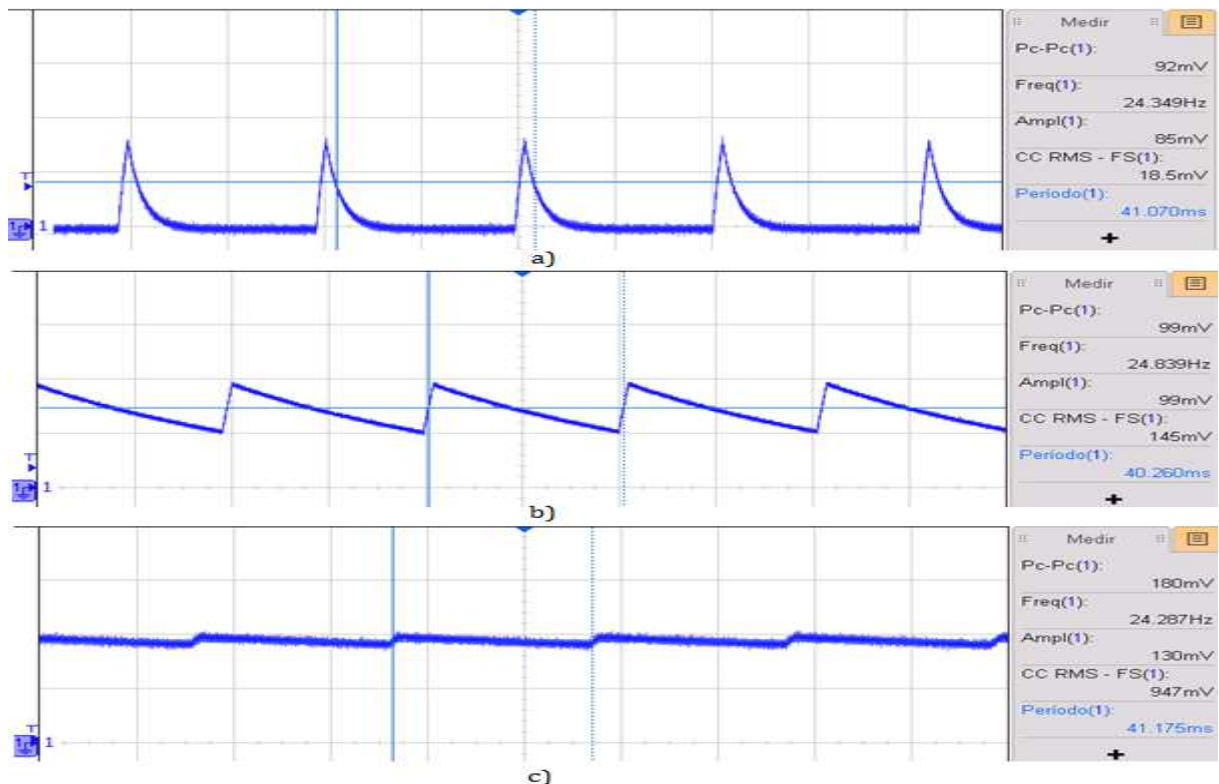


Figura 5.3 - Formas de onda na saída do Retificador A com cargas de (a) 50 Ω, (b) 1 kΩ e (c) 10 kΩ.

A partir dos resultados apresentados na Figura 5.3 nota-se que a forma de onda na saída do Retificador A varia conforme a carga. Este resultado era esperado, uma vez que aumentar a carga resistiva, aumenta a constante RC do circuito. Conforme comentado na Seção 3.3.2, o tempo de pacote do roteador é de 40 ms. Para um adequado ajuste da constante RC considerando o tempo de pacote do roteador, é necessária a variação da carga resistiva, uma vez que, conforme apresentado na Seção 4.2, o capacitor de 100 μF é o capacitor cerâmico de mais alta capacitância fornecido pelo fabricante. Por isso, a forma de onda do sinal de saída do Retificador A com carga de 10 $\text{k}\Omega$ é o mais constante. É válido ressaltar que as formas de onda na saída do Retificador B apresentaram o mesmo comportamento.

Como apresentado na Figura 3.25, o sinal recebido pelas antenas receptoras possui distorções esporádicas, que acarretam em distorções na saída do circuito retificador. A Figura 5.4 apresenta algumas das distorções observadas, para as diferentes cargas.

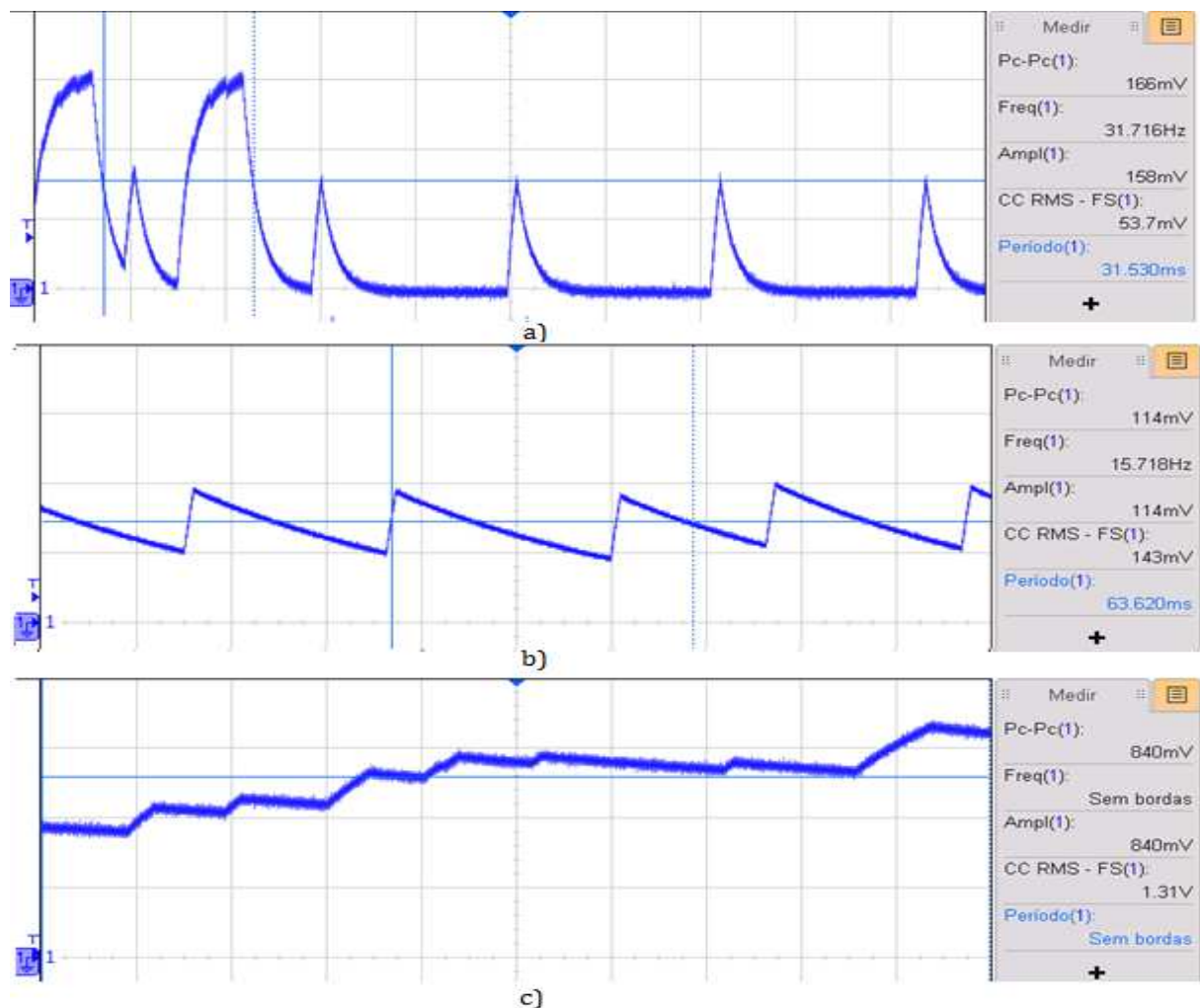


Figura 5.4 - Formas de onda distorcidas na saída do Retificador A com cargas de (a) 50 Ω , (b) 1 $\text{k}\Omega$ e (c) 10 $\text{k}\Omega$.

Os resultados apresentados na Figura 5.4 evidenciam que o sinal de saída nos circuitos retificadores apresenta distorções esporádicas na amplitude e no período, quando este é utilizado para reaproveitamento de energia eletromagnética gerada pelo roteador TP-Link® WR841HP. Estas distorções do sinal de saída ficam evidentes visualmente quando a carga dos circuitos retificadores são LEDs. Tais distorções fazem com que os LEDs pisquem e apresentem intensidade luminosa variável, tornando inviável o teste de iluminância. Devido a essas distorções, a medição de tensão de saída nos circuitos retificadores foi realizada utilizando a ferramenta de aquisição segmentada disponível no osciloscópio *Keysight®* DSOX6004A. Esta ferramenta possibilita a aquisição da forma de onda em diferentes instantes de tempo, sendo selecionados os instantes em que não houve distorções.

5.2. Análise de potência na carga

Após a análise da forma de onda do sinal de saída no sistema *rectenna* completo, aplicado em um sistema de reaproveitamento de energia, foi realizada a análise da potência entregue à carga $R_L = 1 \text{ k}\Omega$. A escolha de $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ se justifica pelo fato dos Retificadores A e B terem apresentado maior eficiência com esta carga. Para esta análise, foram consideradas as situações do sistema operando com *rectennas* individuais e com *rectennas* conectadas em série/paralelo. Para todos os testes apresentados nesta seção, as antenas foram alinhadas e posicionadas a 20 cm de altura em relação à mesa de madeira, com o auxílio de suportes de isopor e madeira.

5.2.1. Antena 1PR como antena transmissora

Inicialmente, para o teste de potência entregue à carga, foi utilizada a Antena 1PR como transmissora, conectada ao roteador TP-Link® WR841HP ajustado para operar no Canal 9 do Wi-fi, ou seja, na frequência de 2,452 GHz, com máxima potência de saída medida igual a 18 dBm (63 mW).

A Figura 5.5 apresenta a comparação das potências obtidas, com o sistema *rectenna* completo, utilizando os Retificadores A e B, com $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, e as Antenas 1PR e 4PF como receptoras, variando a distância entre as antenas transmissora e receptora.

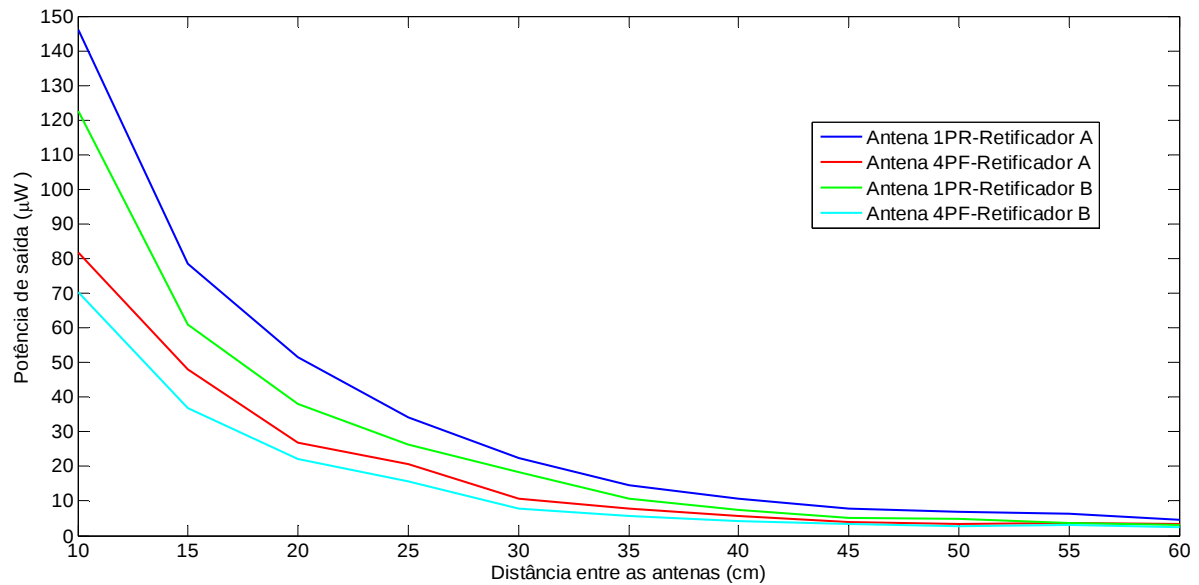


Figura 5.5 - Variação da potência de saída da *rectenna* com a distância, utilizando as Antenas 1PR e 4PF e os Retificadores A e B, com a Antena 1PR como antena transmissora.

É possível perceber que a configuração que apresentou maior potência de saída em todos os pontos de medição foi a *rectenna* composta pela Antena 1PR como receptora e o Retificador A. Além disso, é observado que os níveis de potência de saída alcançados com as *rectennas* para reaproveitamento de energia são baixos e justificados pela atenuação do sinal propagado e pelo descasamento de impedância existente entre antena e retificador. Visando aumentar os níveis de potência reaproveitada, foram feitas associações de *rectennas* em série e em paralelo.

A interligação adequada de *rectennas* pode aumentar os níveis de potência reaproveitada e entregue à carga, uma vez que uma única *rectenna* individualmente fornece um nível muito baixo de potência à carga. Existem dois tipos básicos de conexão de *rectennas*: associação na etapa RF e associação na etapa DC. A Figura 5.6 (a) e (b) apresentam os diagramas de blocos das associações de *rectennas* na etapa RF e na etapa DC, respectivamente.

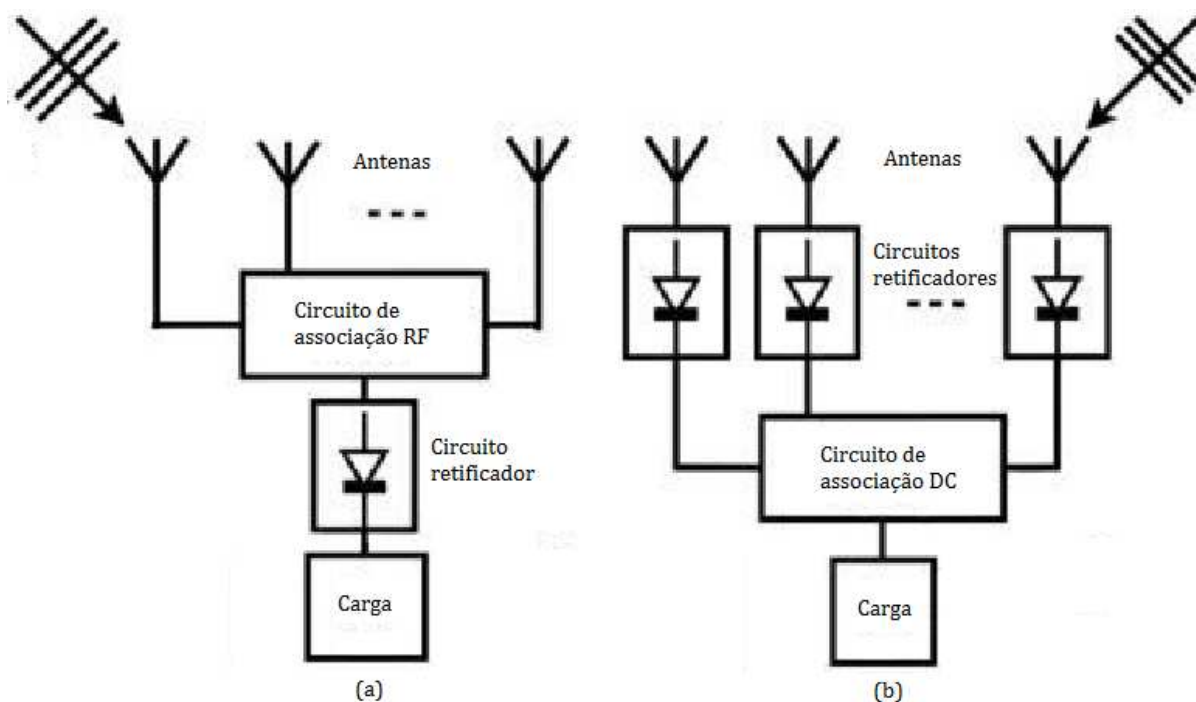


Figura 5.6 - Associação de *rectennas* (a) na etapa RF e (b) na etapa DC.

A associação na etapa RF consiste em diversas antenas captando ondas eletromagnéticas e entregando a um único circuito retificador. Já a associação na etapa DC consiste de diversas antenas, cada qual com seu circuito retificador, havendo associação em série ou paralelo da saída DC dos circuitos retificadores. Tendo em vista a dificuldade de controle da combinação das ondas captadas por diversas antenas, nesse trabalho foi utilizada a associação de *rectennas* na etapa DC. A Figura 5.7 apresenta a configuração de montagem utilizada para medição da potência recebida pela carga $R_L = 1\text{ k}\Omega$, com a associação de *rectennas* na etapa DC. Ressalta-se que, para este teste, foram utilizadas duas antenas transmissoras, cada uma transmitindo potência de uma das fontes do roteador. As *rectennas* testadas individualmente foram associadas na etapa DC, em série e em paralelo, com outras *rectennas* de mesma configuração. A Figura 5.8 e Figura 5.9 apresentam as potências de saída obtidas para a associação em série e em paralelo, respectivamente, de duas *rectennas*, para diversas distâncias.

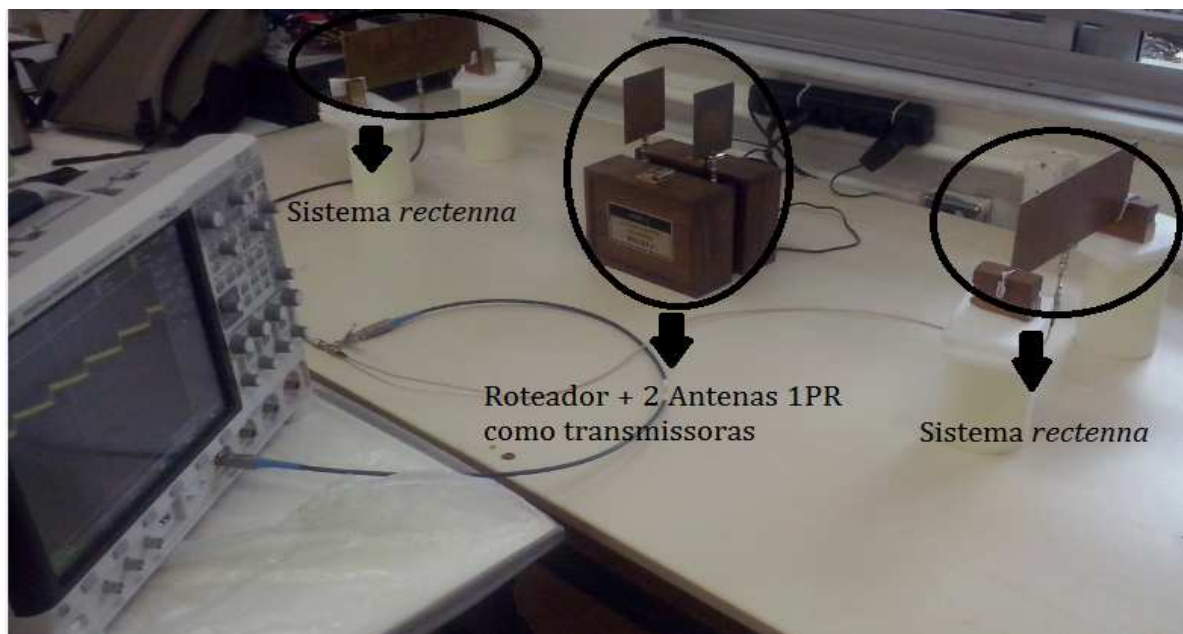


Figura 5.7 – Configuração de montagem para medição de potência reaproveitada com associação de *rectennas* na etapa DC, com a Antena 1PR como antena transmissora.

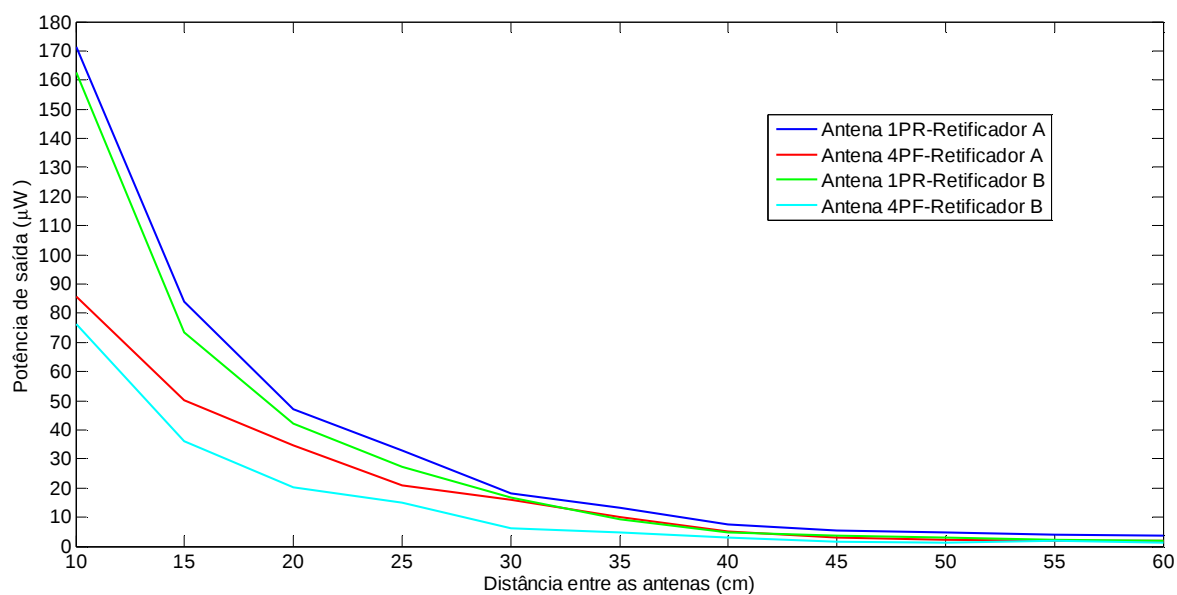


Figura 5.8 - Variação da potência de saída com a distância, da associação em série de duas *rectennas*, utilizando as Antenas 1PR e 4PF e os Retificadores A e B.

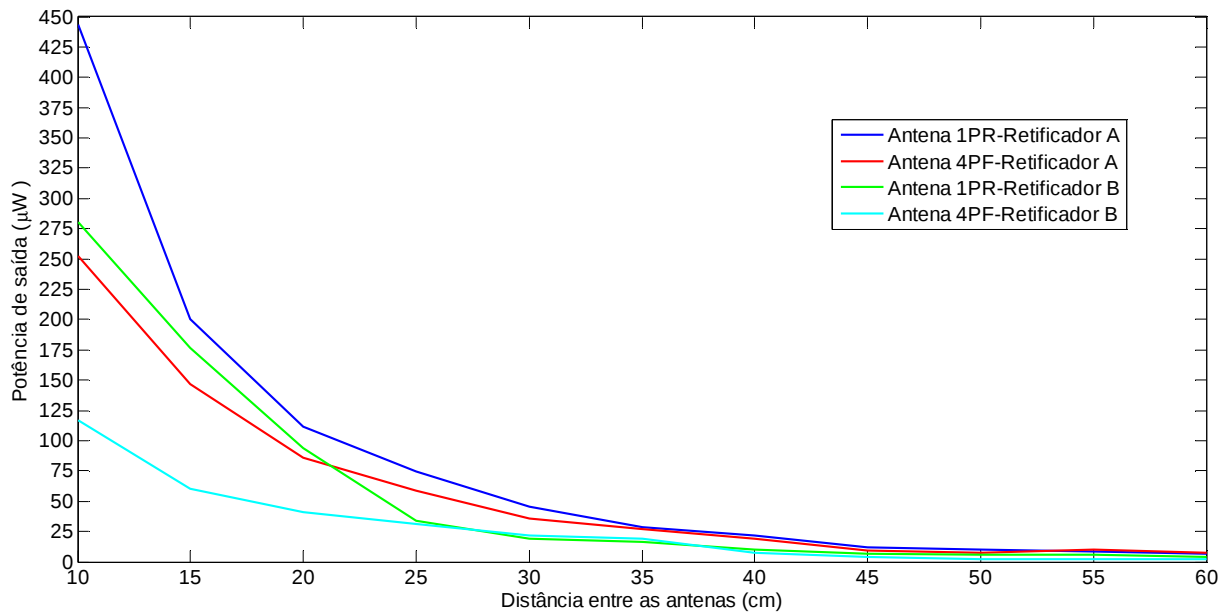


Figura 5.9 - Variação da potência de saída com a distância, da associação em paralelo de duas *rectennas*, utilizando as Antenas 1PR e 4PF e os Retificadores A e B.

É possível observar que a associação na etapa DC de duas *rectennas*, seja em série ou em paralelo, aumenta a potência reaproveitada e entregue à carga, se comparada com o resultado apresentado na Figura 5.5. Além disso, os testes realizados com a *rectenna* composta pela Antena 1PR e o Retificador A apresentaram, novamente, melhores resultados. É observado, também, que a associação em paralelo elevou mais a potência na saída do que a associação em série. O trabalho de (Degrenne, et al., 2012) apresenta problemas relacionados com a associação em série de *rectennas*, que pode causar efeito contrário ao desejado (aumento da potência de saída), caso as antenas estejam desbalanceadas. A Figura 5.10 apresenta as alterações na forma de onda de tensão na saída do circuito retificador devido as associações em série e paralelo. A partir desse resultado é possível observar que a associação em série aumenta consideravelmente o valor de pico-a-pico da tensão de saída, apesar de não aumentar tanto o valor RMS. Já a associação em paralelo, diminui um pouco o valor de pico-a-pico da tensão de saída e aumenta o valor RMS. Esses fenômenos podem ser explicados pela redução da constante RC do circuito, ao associar as *rectennas* em série, e pelo aumento da constante RC do circuito, ao associar as *rectennas* em paralelo. A *rectenna* composta pela Antena 1PR e o Retificador A (denominada neste trabalho de *Rectenna A*) foi escolhida para a realização dos testes apresentados nas Seções 5.2.2 e 5.2.3, pois apresentou melhores resultados em todos os testes apresentados na Seção 5.2.1.

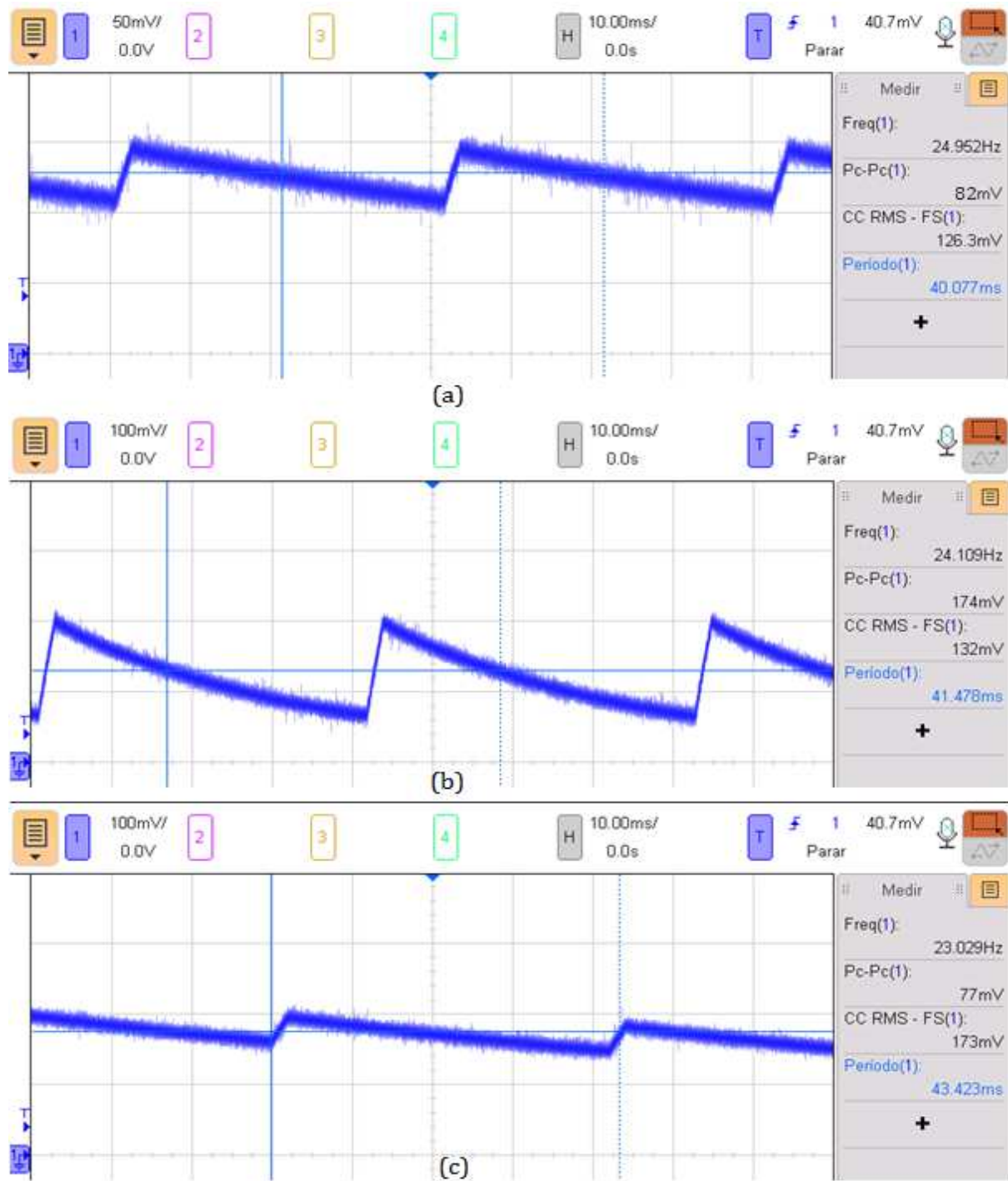


Figura 5.10 - Formas de onda de tensão na saída da *rectenna* (a) individual, (b) em série e (c) em paralelo.

5.2.2. Antena 1DF como antena transmissora

Após a realização dos testes apresentados na Seção 5.2.1, a *Rectenna A* foi submetida a testes de potência entregue à carga utilizando a Antena 1DF como antena transmissora conectada ao roteador TP-Link® WR841HP. Inicialmente foram medidas as potências entregues à carga por uma única *Rectenna A* e pela associação de duas e quatro *Rectennas A* conectadas em paralelo. Tendo em vista o comportamento menos diretivo da Antena 1DF, apresentado na Figura 3.14, as *Rectennas A* foram posicionadas conforme apresentado na Figura 5.11. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 5.12.

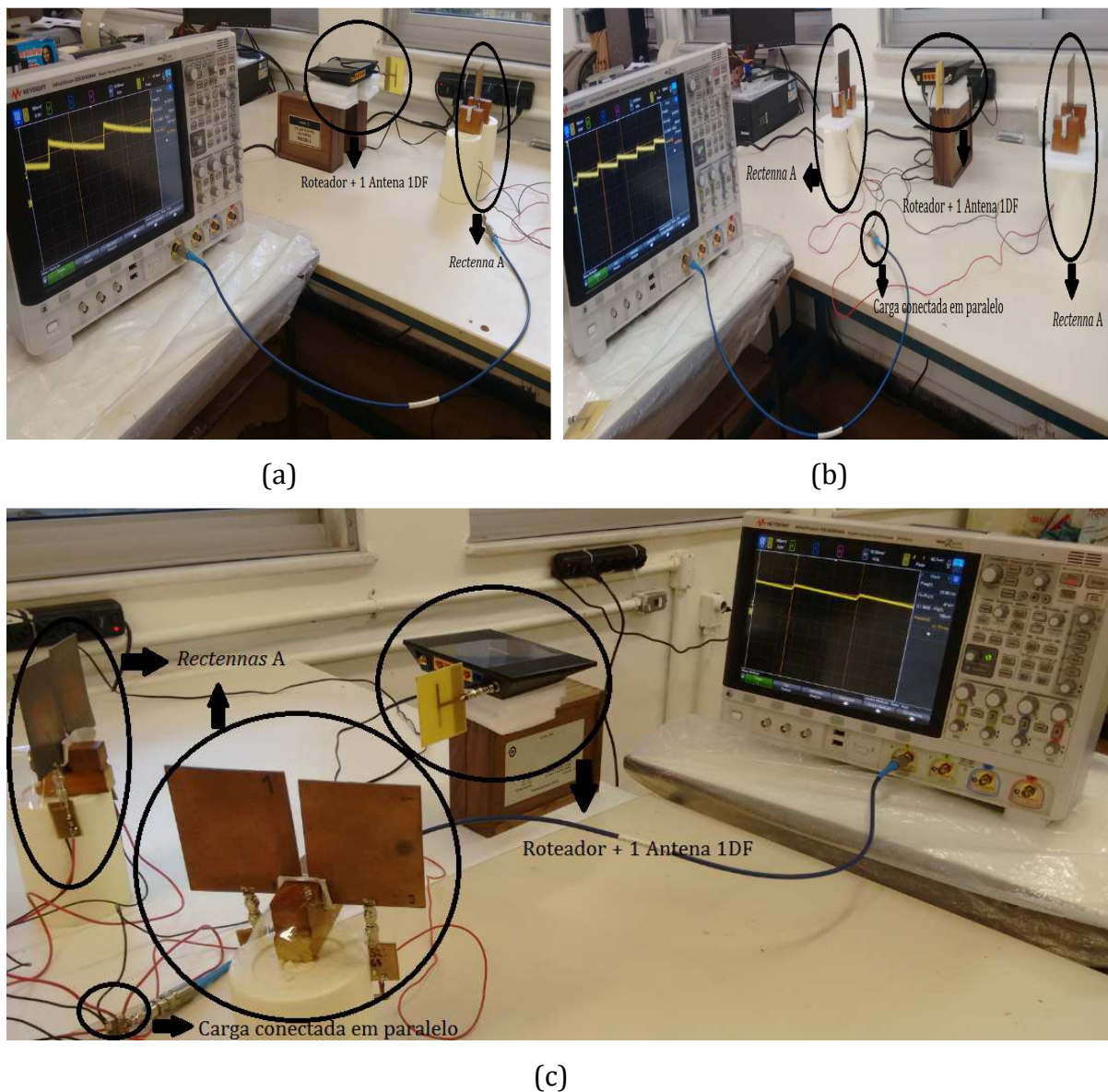


Figura 5.11 - Posicionamento das *Rectennas A* (a) individual, (b) duas em paralelo e (c) quatro em paralelo, para o teste de reaproveitamento de energia com Antena 1DF transmissora.

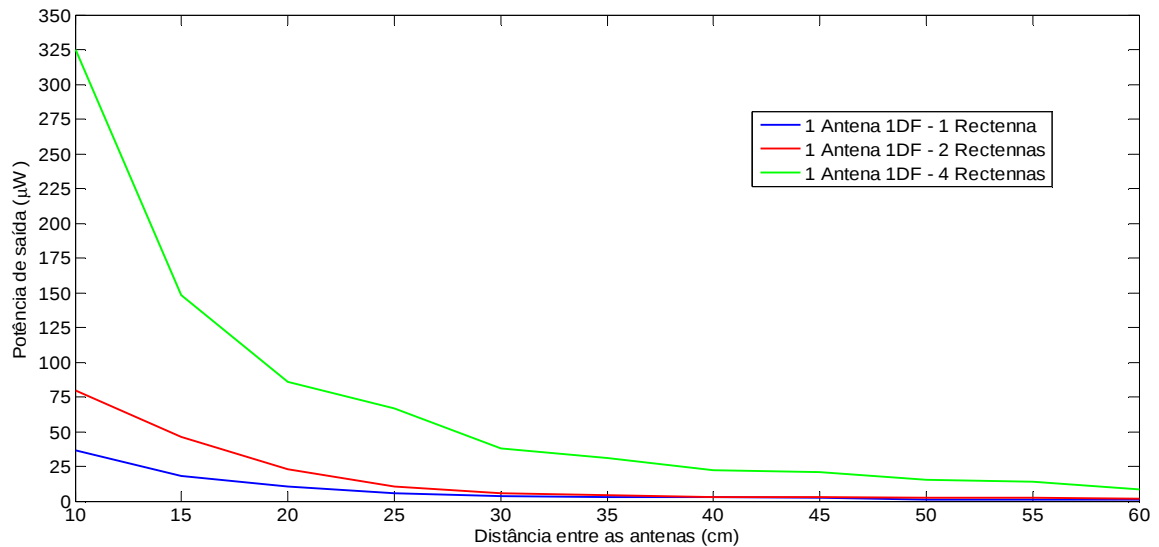


Figura 5.12 - Variação da potência de saída com a distância, uma única *Rectenna* A e associação em paralelo de duas e quatro *Rectennas* A, utilizando a Antena 1DF como transmissora.

A partir dos resultados apresentados na Figura 5.12 é possível observar que a associação de elementos *rectennas* em paralelo aumenta o nível de potência entregue à carga. Apesar do nível de potência ser mais baixo que o apresentado na Figura 5.9, devido a utilização de uma antena menos diretiva como antena transmissora, é possível aumentar os níveis de potência entregue à carga associando diversas *rectennas*.

Um segundo teste realizado foi a utilização de duas Antenas E como transmissoras, uma vez que o roteador possui duas fontes de alta frequência que fornecem, cada uma, potência de saída de 18 dBm. Esse ensaio verifica a possibilidade de aumentar o nível de potência na carga aumentando o número de fontes de energia eletromagnética disponíveis no ambiente. O acréscimo de mais uma antena como transmissora impõe a necessidade de determinação dos pontos onde ocorrem as interferências construtivas e destrutivas, causadas pela operação simultânea das duas antenas menos diretivas. A Figura 5.13 ilustra os pontos de máximos e nulos obtidos experimentalmente, enquanto a Figura 5.14 apresenta a configuração para o teste de potência entregue a carga utilizando duas Antenas E operando como transmissoras, para duas e quatro *Rectennas* A conectadas em paralelo. A Figura 5.15 apresenta os resultados obtidos neste teste.

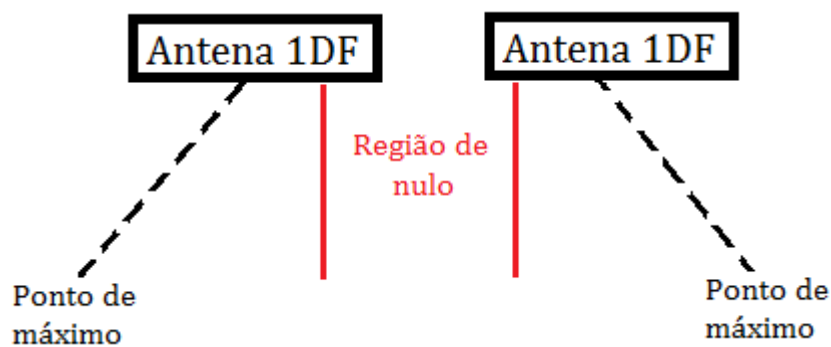


Figura 5.13 - Pontos de máximos e nulos encontrados experimentalmente para duas Antenas 1DF operando como transmissoras.

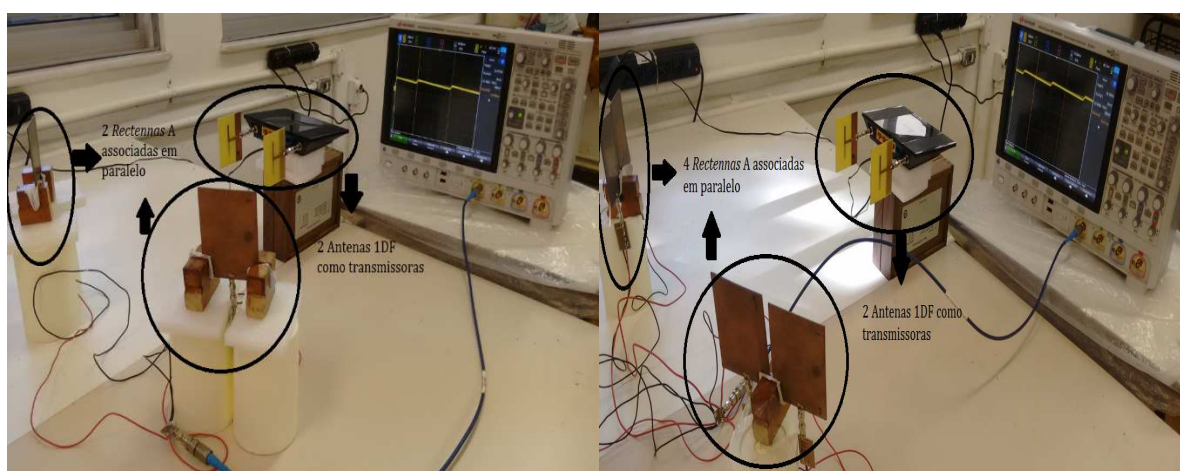


Figura 5.14 - Configuração para o teste de potência entregue a carga com duas Antenas 1DF operando como transmissoras, para duas e quatro *Rectennas A* conectadas em paralelo.

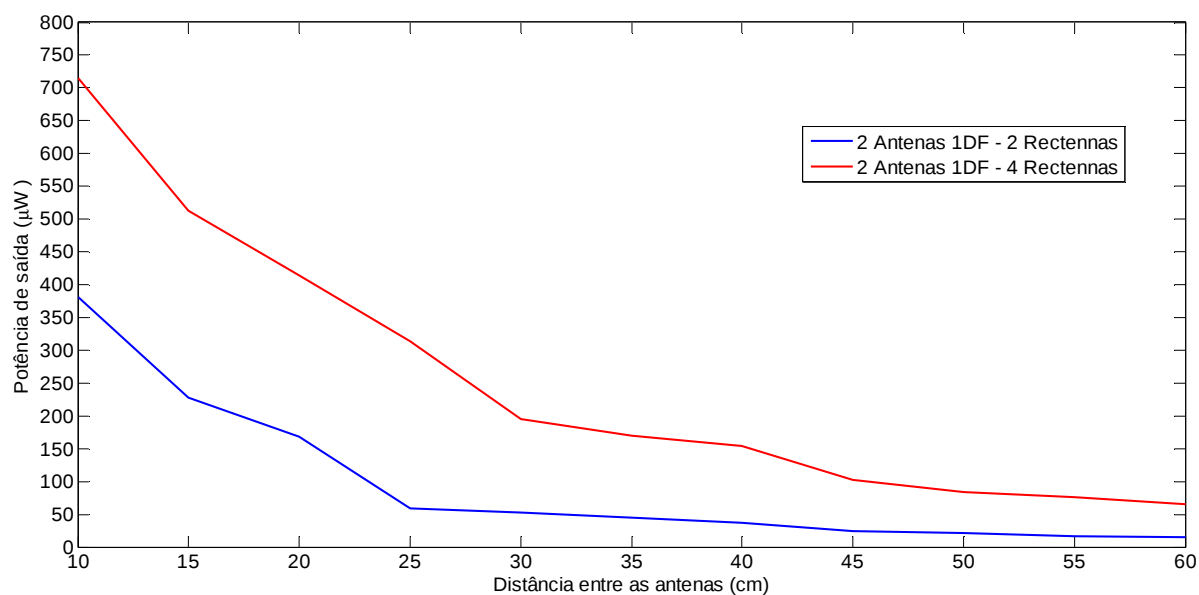


Figura 5.15 - Variação da potência de saída com a distância, para a associação em paralelo de duas e quatro *Rectennas A*, utilizando duas Antenas 1DF transmissoras.

Os resultados apresentados confirmam que a utilização de duas antenas transmissoras e a associação em paralelo de *rectennas* aumentam consideravelmente os níveis de potência entregue à carga, se comparadas a uma única fonte. Se comparados aos resultados da Figura 5.9, fica evidente que a utilização de antenas diretivas transmissoras conduz a maiores níveis de potência na saída, porém, devido à diretividade das antenas, o aumento do número de *rectennas* associadas fica limitado. Já para antenas menos diretivas operando como transmissoras, é possível a associação de um número maior de *rectennas* e, conseqüentemente, o aumento do nível de potência de saída.

5.2.3. Antena dipolo original do roteador como antena transmissora

Após a realização dos testes apresentados nas Seções 5.2.1 e 5.2.2, utilizando as Antenas 1PR e 1DF projetadas e construídas neste trabalho, a *Rectenna A* foi submetida a testes de potência entregue à carga utilizando a antena dipolo original do roteador TP-Link® WR841HP como antena transmissora. Inicialmente, com uma antena dipolo conectada ao roteador, foram medidas as potências entregues à carga por uma única *Rectenna A* e pela associação de duas e quatro *Rectennas A* conectadas em paralelo. Tendo em vista o comportamento omnidirecional da antena dipolo, as *Rectennas A* foram posicionadas conforme ilustrado na Figura 5.11. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 5.16.

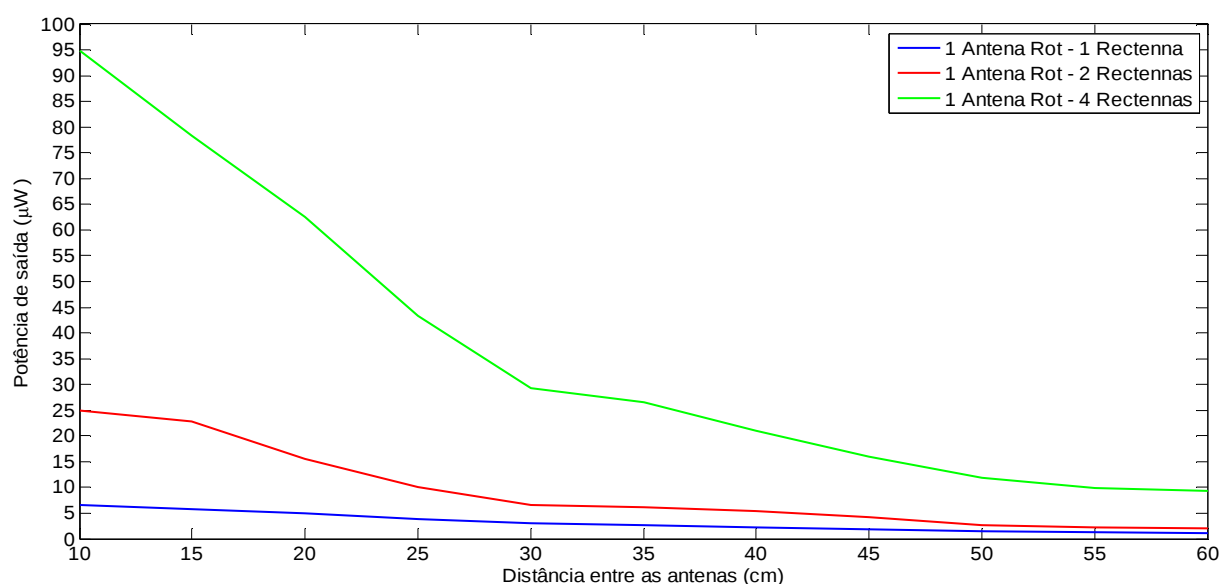


Figura 5.16 - Variação da potência de saída com a distância, de uma única *Rectenna A* e da associação em paralelo de duas e quatro *Rectennas A*, com uma antena dipolo do roteador como transmissora.

É possível observar que a associação de elementos *rectennas* em paralelo aumenta o nível de potência entregue à carga, para uma única fonte de sinal com antena omnidirecional. O teste com a antena dipolo do roteador como transmissora apresentou níveis de potência de saída menores que o teste com a Antena 1DF para distâncias menores, e maiores em distâncias acima de 50 cm.

Posteriormente, foram utilizadas as duas antenas dipolos do roteador como antenas transmissoras. Conforme apresentado na Seção 5.2.2, o acréscimo de mais uma antena omnidirecional como antena transmissora acarreta em interferências construtivas e destrutivas causadas entre as antenas. A Figura 5.17 ilustra os pontos de máximos e nulos encontrados experimentalmente para duas antenas dipolo do roteador operando simultaneamente como transmissoras.

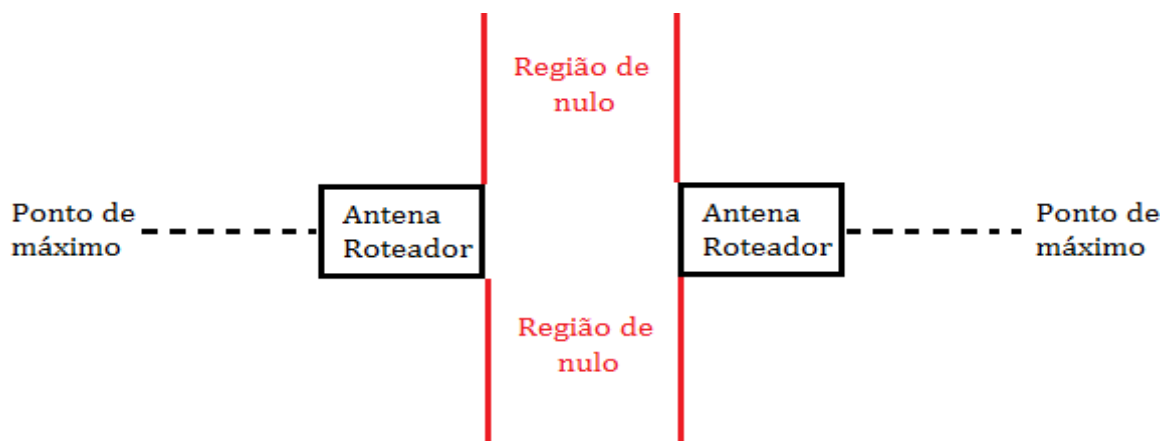


Figura 5.17 - Pontos de máximos e nulos encontrados experimentalmente para duas antenas dipolo do roteador como transmissoras.

A Figura 5.18 apresenta a montagem realizada para o teste de potência entregue a carga com duas antenas dipolo do roteador como transmissoras, para duas *Rectennas A* conectadas em paralelo. É válido ressaltar que, para o teste com duas *Rectennas A*, cada uma foi posicionada em um ponto de máximo, enquanto para o teste com quatro *Rectennas A*, foram posicionadas duas *rectennas* em cada ponto de máximo. A Figura 5.19 apresenta os resultados obtidos.

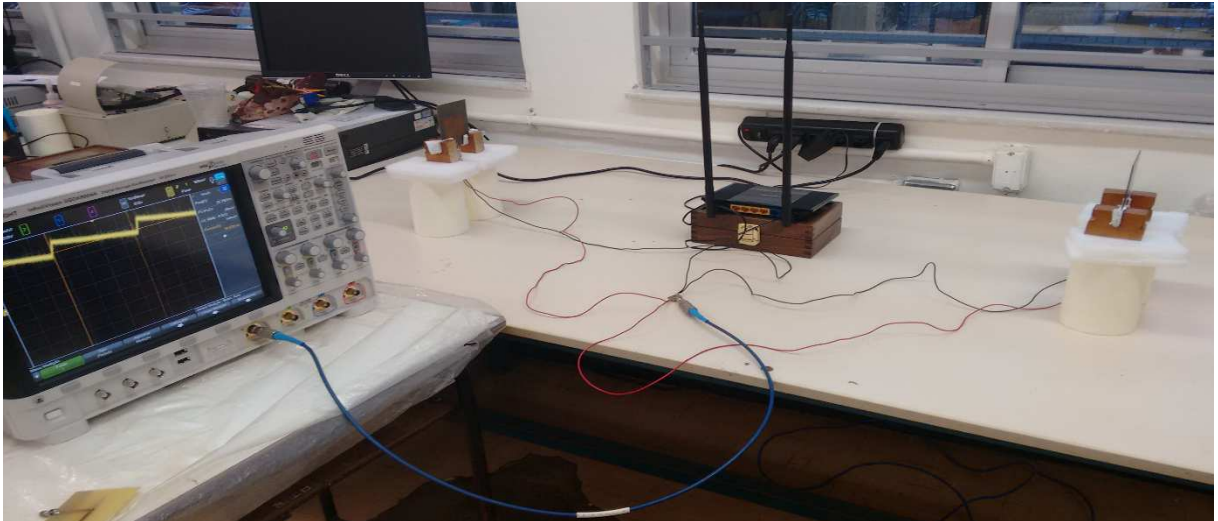


Figura 5.18 - Montagem realizada para o teste de potência entregue a carga com duas antenas dipolo do roteador como transmissoras, para duas *Rectennas A* conectadas em paralelo.

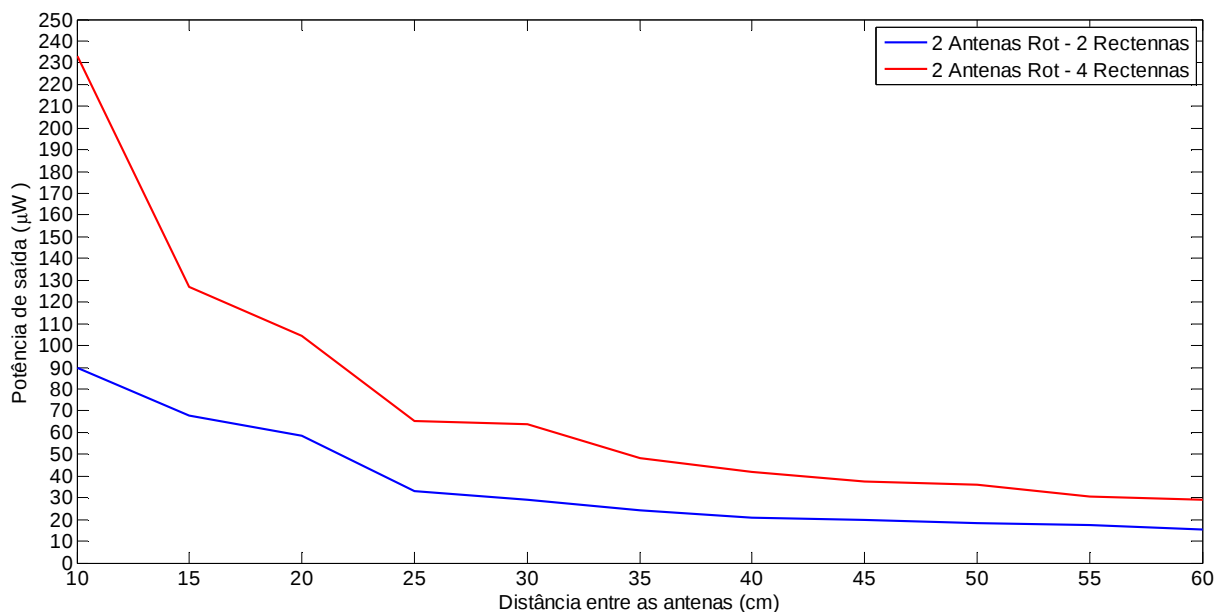


Figura 5.19 - Variação da potência de saída com a distância, da associação em paralelo de duas e quatro *Rectennas A*, com duas antenas dipolo do roteador como transmissoras.

Os resultados apresentados na Figura 5.19 demonstram que a utilização de duas antenas transmissoras e a associação em paralelo de *rectennas* aumentam consideravelmente os níveis de potência entregue à carga, se comparadas a uma única fonte. Se comparados aos resultados da Figura 5.9, fica evidente, novamente, que a utilização de antenas diretivas transmissoras apresenta maiores níveis de potência na saída. Já para antenas omnidirecionais transmissoras, é possível a associação de um número maior de *rectennas* e, consequentemente, o aumento do nível de potência de saída.

5.3. Considerações finais

Ao longo deste capítulo foram realizados testes da forma de onda de tensão na saída das *rectennas*, quando estas são utilizadas para reaproveitamento de energia eletromagnética. Os resultados elucidaram a variação da forma de onda de acordo com a carga alimentada pelo sistema *rectenna*, bem como pelas oscilações do sinal captado pelas antenas receptoras.

Foram realizados, também, testes dos níveis de potência reaproveitada por diferentes configurações de *rectenna*, individual e associadas em série/paralelo, considerando a Antena 1PR como antena transmissora. Estes testes evidenciaram que a *Rectenna A*, composta pela Antena 1PR e o Retificador A, apresentou melhores resultados que as demais. Além disso, foi possível observar que a associação de *rectennas* em paralelo conduz a maiores níveis de potência de saída do que a associação em série.

Os testes realizados com a Antena 1PR como transmissora ficaram limitados a associação de apenas duas *rectennas*, tendo em vista o comportamento diretivo destas antenas. Portanto, para confirmar que a associação de *rectennas* em paralelo conduz a maiores níveis de potência entregues a carga, a *Rectenna A* foi testada novamente, agora com antenas transmissoras menos diretivas. Estes testes evidenciaram que a utilização de uma única fonte de sinais de alta frequência com uma antena transmissora omnidirecional facilita a associação de mais *rectennas*. Porém, para se alcançar os níveis de potência apresentados com a configuração transmissora diretiva, é necessária a associação de quatro *rectennas* em paralelo.

Por fim, a *Rectenna A* e suas associações foram testadas utilizando duas fontes de sinais de alta frequência com duas antenas dipolo operando como transmissoras. Apesar destes testes apresentarem maiores níveis de potências, é válido ressaltar que é necessário um estudo prévio para posicionamento das *rectennas*, uma vez que a utilização de duas antenas transmissoras implica em interferências construtivas e destrutivas, em determinados pontos do espaço. Estes testes confirmaram que a utilização de antenas omnidirecionais como transmissoras facilita a associação de mais *rectennas* e que as associações aumentam os níveis de potência entregue à carga.

Capítulo 6

Conclusão

Neste trabalho é desenvolvida uma investigação a respeito de uma promissora tecnologia para reaproveitamento de energia eletromagnética sem fio, denominada *rectenna*. Apesar dessa tecnologia ter origem na década de 1960, sua aplicação em reaproveitamento de energia eletromagnética se intensificou a partir dos anos 2000, com o desenvolvimento dos sistemas de comunicação e a demanda por fontes alternativas de energia. Embora muitos estudos já tenham sido realizados a respeito da tecnologia *rectenna*, eles ainda não são conclusivos e definitivos, sendo necessário o desenvolvimento de pesquisas complementares e projetos específicos para o suprimento de diferentes tipos de cargas.

Assim, neste trabalho, foi realizada inicialmente uma revisão bibliográfica dos diferentes tipos de *rectennas*, apresentando as geometrias e configurações utilizadas atualmente para reaproveitamento de energia eletromagnética. A partir desse estudo, apresentado no Capítulo 2, é possível inferir que os trabalhos recentes buscam combinações de geometrias de antenas impressas convencionais e não convencionais, com diferentes topologias de circuitos retificadores, visando aumentar a eficiência e potência do sistema. Ao longo desta revisão, observou-se que os estudos a respeito da melhor configuração de Antena 1DF topologia de circuito retificador ainda não são definitivos. Assim, a revisão bibliográfica realizada corrobora com a ideia da necessidade de pesquisas complementares sobre *rectennas* e fornece um direcionamento acerca das melhores configurações a serem implementadas.

A partir da revisão bibliográfica apresentada no Capítulo 2, foram definidas as geometrias de antenas impressas, para projeto e simulação, considerando as características de radiação, a facilidade de construção e de associação em conjuntos. Sendo assim, as geometrias escolhidas foram: retangular, dipolo e conjunto de antenas retangulares. Foi realizada, no Capítulo 3, uma investigação teórica e experimental destas configurações, com intuito de encontrar geometrias que proporcionassem impedância de

entrada de $50\ \Omega$ e melhor desempenho em termos de parâmetro S_{11} , na frequência de 2,45 GHz. Para isto, estas antenas foram simuladas e otimizadas no software CST®, considerando como substrato os materiais FR-4 e Rogers RT/Duroid® 5880, e incluindo o efeito dos conectores SMA 3011. Conforme esperado, todas as antenas simuladas com material substrato Rogers RT/Duroid® 5880 apresentaram melhores resultados em termos de ganho, devido à baixa tangente de perdas deste material, porém, deve ser levado em consideração que este material possui custo elevado para aquisição no Brasil.

Após a realização das análises computacionais, diversos protótipos das antenas foram construídos, atentando ao estudo realizado para a caracterização do conector e dos substratos em que seriam impressas. Os protótipos das antenas apresentaram resultados satisfatórios em termos de comportamento da Carta de Smith e parâmetro S_{11} , sendo operacionais na frequência de 2,45 GHz. Foram realizados testes de transmissão-recepção com os protótipos das antenas, para diferentes distâncias, definindo as Antenas 1PR e 4PF como as antenas que iriam compor as *rectennas* deste trabalho, e as Antenas 1PR e 1DF como antenas transmissoras. Tais antenas foram escolhidas por apresentarem melhor desempenho nos testes de transmissão-recepção, conforme apresentado na Seção 3.3.

Uma vez definidas e validadas as geometrias de antenas, foi realizado o projeto dos circuitos retificadores no Capítulo 4. Inicialmente, foi definida a topologia dobrador de tensão, a fim de se obter um maior nível de tensão na saída do circuito, uma vez que os níveis de tensão de entrada são baixos. Posteriormente, foram definidos os componentes eletrônicos que seriam utilizados, levando em consideração as características dos sinais captados pela antena receptora nos testes de transmissão-recepção. Para simulação e otimização dos circuitos retificadores, foram considerados o casamento de impedância entre o circuito retificador e a antena, o nível de potência de entrada do circuito retificador da mesma ordem do captado pela antena receptora, a frequência de operação de 2,45 GHz e uma carga de $50\ \Omega$. Os circuitos foram simulados e otimizados no software ADS®, empregando as técnicas de casamento de impedância de linha de transmissão e *stub*. Após análise computacional, os protótipos dos circuitos retificadores foram construídos em placa de FR-4, com diodos Schottky HSMS-2852 e HSMS-2862, e capacitores de 100 pF e 100 μ F. Os protótipos foram avaliados experimentalmente para validação do seu comportamento, variando a potência de entrada, a frequência do sinal de entrada e as cargas alimentadas pelo circuito, evidenciando as dificuldades de controle de impedância do circuito retificador. Os circuitos Retificadores A e B obtiveram maiores

eficiências em potências mais baixas e mais altas, respectivamente, e foram selecionados para avaliação no sistema *rectenna* completo.

No Capítulo 5, foram testadas as *rectennas* completas, compostas pelos protótipos de antenas e circuitos retificadores selecionados nos Capítulo 3 e Capítulo 4, para reaproveitamento de energia eletromagnética. Os protótipos foram testados considerando diversas configurações de antenas transmissoras. Os testes utilizando antenas transmissoras diretivas e uma única *rectenna* apresentaram melhores resultados, em termos de potência entregue à carga, conforme esperado. Porém, esta característica diretiva das antenas transmissoras limita a utilização de mais *rectennas* associadas. A partir dos resultados dos testes apresentados no Capítulo 5 foi possível observar que associação em série/paralelo, de mais de um sistema *rectenna*, aumenta a potência de saída, sendo a associação em paralelo a que apresentou melhores resultados. Foi observado, também, que a utilização de mais de um sistema *rectenna* associado em paralelo, para uma mesma quantidade de fontes de energia eletromagnética, aumenta consideravelmente o nível de potência entregue à carga e que o maior nível de potência alcançado neste trabalho foi cerca de $700\ \mu\text{W}$, para uma carga de $1\ \text{k}\Omega$. Apesar desse valor ainda ser pequeno, entende-se que os valores de potência encontrados são expressivos e que diferentes aspectos podem ainda serem investigados e melhorados, de forma a aumentar a eficiência e potência da *rectenna*. Assim, toda a investigação realizada neste trabalho demonstrou a viabilidade dessa tecnologia para reaproveitamento de energia eletromagnética.

É válido ressaltar, também, as dificuldades enfrentadas durante esse trabalho experimental, principalmente o processo de construção manual, que conduz a protótipos que não reproduzem fielmente o modelo considerado em uma análise computacional. Acredita-se, também, que o projeto do circuito retificador, por ter que levar em consideração a variação de impedância com diversas variáveis do processo, deve ser realizado em função de cada aplicação, visando alcançar maior eficiência do circuito.

6.1. Trabalhos futuros

A fim de dar continuidade ao trabalho desenvolvido, sugere-se que, se possível, as antenas impressas utilizadas nas *rectennas* sejam diretivas e construídas em substratos como o Rogers RT/Duroid® 5880, tendo em vista a sua baixa tangente de perdas em altas frequências. Tais antenas podem ter seu desempenho aperfeiçoado, em termos de largura de banda de frequências e ganho, com a utilização da tecnologia metamaterial.

Também é sugerido a comparação de outras topologias de circuito retificador, como, por exemplo, o quadruplicador de tensão. Além disso, o projeto de um circuito retificador com utilização de capacitores impressos e capaz de operar em uma faixa de potências, ao invés de apenas uma potência de operação, pode melhorar seu funcionamento. Recomenda-se o direcionamento do projeto do circuito retificador para uma carga específica, tais como sensores aplicados na Internet das Coisas, tendo em vista que o retificador altera seu comportamento de acordo com a carga conectada a ele. Além disso, a utilização de um conversor Buck-Boost de tensão pode ser levada em consideração, para aumento e regulação da tensão entregue à carga.

Por fim, recomenda-se que o processo de fabricação dos protótipos seja aperfeiçoado, tendo em vista que o processo manual utilizado neste trabalho conduz a imperfeições dos protótipos, contribuindo de maneira significativa nos resultados. Além disso, sugere-se que seja realizado um estudo estatístico dos resultados de medição.

Referências Bibliográficas

- Agilent Technologies. (Setembro de 2006). *Harmonic Balance Simulation*. Fonte: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/ads2006/pdf/cktsimhb.pdf>
- Antonini, G., Scogna, A. C., & Orlandi, A. (2004). Equivalent circuit extraction for an SMA connector. *Progress in Electromagnetic Research Symposium*, 61-64.
- Assimonis, S. D., & Bletsas, A. (2014). Energy Harvesting with a Low-Cost and High Efficiency Rectenna for Low-Power Input. *RWS 2014*, pp. 229-231.
- Assimonis, S. D., Daskalakis, S.-N., & Bletsas, A. (2014). Efficient RF Harvesting for Low-Power Input with Low-Cost Lossy Substrate Rectenna Grid. *IEEE RFID Technology and Applications Conference*, pp. 1-6.
- Avago Technologies. (2010). Design of a 4.9 to 6.0 GHz Two-stage Low Noise Amplifier For 802.11a, HiperLAN2 and HiSWANa Receivers Using ATF-551M4 E-PHEMT. *Application Note 5091*.
- Avago Technologies. (2017). *Schottky*. Fonte: <https://www.broadcom.com/products/wireless/diodes/schottky/>
- Balanis, C. A. (2009). *Teoria de Antenas*. Rio de Janeiro: LTC.
- Barra, T. V. (Janeiro de 2007). Um Ambiente Evolutivo para Apoio ao Projeto de Antenas de Microfita. Campinas, São Paulo, Brasil.
- Baylis, C. (2007). *RF and Microwaves Circuits I*. Fonte: ADS Procedures: <http://web.ecs.baylor.edu/faculty/baylis/EEL4421/>
- Bouchouicha, D., Dupont, F., Latrach, M., & Ventura, L. (2010). Ambient RF Energy Harvesting. *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, pp. 1-5.
- Bouchouicha, D., Latrach, M., Dupont, F., & Ventura, L. (2010). An experimental Evaluation of Surrounding RF Energy Harvesting Devices. *40th European Microwave Conference*, pp. 1381-1384.
- Brandão, G. L. (Fevereiro de 2015). Estudo Teórico e Experimental de Antenas Microstrip de Alto Ganho. Belo Horizonte, Minas Gerais, Brasil: Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais - CEFET/MG.

- Brandão, G. L., Resende, Ú. C., Gonçalves, S. T., & Sathler, H. H. (2016). Study of Different Geometries of Microstrip Antennas of High Gain for use in Energy Harvesting Systems. EMF-2016.
- Brandão, G. L., Zanon, F. O., & Resende, Ú. C. (2016). Sistema de Reaproveitamento de Energia Utilizando Conjunto de Antenas Microstrip. CILAMCE-2016.
- Brown, W. (1984). The history of power transmission by radio waves. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1230-1242.
- Campos, S. C. (2014). Estudo teórico e experimental de um sistema de conversão e transmissão de energia usando rectennas. Belo Horizonte, Minas Gerais, Brasil: CEFET-MG.
- Data Circuit System INC. (Setembro de 2003). Fonte: <http://www.vectria.co.il/mt.pdf>
- Degrenne, N., Marian, V., Vollaie, C., Buret, F., Verdier, J., & Allard, B. (2012). Voltage Reversal in Unbalanced Rectenna Association. *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, pp. 941-944.
- Gonçalves, S. T., Thomaz, L. M., Resende, Ú. C., Afonso, M. M., Coppoli, E. H., & Vollaie, C. (2015). Improvements on Excitation of Microstrip Antennas Using FDTD-CPML Method. ISEF-2015.
- Gonçalves, S. T., Tomaz, L. M., Resende, Ú. C., Afonso, M. M., Coppoli, E. H., & Vollaie, C. (7 de Abril de 2016). FDTD-CPML method applied to analysis of a novel UWB microstrip antenna. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, pp. S75-S80.
- Hagerty, J. A., Helmbrecht, F. B., McCalpin, W. H., Zane, R., & Popovic, Z. (Março de 2004). Recycling Ambient Microwave Energy With Broad-Band Rectenna Arrays. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 1014-1024.
- Hirano, T., Hirokawa, J., & Ando, M. (September de 2015). INFLUENCE OF THE SMA CONNECTOR AND ITS MODELING ON ELECTROMAGNETIC SIMULATION. *MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS*, pp. 2168-2171.
- Hucheng, S. (2014). DESIGN AND ANALYSIS OF ANTENNAS AND RECTIFYING CIRCUITS FOR WIRELESS POWER TRANSMISSION AND AMBIENT RF ENERGY HARVESTING. Singapura: NATIONAL UNIVERSITY OF SINGAPORE.
- Kang, C. C., Ain, M. F., Jaafar, A. M., & Marzuki, A. (2014). Corporate Feed with Dual Segment Circular Polarized Array Rectenna for Low Power RF Energy Harvesting. *Journal of Engineering Science and Technology*.

- Keysight Technologies. (02 de Junho de 2016). *Products: Agilent Technologies*. Fonte: Keysight Technologies Web site: <http://www.home.agilent.com/agilent/home.jsp?lc=por&cc=BR#products>
- Keysight Technologies. (Janeiro de 2017). *DSOX6004A Osciloscópio: 1 GHz - 6 GHz, 4 canais analógicos*. Fonte: <http://www.keysight.com/pt/pdx-x202081-pn-DSOX6004A/oscilloscope-1-ghz-6-ghz-4-analog-channels?nid=-32538.1150286&cc=BR&lc=por>
- KLC Conectores. (2011). *CONECTOR SMA FÊMEA RETO PCI DISTÂNCIA CENTRO PINO 5,08 MM*. Fonte: KLC Conectores Web site: http://www.klc.ind.br/2013/busca_resultado.php
- Ladan, S., Ghassemi, N., Ghiotto, A., & Wu, K. (2013). Highly Efficient Compact Rectenna for Wireless Energy Harvesting Application. *IEEE Microwave Magazine*, 117-122.
- Lucky Light Electronics. (Março de 2017). *0.5W White High Power LED Technical Data Sheet*. Fonte: <http://www.luckylight.cn/UploadFiles/LL-HP30MWCD.pdf>
- Milagre, L. R., Gonçalves, S. T., & Resende, Ú. C. (2016). Optimization of Resonance Frequency Band of Microstrip Antennas with Differential Evolution algorithm and the FDTD Method. EMF-2016.
- Milagre, L. R., Gonçalves, S. T., Thomaz, L. M., Resende, Ú. C., & Afonso, M. M. (2015). Numerical Simulation using FDTD Method to Estimate Return Loss for Ultra-Wideband Antennas Built with High Loss FR-4. COMPUMAG-2015.
- Monti, G., Congredo, F., De Donno, D., & Tarricone, L. (2012). Monopole-Based Rectenna for Microwave Energy Harvesting of UHF RFID Systems. *Progress In Electromagnetics Research C*, pp. 109-121.
- Murata. (2017). *General Purpose Monolithic Ceramic Capacitors GRM Series*. Fonte: <http://psearch.en.murata.com/capacitor/lineup/grm/#a02>
- Olgon, U., Chen, C.-C., & Volakis, J. L. (2010). Wireless Power Harvesting with Planar Rectennas for 2.45GHz RFIDs. *URSI International Symposium on Electromagnetic Theory*, pp. 329-331.
- Olgun, U. (2011). Ambient RF Energy Harvesting Technology and its Applications. Estados Unidos da América.
- Paleček, J., Vestenický, M., Vestenický, P., & Spalek, J. (2012). Examination of SMA Connector Parameters. *INES 2012 - IEEE 16th International Conference on Intelligent Engineering Systems*, 259-263.

- Pereira, P. M. (2014). Estudo Teórico e Experimental de um Sistema para Transmissão de Energia sem Fio Utilizando Rectenna. Belo Horizonte, Minas Gerais, Brasil.
- Pereira, P. M., Pontes, S. C., Resende, Ú. C., & Gonçalves, S. T. (2013). Wireless Power Transmission Using a Rectenna. CILAMCE-2013.
- Pinuela, M. (Julho de 2013). Ambient RF Energy Harvesting and Efficient DC-Load Inductive Power Transfer. Londres, Reino Unido.
- Politerm. (2017). *Luxímetro Digital modelo POL-10*. Fonte: <http://www.politerm.com.br/Produto-c-1-Luximetro-Digital-modelo-POL-10-versao-83-83.aspx>
- Pozar, D. M. (Janeiro de 1992). Microstrip Antennas. *PROCEEDINGS OF THE IEEE*, pp. 79-91.
- Pozar, D. M. (2011). *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons.
- Razavi, B. (2008). *Fundamentals of Microelectronics*. Wiley.
- Rohde & Schwarz. (2017). *R&S@DST200 RF Diagnostic Chamber*. Fonte: https://www.rohde-schwarz.com/br/produto/dst200-pagina-inicial-de-produtos_63493-11087.html
- Sadiku, M. N. (2012). *Elementos de Eletromagnetismo*. Porto Alegre: Bookman.
- Scogna, A. C. (2008). Signal integrity analysis and physically based circuit extraction of a mounted SMA connector. *emc design & software*.
- Soares, Í. V., & Resende, Ú. C. (2016). Mutual Coupling Analysis in Fractal Microstrip Antenna Arrays. MOMAG-2016.
- Soares, Í. V., Resende, Ú. C., & Gonçalves, S. T. (2016). Sierpinski carpet fractal microstrip arrays for energy harvesting applications. CEFC-2016.
- Soares, Í. V., Zanon, F. O., Resende, Ú. C., & Gonçalves, S. T. (2016). A Novel Circular Fractal Microstrip Antenna Array for Energy Harvesting. EMF-2016.
- Soares, W., Gonçalves, S. T., Resende, Ú. C., Afonso, M. M., & Vollaie, C. (2016). Improvements on Electric Field Excitation for FDTD-UPML Applied on a Novel High-Resonant Antenna Geometry built in FR-4 Substrate. EMF-2016.
- Song, C., Huang, Y., Zhou, J., Zhang, J., Yuan, S., & Carter, P. (Agosto de 2015). A High-Efficiency Broadband Rectenna for Ambient Wireless Energy Harvesting. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 3486-3495.
- Strassner, B., & Chang, K. (2013). Microwave Power Transmission: Historical Milestones and System Components. *Proceedings of the IEEE*, pp. 1-18.

- Sun, H., Guo, Y.-x., He, M., & Zhong, Z. (2012). Design of a High-Efficiency 2.45-GHz Rectenna for Low-Input-Power Energy Harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, pp. 929-932.
- Sun, H., Guo, Y.-x., He, M., & Zhong, Z. (2013). A Dual-Band Rectenna Using Broadband Yagi Antenna Array for Ambient RF Power Harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, pp. 918-921.
- Takhedmit, H., Cirio, L., Picon, O., Vollaïre, C., Allard, B., & Costa, F. (2013). Design and Characterization of an Efficient Dual Patch Rectenna for Microwave Energy Recycling in The ISM Band. *Progress In Electromagnetics Research C*, pp. 93-108.
- TDK Corporation. (Fevereiro de 2017). *TDK Product Center*. Fonte: Site da TDK Corporation: <https://product.tdk.com/info/en/products/capacitor/index.html>
- Tesla, N. (1901). Patente 685,953. Estados Unidos da América.
- Tesla, N. (1902). Patente 1,119,732. Estados Unidos da América.
- TP-Link. (Janeiro de 2017). *Roteador Wireless N 300Mbps High Power TL-WR841HP (V2)*. Fonte: Site da TP-Link: <http://loja.tp-link.com.br/roteador-wireless-n-300mbps-high-power-tl-wr841hp-v2-44/p>
- Zhang, F., Meng, F.-Y., Lee, J.-C., & Wu, Q. (2013). Study of a Novel Compact Rectenna for Wireless Energy Harvesting.
- Zhang, J. (Setembro de 2013). Rectennas for RF Wireless Energy Harvesting. Liverpool, Inglaterra.
- Zhang, J.-W., Huang, Y., & Cao, P. (Outubro de 2014). An Investigation of Wideband Rectennas for Wireless Energy Harvesting. *Wireless Engineering and Technology*, pp. 107-116.

Apêndice A

Caracterização do conector SMA 3011

Existem diversos tipos de conectores que são utilizados para conectar estruturas, ou servir como interface de entrada e saída para sinais RF. Os conectores SMA são conectores coaxiais que possuem impedância característica de $50\ \Omega$ e oferecem excelente performance para altas frequências (Paleček, Vestenický, Vestenický, & Spalek, 2012). Na aplicação de *rectennas* é necessário caracterizar bem o conector SMA, visando minimizar seus efeitos e conseguir um bom casamento de impedâncias entre a Antena 1DF o circuito retificador.

O conector utilizado neste trabalho foi o SMA 3011 fêmea, ilustrado na Figura A.1, do fabricante KLC (KLC Conectores, 2011).

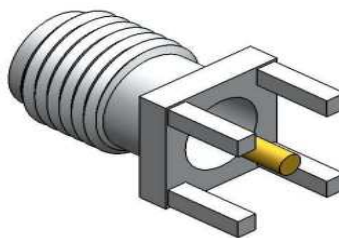


Figura A.1 - Conector SMA 3011 do fabricante KLC (KLC Conectores, 2011).

O processo de caracterização do conector SMA 3011 é realizado em dois passos: inicialmente, com o conector em aberto e, na sequência, com o conector acoplado a uma linha de transmissão impressa em aberto.

A-1 Conector em aberto

O conector SMA é, basicamente, um cabo coaxial de pequenas dimensões. Portanto, sua impedância de entrada pode ser representada pela Equação (A.1) de impedância de uma linha de transmissão:

$$Z(z) = Z_0 \left(\frac{Z_c + Z_0 j \tan(kz)}{Z_0 + Z_c j \tan(kz)} \right), \quad (A.1)$$

onde k é o número de onda, Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão, Z_c é a impedância da carga e z é a posição da linha em que a carga foi acoplada. Ressalta-se que a impedância característica depende exclusivamente da geometria da linha de transmissão.

Ao operar em aberto, a impedância de uma linha de transmissão (expressa pela Equação (A.1)) pode ser simplificada, uma vez que $Z_c \rightarrow \infty$. Logo, para uma linha de transmissão em aberto, a impedância pode ser expressa pela Equação (A.2) (Sadiku, 2012).

$$Z(z) = -jZ_0 \cot(kz) \quad (A.2)$$

Os trabalhos de (Antonini, Scogna, & Orlandi, 2004), (Avago Technologies, 2010), (Hirano, Hirokawa, & Ando, 2015), (Paleček, Vestenický, Vestenický, & Spalek, 2012) e (Scogna, 2008) caracterizam, de diferentes formas, os conectores SMA para aplicações em RF. Nestes trabalhos é possível observar que a existência dos pinos de terra, para fixação mecânica na placa de circuito impresso, e do pino central externo ao dielétrico do conector, acarretam a inclusão de capacitâncias e indutâncias.

Sendo assim, para uma análise mais completa da influência destas reatâncias, foram considerados 2 conectores: um conector sem os pinos de fixação mecânica e sem o pino central externo (denominado neste trabalho Conector A) e um conector completo (denominado neste trabalho Conector B). Os conectores SMA 3011 foram testados utilizando o analisador de rede E5071C, da *Keysight®*, devidamente calibrado com o Kit 85052D.

Foi medida a impedância de entrada de cada conector em aberto, acoplado ao analisador de rede, em uma faixa de frequências de 2 GHz a 3 GHz. As Cartas de Smith obtidas são apresentadas na Figura A.2.

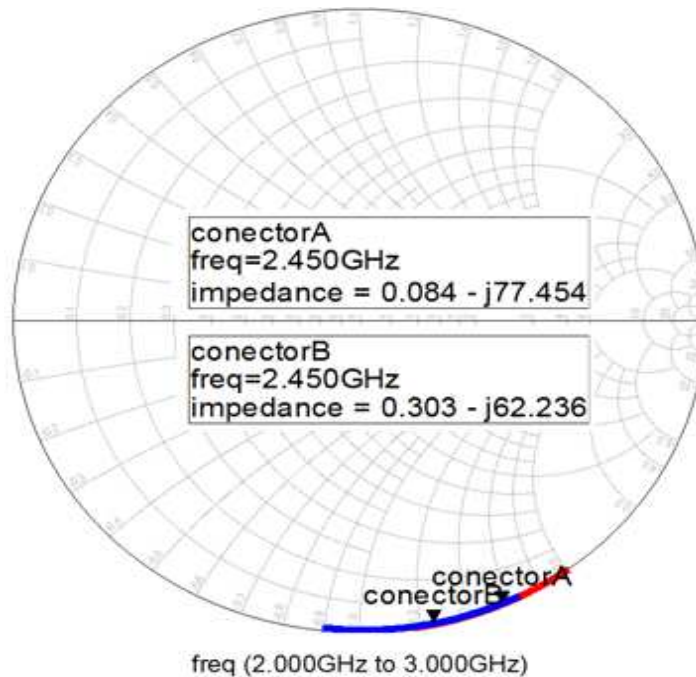


Figura A.2 - Carta de Smith medida dos conectores A e B.

A partir dos resultados apresentados na Figura A.2 nota-se que o Conector A em aberto possui impedância de entrada praticamente imaginária ($Z_A = 0,084 - j77,454 \, \Omega$, para a frequência de 2,45 GHz). Esse comportamento já era esperado, uma vez que o conector se comporta como uma linha de transmissão em aberto ($Z_c \rightarrow \infty$) e, conseqüentemente, Z_A tende à expressão da Equação (A.2). Logo, aplicando a Equação (A.2) para uma impedância característica $Z_0 = 50 \, \Omega$ e uma impedância de entrada $Z_A = -j77,454 \, \Omega$, foi calculado o fator $k_z = 32,8440^\circ$. A inserção do conector na entrada de um circuito impresso causa um desfasamento na onda incidente, que deve ser levado em consideração nas medidas e modelagens do sistema que inclui o conector, para se obter um modelo que expresse de modo mais adequado o sistema.

O comportamento apresentado pela Figura A.2 mostra que o Conector B em aberto possui impedância de entrada $Z_B = 0,303 - j62,236 \, \Omega$, para a frequência de 2,45 GHz, diferente da impedância medida do Conector A.

Utilizando o valor encontrado para $k_z = 32,8440^\circ$, foi feito um modelo dos conectores em aberto no software ADS®, por meio de um circuito equivalente, conforme Figura A.3.

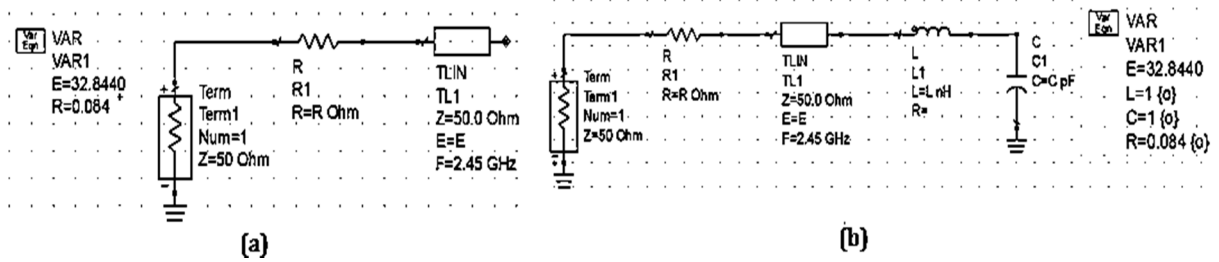


Figura A.3 - Modelo inicial utilizado no ADS®. (a) Conector A e (b) Conector B.

O modelo TLIN pede como parâmetros a impedância característica (Z), o comprimento elétrico (E) e a frequência (F). No caso do conector sob análise, a impedância característica é de 50Ω , o comprimento elétrico é o fator kz que foi encontrado ($32,8440^\circ$) e a frequência de operação é $2,45 \text{ GHz}$.

De forma a obter os valores dos parâmetros L e C do circuito equivalente do Conector B, foi utilizada a técnica de otimização Algoritmo Genético do ADS®, buscando ajustar o valor dos componentes para zerar o valor da diferença de magnitude de S_{11} medido e simulado. Mais informações a respeito da ferramenta de otimização do ADS® são apresentadas em (Baylis, 2007).

A Figura A.4 apresenta os valores otimizados dos elementos encontrados para o Conector B, enquanto a Figura A.5 apresenta a comparação entre as Cartas de Smith simulada e medida de cada conector, com marcadores na frequência de $2,45 \text{ GHz}$.

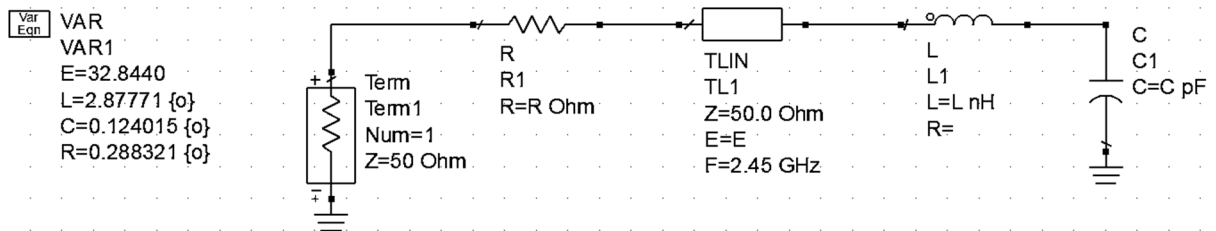


Figura A.4 - Modelo otimizado utilizado no ADS® para o Conector B.

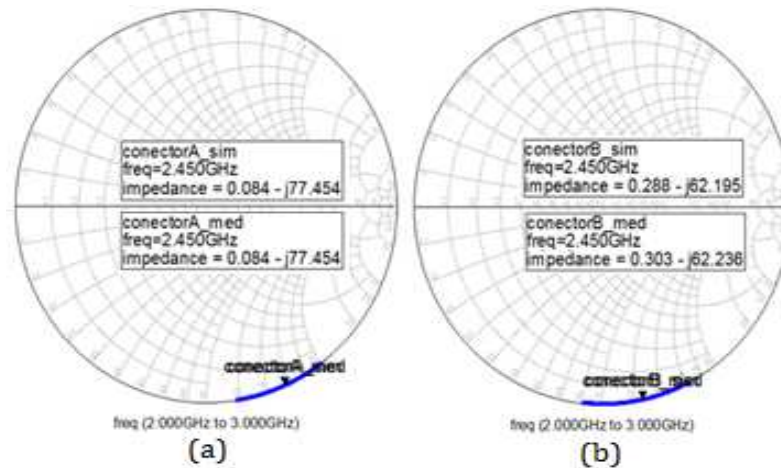


Figura A.5 – Comparação entre a Carta de Smith medida e simulada para o (a) Conector A e (b) Conector B.

Pelos resultados apresentados na Figura A.5, nota-se que os comportamentos das Cartas de Smith simuladas são bem próximos aos das Cartas de Smith medidas, para ambos os conectores, validando, portanto, o modelo proposto para o conector SMA 3011 em aberto.

A-2 Conector acoplado à linha impressa em aberto

Diversos materiais são utilizados como substrato para aplicações em alta frequência, tais como o FR-4, Rogers, Teflon, etc. Neste trabalho é realizada a comparação da utilização dos dielétricos FR-4 e Rogers RT/Duroid® 5880. O FR-4 é um dielétrico que possui custo acessível, é facilmente encontrado para aquisição no Brasil, mas, geralmente, não vem acompanhado de um *datasheet*. O Rogers RT/Duroid® 5880 é um substrato de custo mais elevado, que necessita de importação para aquisição, porém, vem acompanhado de um *datasheet* com todas as informações das características físicas e eletromagnéticas da placa.

Em geral, o FR-4 apresenta a permissividade elétrica relativa (ϵ_r) variando em uma faixa de 3,7 a 4,7, enquanto a tangente de perdas do material (δ) varia em uma faixa de 0,010 a 0,025 (Data Circuit System INC, 2003). Uma vez que o projeto da antena impressa leva em consideração as características eletromagnéticas do substrato, uma investigação a respeito destas características é importante para um projeto adequado da antena. Além disso, o modelo obtido para o Conector B na Seção A-1 não leva em consideração a

existência de substrato entre seus pinos, sendo, assim, necessários alguns ajustes para aperfeiçoamento do modelo.

Inicialmente, para caracterização do conector, foram construídos dois protótipos de linha de transmissão impressa, um feito de FR-4 (denominado neste trabalho Linha A) e outro de Rogers RT/Duroid® 5880 (denominado neste trabalho Linha B). A geometria de uma linha de transmissão impressa é apresentada na Figura A.6.

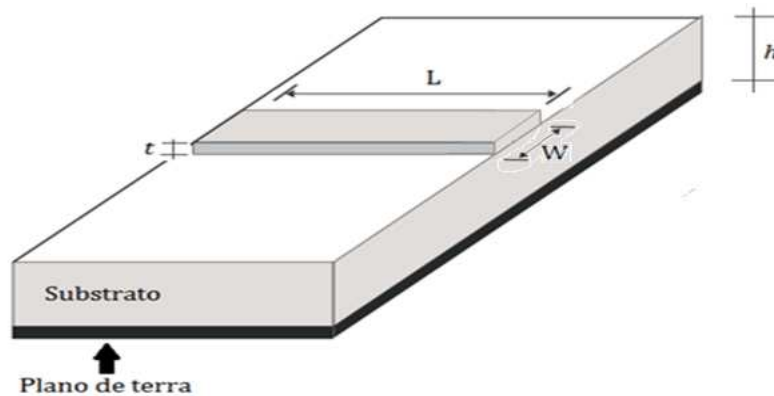


Figura A.6 - Geometria de uma linha de transmissão impressa.

Os protótipos construídos possuem largura $W = 3 \text{ mm}$ e comprimento $L = 24 \text{ mm}$. O conector SMA 3011 foi conectado a um dos lados de cada um dos protótipos e os conjuntos conector-linha (em aberto) foram conectados ao analisador de rede, para medição da impedância de entrada em uma faixa de frequências de 2 GHz a 3 GHz. Os resultados medidos para cada um dos materiais são apresentados na Figura A.7.

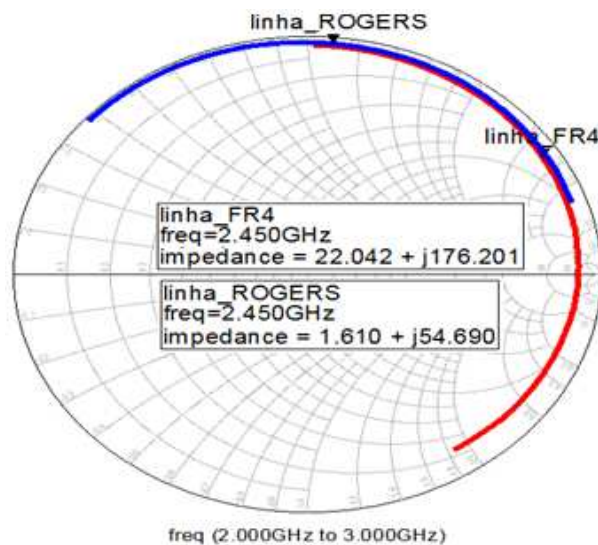


Figura A.7 - Impedâncias de entrada medidas para as linhas de transmissão impressa feitas com FR-4 e Rogers RT/Duroid® 5880.

A Figura A.7 ilustra que as linhas de transmissão apresentam as impedâncias predominantemente imaginárias, como esperado para uma linha de transmissão em aberto. O deslocamento de uma em relação a outra se justifica pelas diferenças entre as permissividades e as tangentes de perdas dos materiais.

Com os resultados medidos de impedância de entrada dos protótipos conector-linha, foi utilizada a ferramenta de otimização do ADS® para ajustar os valores de R, L e C da Figura A.4. Assim, primeiramente, foi utilizado o modelo do Conector B e, para representar a Linha B, o modelo de linha de transmissão impressa fornecido pelo ADS®, incluindo as características físicas e eletromagnéticas da placa obtidas em seu *datasheet* (Data Circuit System INC, 2003). A Figura A.8 apresenta o modelo inicial utilizado para otimização.

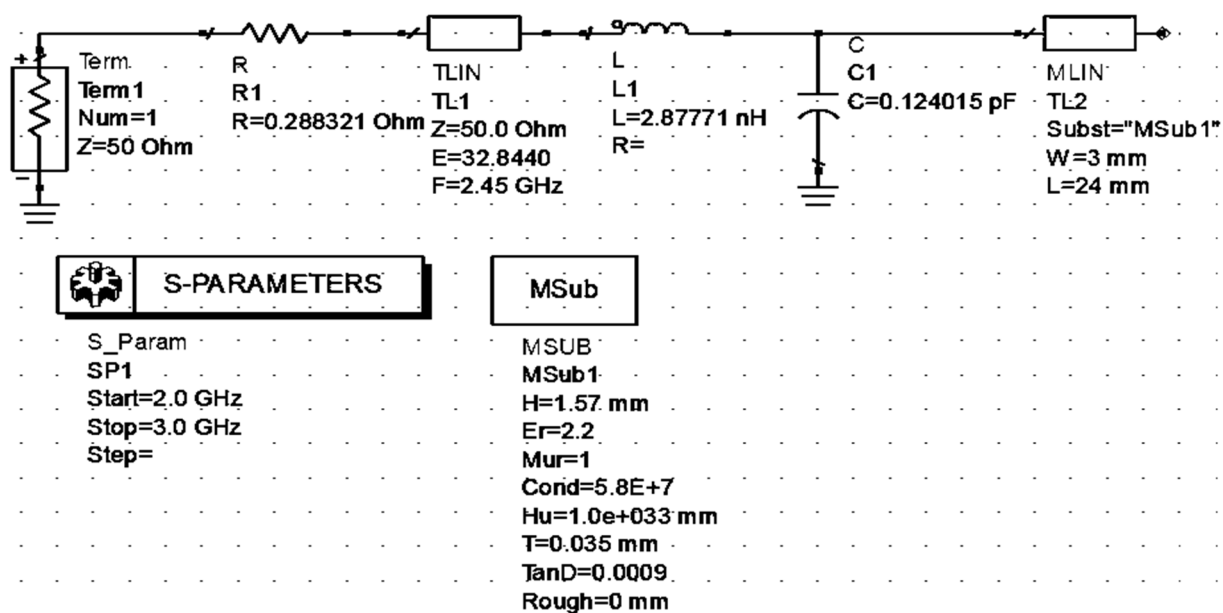


Figura A.8 - Modelo inicial utilizado para simulação no ADS® do protótipo conector-Linha B.

Após a otimização utilizando o Algoritmo Genético foi obtido o modelo otimizado do conector SMA 3011, para aplicação com a placa de Rogers RT/Duroid® 5880 (denominado neste trabalho Conector C), apresentado na Figura A.9.

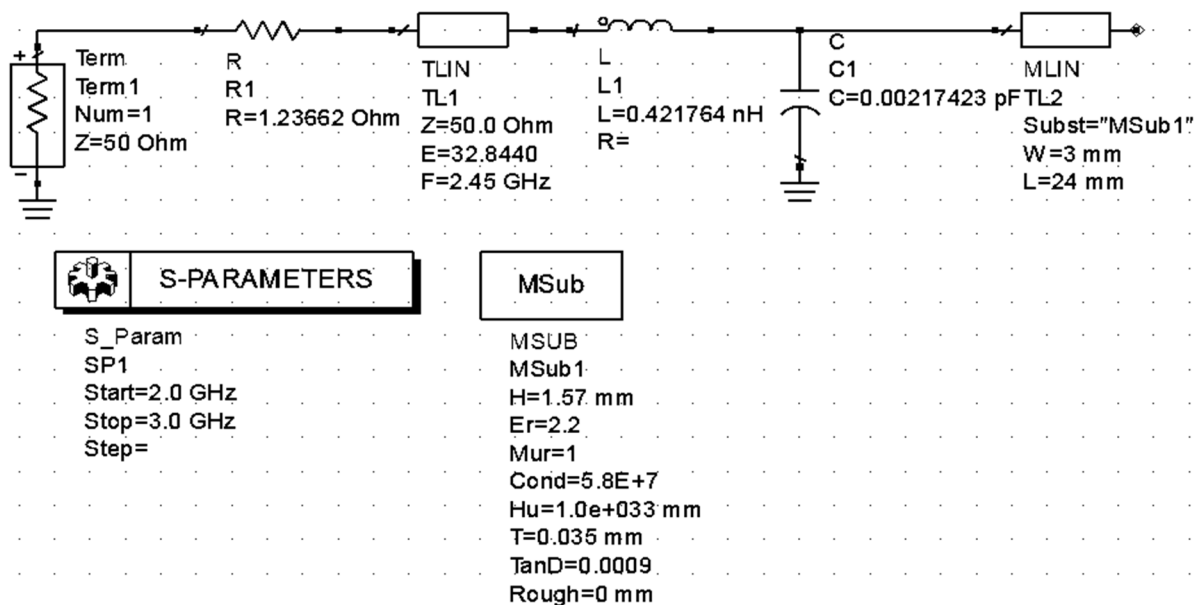


Figura A.9 - Modelo otimizado do Conector C acoplado à Linha B.

A Figura A.10 apresenta a Carta de Smith medida da Linha B e a simulada utilizando o modelo do Conector C acoplado à Linha B.

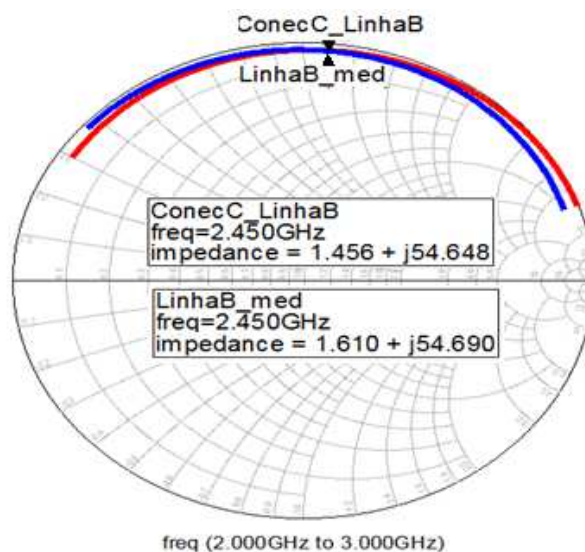


Figura A.10 - Comparação entre a Carta de Smith medida com a Linha B e a simulada com o modelo de conector C.

Percebe-se pela Figura A.10 que o modelo de conector C aproxima de forma aceitável o comportamento das Cartas de Smith simulada e medida, alcançando valores pontuais em 2,45 GHz bem próximos. Portanto, neste trabalho, o modelo do Conector C é adotado para as simulações que utilizam placas de Rogers RT/Duroid® 5880.

Posteriormente, com os resultados medidos de impedância de entrada dos protótipos conector-linha, foi utilizada a ferramenta de otimização do ADS® para se obter

os valores de R, L e C para o conector acoplado à Linha A, além de valores iniciais para as características eletromagnéticas do substrato. Para tanto, foi utilizado o modelo do Conector B e o modelo de linha de transmissão impressa fornecido pelo ADS®. As características físicas da placa de FR-4 foram obtidas por meio de medições realizadas com micrômetro. As características eletromagnéticas utilizadas são valores padrão do ADS® ($\epsilon_r = 4,3$ e $\delta = 0,025$, para a frequência de 2,45 GHz). A Figura A.11 apresenta o modelo inicial utilizado para simulação do protótipo conector-Linha A no software ADS®.

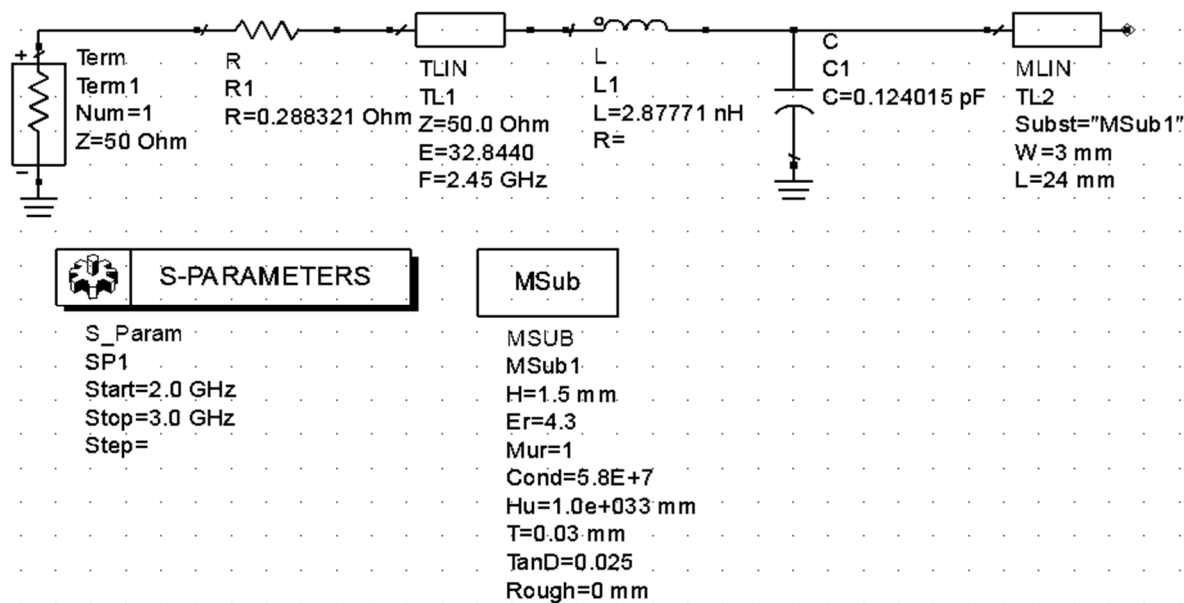


Figura A.11 - Modelo inicial utilizado para simulação do protótipo conector-Linha A no software ADS®.

Após a otimização utilizando o Algoritmo Genético foi obtido o modelo otimizado do conector SMA 3011 para aplicação com a placa de FR-4 (denominado neste trabalho Conector D), e os valores iniciais para as características eletromagnéticas da placa, apresentados na Figura A.12.

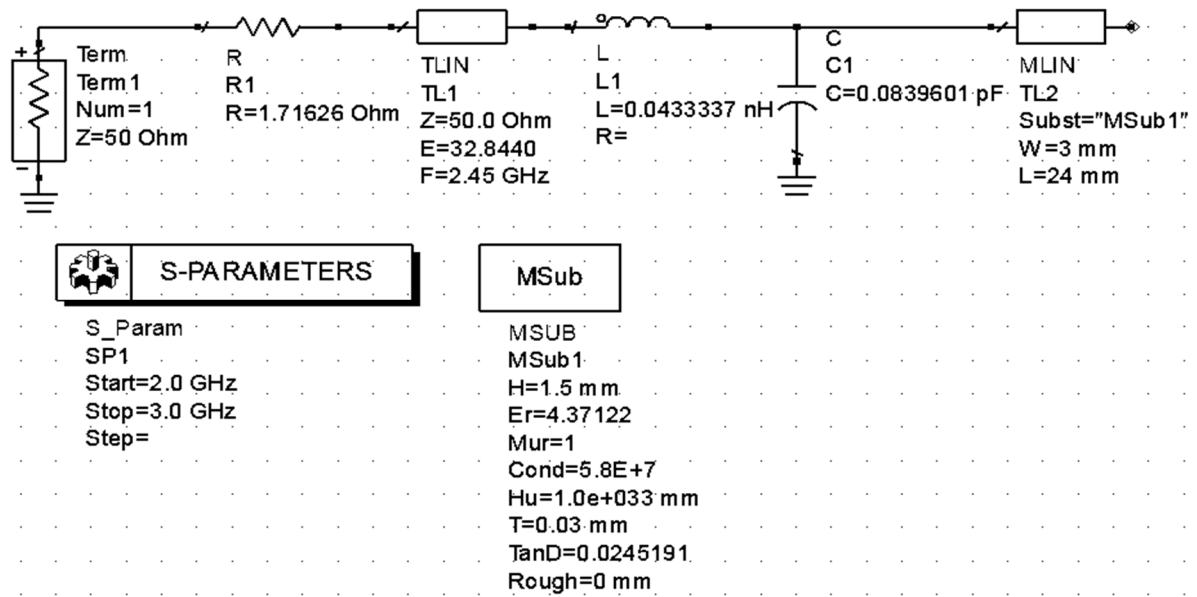


Figura A.12 - Modelo otimizado do Conector D acoplado à Linha A.

A Figura A.13 apresenta a Carta de Smith medida da Linha A e a simulada utilizando-se o modelo do Conector D acoplado à Linha A.

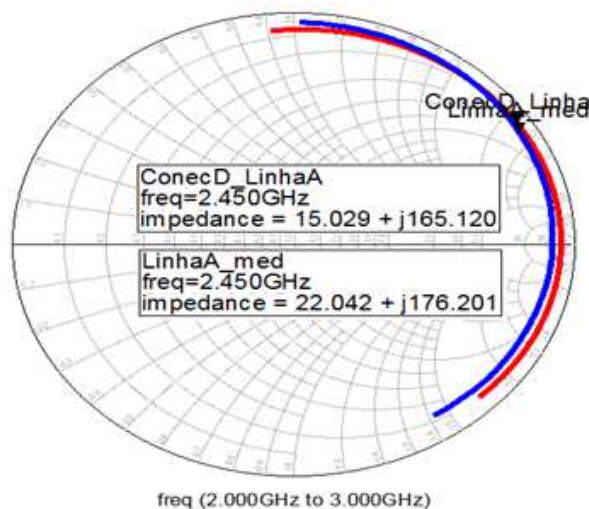


Figura A.13 - Comparação entre a Carta de Smith medida com a Linha A e a simulada com o modelo de conector D.

Percebe-se pela Figura A.13 que o modelo de conector D aproxima de forma aceitável o comportamento das Cartas de Smith simulada e medida, tendo em vista as incertezas existentes em relação às características eletromagnéticas do substrato. Portanto, neste trabalho, o modelo do Conector D é adotado para as simulações que utilizam placas de FR-4.

Apêndice B

Características eletromagnéticas da placa de FR-4

Conforme descrito na Seção 3.1, as antenas impressas consistem, em sua configuração mais simples, de um elemento radiador metálico de pequena dimensão (largura W e comprimento L) posicionado a uma distância h de um plano de terra. O elemento radiador e o plano de terra são separados por uma camada dielétrica, referida como substrato. A configuração básica de uma antena impressa está apresentada na Figura 3.1.

O elemento radiador pode ter diferentes formatos, dentre eles: elíptico, triangular, retangular, quadrado, circular, dipolo, dentre outros. Levando-se em conta a facilidade de fabricação e suas características de radiação, em especial a baixa radiação de polarização cruzada, os formatos mais comuns são: quadrado, retangular, circular e dipolo. Também devido à menor ocupação de espaço, as antenas impressas tornam-se adequadas para formação de conjuntos de antenas (Balanis, 2009).

O formato de elemento radiador mais largamente utilizado, dentre os diferentes formatos possíveis, é o formato retangular, e sua análise, utilizando o método de linha de transmissão, é simples. O modelo de linha de transmissão representa a antena impressa por duas aberturas, de largura ΔL , separadas por uma linha de transmissão de pequena impedância característica Z_c e comprimento L , de acordo com a Figura B.1 (Balanis, 2009). Nesse modelo, o elemento radiador pode ser aproximado por uma linha de transmissão ressonante que não apresenta variação nos campos transversais, com variação do campo apenas ao longo do seu comprimento (Barra, 2007).

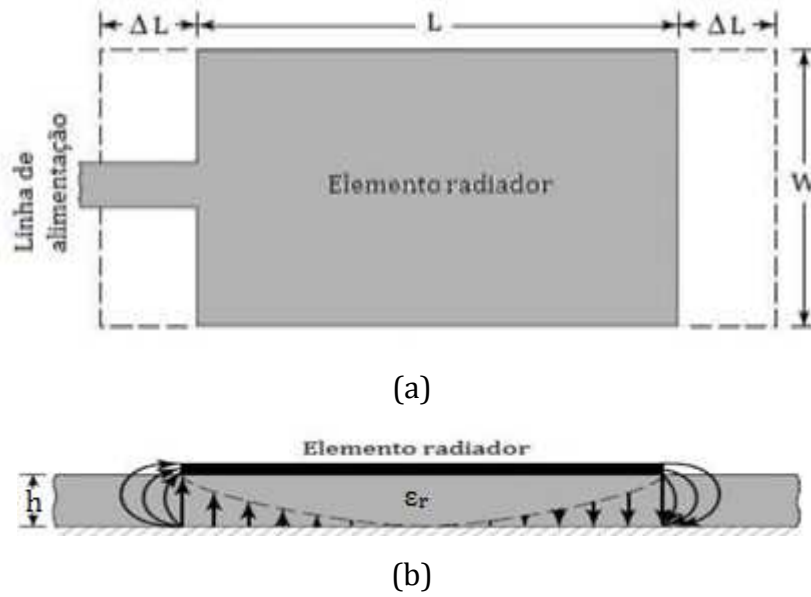


Figura B.1 - Modelo da antena impressa utilizado no método da linha de transmissão na vista superior (a) e lateral (b) (Balanis, 2009).

Para fins de projeto de antenas impressas de elementos radiadores retangulares são especificados: a permissividade elétrica relativa do substrato (ϵ_r), a frequência de ressonância (f_r , em Hz) e a espessura do substrato (h), e determinados a sua largura e o seu comprimento. Para determinação de tais parâmetros, são utilizadas sequencialmente as Equações de (B.1) a (B.4) (Balanis, 2009).

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}, \quad (B.1)$$

onde μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo, ϵ_0 é a permissividade elétrica no vácuo e v_0 é a velocidade da luz no vácuo.

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-0,5}, \quad (B.2)$$

onde ϵ_{ref} é a permissividade elétrica relativa efetiva, que leva em consideração o fato da onda propagar através do substrato e do ar.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)}, \quad (B.3)$$

onde ΔL é a extensão das dimensões da plaqueta ao longo de seu comprimento.

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{ref}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L. \quad (B.4)$$

Para o projeto da antena utilizada na caracterização do substrato de FR-4 foram utilizadas as equações (B.1) a (B.4) e para o projeto da linha de alimentação impressa, definiu-se o comprimento igual a $L_{lt} = \left(\frac{1}{4}\right) \times \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{ref}}}$ e foi determinada a largura W_{lt} utilizando um processo iterativo e as Equações de (B.5) a (B.10) (Pozar, 2011):

$$\frac{W_{lt}}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, \text{ se } \frac{W_{lt}}{h} < 2 \quad (\text{B.5})$$

$$\frac{W_{lt}}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right], \text{ se } \frac{W_{lt}}{h} > 2 \quad (\text{B.6})$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{B.7})$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{B.8})$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right), \text{ se } \frac{W}{h} \leq 1 \quad (\text{B.9})$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]}, \text{ se } \frac{W}{h} \geq 1 \quad (\text{B.10})$$

Sendo assim, inicialmente, foram projetadas a antena impressa retangular e a linha de alimentação impressa definindo como parâmetros $f_r = 2,45$ GHz, $\epsilon_r = 4,3$ (em 2,45 GHz), $\delta = 0,025$ (em 2,45 GHz), por serem valores usuais. Também foi considerado a largura do substrato $W_s = 65$ mm e o comprimento do substrato $L_s = 65$ mm, além de um gap $Re = 2$ mm na região de acoplamento da linha de alimentação com a antena. Para cálculo do ponto de inserção da linha de alimentação na antena foi utilizada a Equação (B.11) (Pereira, 2014):

$$y_o = \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{Z'_{ent}}{Z_{ent}}} \right) \left(\frac{L}{\pi} \right), \quad (\text{B.11})$$

onde y_o é ponto de inserção da linha de alimentação na antena, Z'_{ent} é a impedância de entrada desejada (neste trabalho, $Z'_{ent} = 50 \Omega$), Z_{ent} é a impedância de entrada do elemento radiador (calculada por $Z_{ent} = \frac{60\lambda_0}{W}$ (Pereira, 2014)). Utilizando um micrômetro, foi medida a espessura do condutor $t = 0,030$ mm e a espessura do substrato $h = 1,50$ mm. A Figura B.2 apresenta as dimensões da antena impressa retangular com reentrância (denominada neste trabalho de Antena 1).

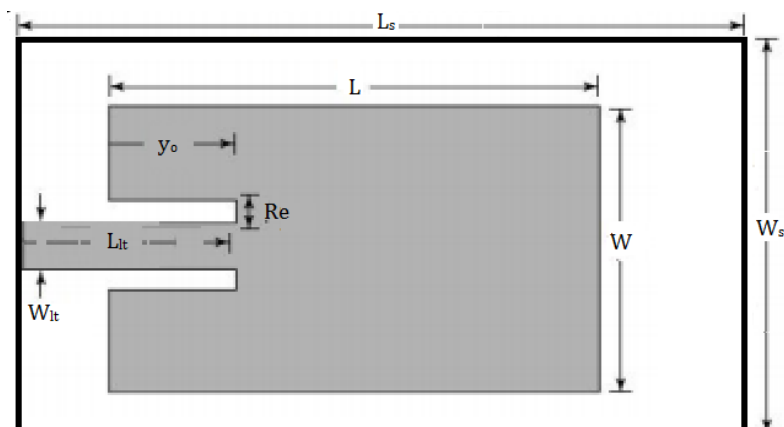


Figura B.2 - Dimensões da Antena 1.

As dimensões projetadas e definidas para a Antena 1 são apresentadas na Tabela B.1.

Dimensão	Valores adotados (mm)
L	29,195191
W	37,609905
L_s	65
W_s	65
L_{lt}	16,932980
W_{lt}	2,822988
y_0	9,6681
Re	2
t	0,030
h	1,50

Tabela B.1 - Dimensões adotadas inicialmente para a Antena 1.

A Antena 1, com as dimensões apresentadas na Tabela B.1, foi modelada e simulada no software CST®, utilizando o modo *Transient Solver* com precisão de -80 dB em um intervalo de frequência de 2 a 3 GHz, e fixando a impedância de referência em 50 Ω . O software CST® foi utilizado nas simulações por possuir ferramentas para otimização das dimensões da antena. O trabalho de (Pereira, 2014) apresenta um tutorial para simulação de antenas impressas utilizando o software CST®. Os valores do parâmetro S_{11} e da impedância obtidos para a Antena 1 são apresentados na Figura B.3.

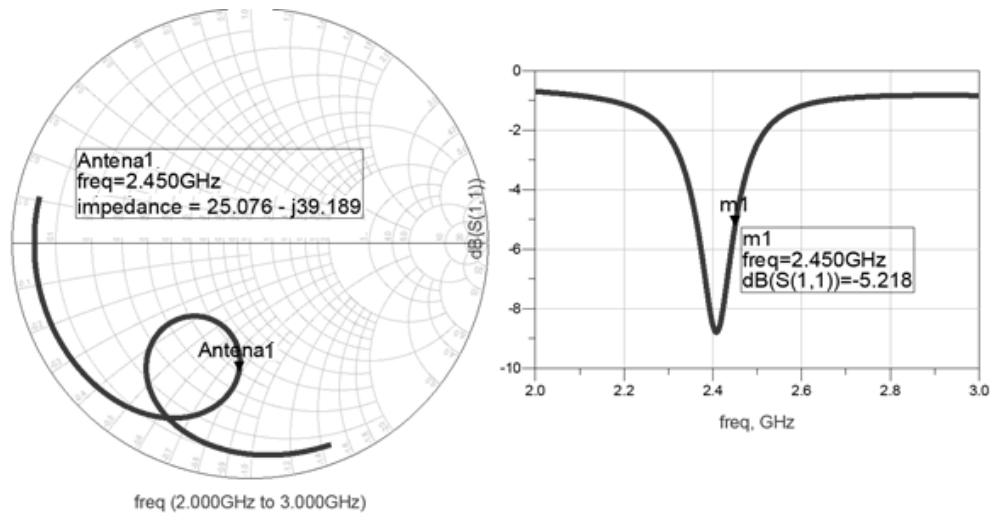


Figura B.3 – Carta de Smith e parâmetro S_{11} simulados para a Antena 1 com dimensões iniciais.

A Antena 1 foi otimizada no software CST®, utilizando a técnica de otimização Algoritmo Genético, com tamanho de população 20 e taxa de mutação 60%, visando alcançar $Z_{in} = 50 + j0 \, \Omega$ em 2,45 GHz. As dimensões obtidas após o processo de otimização são apresentadas na Tabela B.2.

Dimensão	Valores adotados (mm)
L	29,055
W	32,583
L_s	69,965
W_s	71,437
L_{lt}	17,242
W_{lt}	2,396
y_o	6,464
Re	3,187
t	0,030
h	1,50

Tabela B.2 – Parâmetros otimizados da Antena 1.

Os valores do parâmetro S_{11} e da impedância obtidos para a Antena 1 com as dimensões otimizadas são apresentados na Figura B.4.

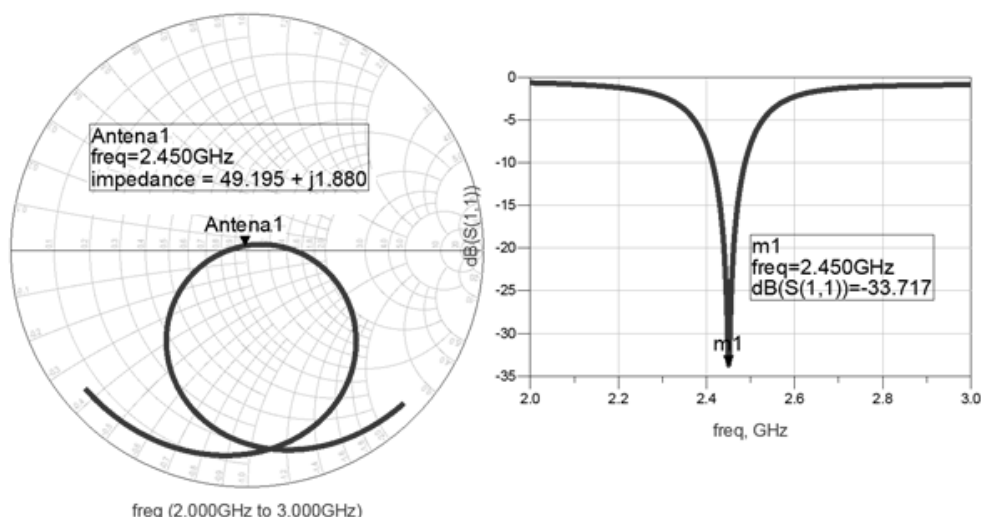


Figura B.4 – Carta de Smith e parâmetro S_{11} simulados para a Antena 1 com dimensões otimizadas.

A Tabela B.3 apresenta os resultados da simulação da Antena 1 com as dimensões iniciais e otimizadas.

Antena	S_{11} (dB) em 2,45 GHz	Z_{in} (Ω) em 2,45 GHz
Antena 1 com dimensões iniciais	-5,2181	25,08 – j39,19
Antena 1 com dimensões otimizadas	-33,717	49,195 – j1,88

Tabela B.3 – Resultados de simulação da Antena 1 com dimensões iniciais e otimizadas.

Observa-se pelos dados apresentados nas Tabela B.1 a Tabela B.3 que as dimensões projetadas e utilizadas inicialmente são bem próximas às dimensões otimizadas e que, apesar da otimização variar pouco a dimensão da antena, foi alcançado um resultado significativamente melhor.

A antena com as dimensões apresentadas na Tabela B.2 foi construída e foram medidos a impedância e o parâmetro S_{11} , em uma faixa de frequências de 2 GHz a 3 GHz, conforme apresentado na Figura B.5.

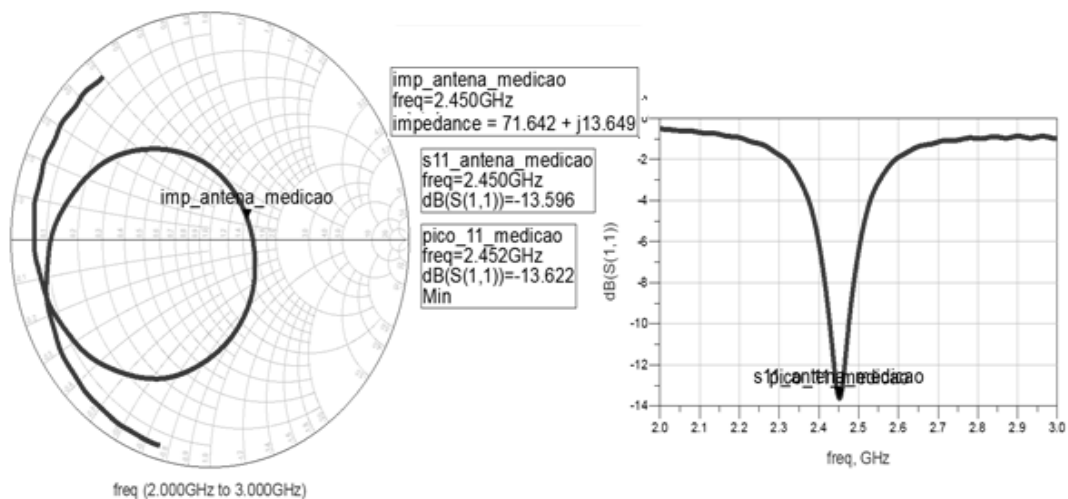


Figura B.5 – Carta de Smith e parâmetro S_{11} medidos para a Antena 1 com dimensões otimizadas.

As divergências entre os resultados apresentados na Figura B.4 e Figura B.5 devem-se, principalmente, ao fato de não ter sido incluído o modelo do conector na simulação realizada no CST® e ao fato do material não estar bem caracterizado. Assim, de forma a incluir o modelo do conector na análise, os dados da simulação realizada no CST® foram exportados para o *schematic* do ADS®, e o modelo do Conector D foi utilizado. A Figura B.6 apresenta as Cartas de Smith e os resultados dos parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 1 de dimensões otimizadas conectada ao modelo do Conector D.

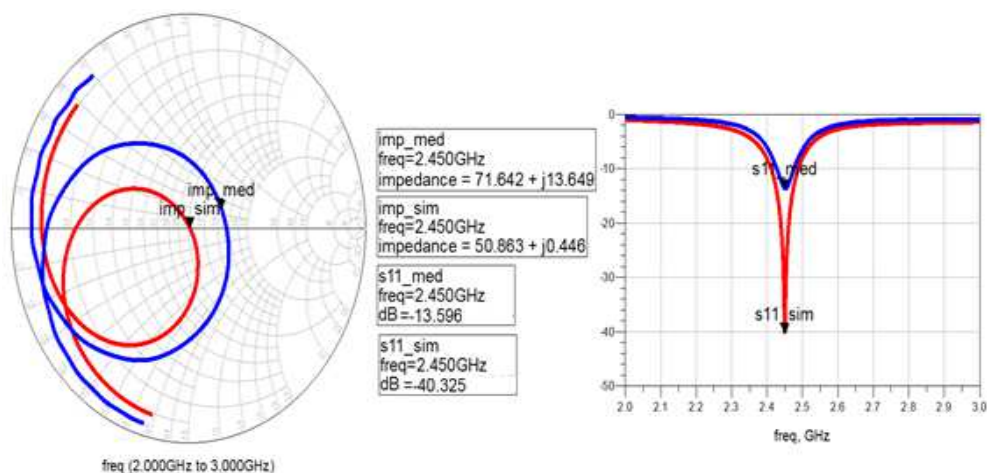


Figura B.6 – Comparação entre as Cartas de Smith e os parâmetros S_{11} medidos e simulados para a Antena 1 com dimensões otimizadas conectada ao modelo do Conector D.

Analisando-se a Figura B.6 é possível notar que a inclusão do modelo do Conector D à simulação realizada no CST® faz com que o comportamento da Carta de Smith simulada se aproxime mais da Carta de Smith medida, porém, ainda apresentando divergências. Esse fato é justificável pela divergência entre as características

eletromagnéticas do material físico e do utilizado na simulação realizada no CST®. Portanto, é necessária a correta caracterização do material e, para isso, foi utilizada a ferramenta de *Sweep Parameter* do software CST® para variar as características eletromagnéticas do material (ϵ_r e δ), mantendo-se fixos as dimensões da antena.

Observou-se que alterar a permissividade relativa faz com que a Carta de Smith gire em sentido horário, caso aumente o ϵ_r , ou gire em sentido anti-horário, caso diminua o ϵ_r , enquanto alterar a tangente de perdas faz com que a Carta de Smith se comprima, caso aumente a δ , ou se expanda, caso diminua a δ .

Sendo assim, observando a Figura B.6, percebe-se que o comportamento da Carta de Smith simulada com as características eletromagnéticas iniciais necessita ser bastante expandida e pouco rotacionada, para alcançar um comportamento mais próximo ao da Carta de Smith medida. Assim, faz-se necessária uma diminuição mais significativa de δ se comparada com o aumento necessário de ϵ_r .

Inicialmente, foi realizada uma análise gráfica, comparando o valor das impedâncias na frequência de 2,45 GHz e os comportamentos das Cartas de Smith obtidas, variando a δ em uma faixa de 0,01 a 0,025, para valores de ϵ_r iguais a 4,30, 4,31 e 4,32, pois valores fora dessa faixa implicaram em comportamentos mais distantes do medido. A Figura B.7 até a Figura B.9 ilustram os resultados obtidos.

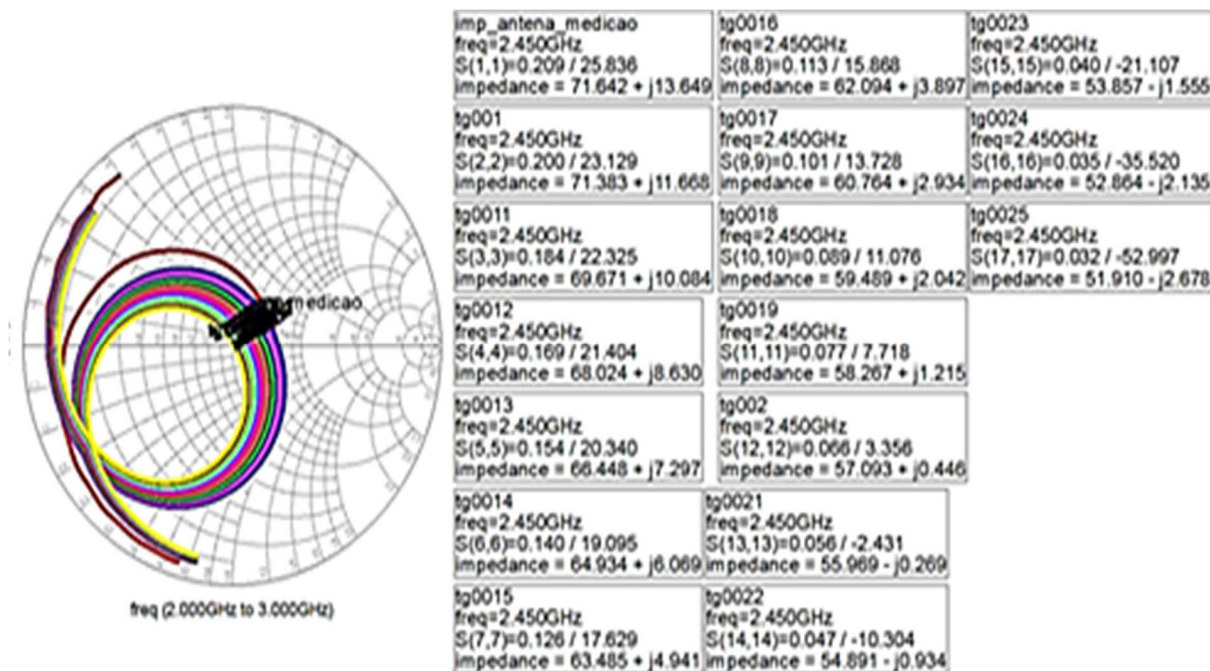


Figura B.7 - Comparação das Cartas de Smith com a variação da tangente de perdas para ϵ_r igual a 4,3.

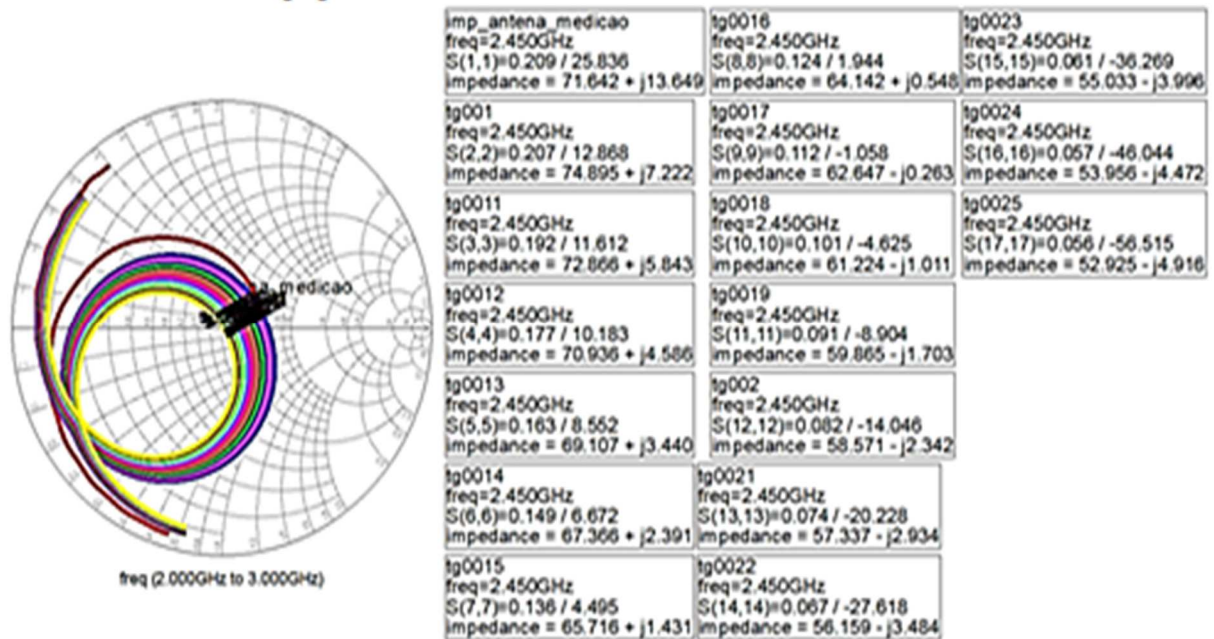


Figura B.8 - Comparação das Cartas de Smith com a variação da tangente de perdas para ϵ_r igual a 4,31.

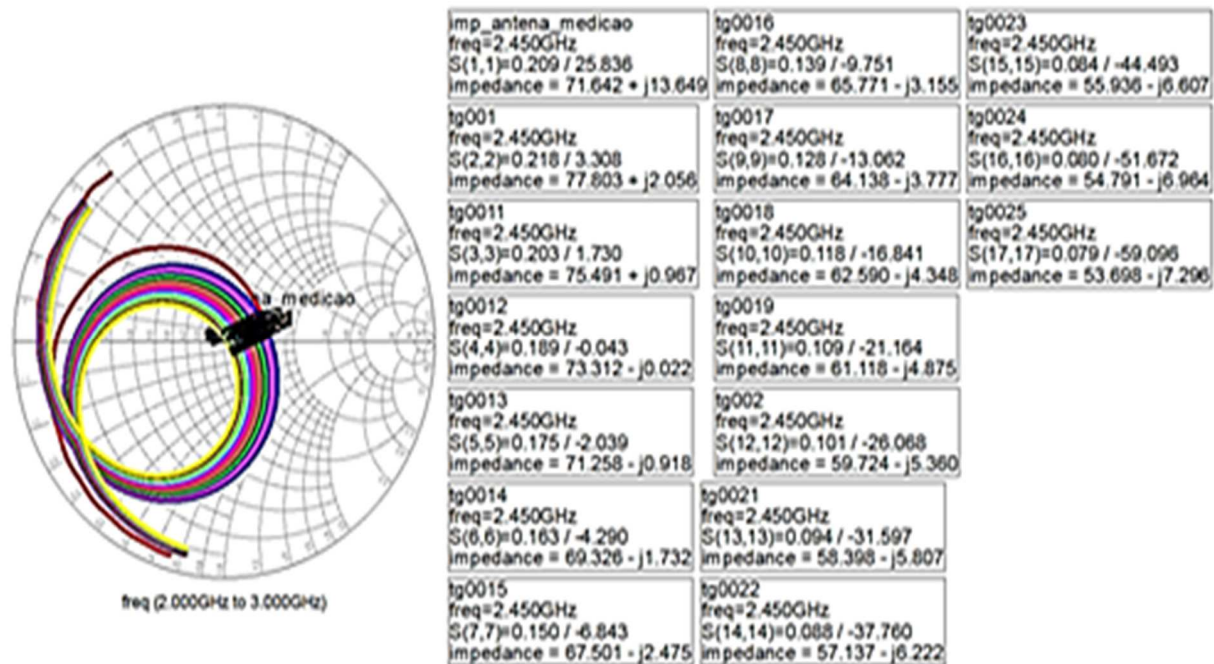


Figura B.9 - Comparação das Cartas de Smith com a variação da tangente de perdas para ϵ_r igual a 4,32.

Realizando uma análise gráfica destas figuras percebe-se que para um mesmo ϵ_r , a diminuição da δ implica na expansão da Carta de Smith simulada, e uma consequente aproximação com a Carta de Smith medida. Avaliando o valor de impedância na frequência de 2,45 GHz, os valores que apresentaram resultados simulados mais próximos aos medidos foram $\epsilon_r = 4,3$ e $\delta = 0,01$. Portanto, neste trabalho, são adotados estes valores para as características eletromagnéticas do substrato FR-4. A Figura B.10

apresenta a comparação entre a Carta de Smith medida da Antena 1 e a Carta de Smith simulada considerando o modelo do Conector D, $\epsilon_r = 4,3$ e $\delta = 0,01$.

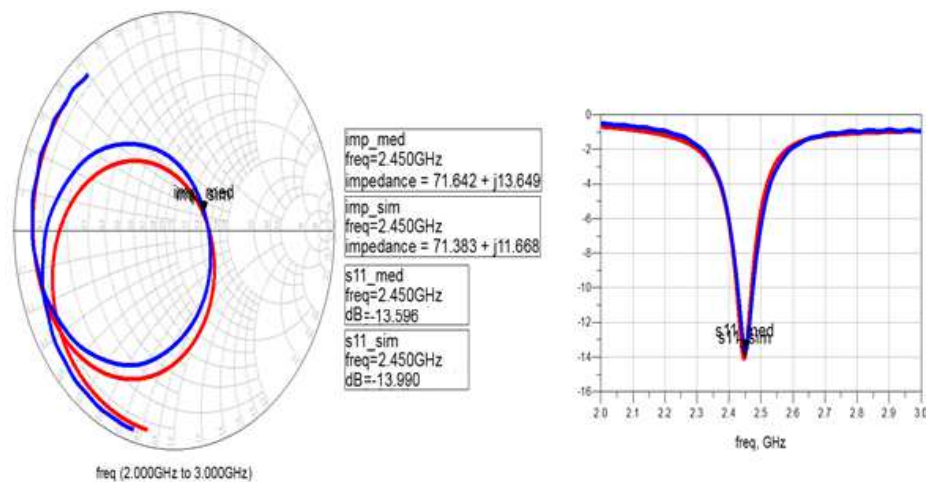


Figura B.10 - Comparação entre a Carta de Smith medida da Antena 1 e da Carta de Smith simulada considerando o modelo do Conector D, $\epsilon_r = 4,3$ e $\delta = 0,01$.

Os resultados apresentados na Figura B.10 evidenciam que o modelo do Conector D e as características eletromagnéticas adotadas na caracterização do substrato FR-4 aproximaram bem o comportamento do parâmetro S_{11} e da impedância simulados da Antena 1 com os valores medidos.