



Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Associação Ampla entre CEFET-MG e UFSJ

Transmissão de Energia sem Fio e Colheita de Energia Eletromagnética: Modelagem e Construção de *Rectennas* e Conversores DC-DC Autoalimentados

Rakelane Aparecida Mendes

Transmissão de Energia sem Fio e Colheita de Energia Eletromagnética: Modelagem e Construção de *Rectennas* e Conversores DC-DC Autoalimentados

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, parceria ampla entre o CEFET-MG e UFSJ como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Elétricos.Linha de Pesquisa: EletromagnetismoAplicado.

Orientador: Prof. Dr. Sandro Trindade Mordente Goncalves.





Belo Horizonte

Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais – CEFET-MG 2020

Mendes, Rakelane Aparecida

M538t

Transmissão de energia sem fio e colheita de energia eletromagnética: modelagem e construção de Rectennas e Conversores DC-DC autoalimentados / Rakelane Aparecida Mendes. – 2020.

95 f.: il., gráfs, tabs., fotos.

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica em associação ampla entre a UFSJ e o CEFET-MG.

Orientador: Sandro Trindade Mordente Gonçalves.

Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação Tec

Dissertação (mestrado) - Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais.

Antenas (Eletrônica) – Teses. 2. Circuitos retificadores – Teses.
 Circuitos elétricos – Teses. 4. Conversores – Teses. 5. Energia – Conservação – Teses. 6. Sistemas de comunicação sem fio – Teses.
 Gonçalves, Sandro Trindade Mordente. II. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. III. Universidade Federal de São João del-Rei. IV. Título.

CDD 621.319

Dedico este trabalho aos meus pais João e Silvânia.

"Não há lugar para a sabedoria onde não há paciência." Santo Agostinho

AGRADECIMENTOS

A Deus pela força, paciência e saúde para realizar este trabalho.

Aos meus pais João e Silvânia, e minha irmã Júnia pelo amor incondicional, pelo apoio e incentivo em todos os momentos de minha vida. E demais familiares que torceram por mim.

Ao meu orientador Dr. Sandro Gonçalves por compartilhar seu conhecimento, pelo apoio, pela confiança e pelas oportunidades.

Aos demais professores e técnicos do CEFET/MG pela ajuda e conhecimento compartilhado.

Ao professor Dr. Christian Vollaire pela oportunidade, confiança e conhecimento compartilhado. Ao professor Dr. Arnaud Bréard pela ajuda e conhecimento compartilhado. A todos os colegas e funcionários do *Laboratoire Ampère* pela recepção e ajuda.

Aos amigos do CEFET/MG por compartilharem conhecimentos, amizade e momentos de descontração.

Aos amigos da UFMG pela ajuda e conhecimento compartilhado.

À CAPES, CEFET/MG e Laboratoire Ampère pelo suporte financeiro.

RESUMO

Este trabalho apresenta um sistema de reaproveitamento de energia sem fio, chamado Rectenna que é a junção de um circuito retificador e uma antena. Também é apresentado a caracterização do conector SMA 3011, o qual é utilizado nos protótipos desenvolvidos. Os protótipos foram confeccionados no substrato FR4, também é apresentado um método para determinar a tangente de perdas e a permissividade elétrica deste substrato. Escolheu-se um circuito retificador de topologia de série, pois este apresenta melhor desempenho quando a potência de entrada é ultrabaixa. A antena escolhida é ressonante nas bandas de frequência Instrumentation, Scientific and Medical (ISM), Global System for Mobile Communication (GSM), Long Term Evolution (LTE). São apresentadas três diferentes configurações de rectennas: a primeira rectenna é ressonante nas frequências de 2,45 GHz e 1,8 GHz e a tensão fornecida a carga é igual a 240 mV, quando a potência de entrada é igual a -15 dBm; a segunda rectenna é ressonante na frequência de 2,45 GHz, esta não utiliza conectores SMA e a tensão fornecida a carga é igual a 340 mV, quando a potência de entrada é igual a -15 dBm; a terceira rectenna é idêntica a segunda rectenna, porém, utiliza conectores SMA. Levando em consideração que muitos dispositivos necessitam de uma tensão de alimentação maior que a tensão fornecida pela rectenna, esta foi acoplada a um conversor DC-DC comercial. Para automatizar o sistema de reaproveitamento de energia, foi projetado um circuito chamado Under Voltage Lock-out (UVLO).

Palavras-chaves: antena dipolo, circuito retificador, circuito UVLO, conversor DC-DC, reaproveitamento de energia, *rectenna*.

ABSTRACT

This work presents a system of reusing wireless energy, called Rectenna, which is the junction of a rectifier circuit and an antenna. Also presented is the characterization of the SMA 3011 connector, which is used in the prototypes developed. The prototypes were made on the FR4 substrate, a method to determine the loss tangent and the electrical permittivity of this substrate is also presented. A series topology rectifier circuit has been chosen as it performs better when the input power is ultra low. The antenna chosen is resonant in the frequency bands Instrumentation, Scientific and Medical (ISM), Global System for Mobile Communication (GSM), Long Term Evolution (LTE). Three different rectenna configurations are presented: the first rectenna is resonant at the frequencies of 2,45 Ghz and 1,8 Ghz and the supplied voltage the charge is equal to 240 mV when the input power is equal to -15 dBm; the second rectenna is resonant at the frequency of 2,45 Ghz, this does not use SMA connectors and the supplied voltage is 340 mV, when the input power is equal to -15 dBm; the third rectenna is identical to the second rectenna, but uses SMA connectors. Taking into account that many devices require a higher supply voltage than the voltage supplied by the rectenna, this was coupled to a commercial DC-DC converter. To automate the power reuse system, a circuit called Under Voltage Lock-out (UVLO) was designed.

Keywords: dipole antenna, rectifier circuit, UVLO circuit, DC-DC converter, energy wireless harvesting, rectenna.

LISTA DE FIGURAS

| Figura 1-1 - Arquitetura básica dos dispositivos de IoT | 17 |
|---|--------|
| Figura 1-2 - Sistema de colheita de energia sem fio | 17 |
| Figura 2-1 - Protótipo da Rectenna 1: (a) vista superior do patch (b) vista inferior da re | de de |
| alimentação da antena e do circuito retificador. | 26 |
| Figura 2-2 - Protótipo da <i>Rectenna</i> 2 | 27 |
| Figura 2-3 - Protótipo da Rectenna 3: (a) Esquemático da rectenna (b) Vista superi | ior da |
| rectenna | 28 |
| Figura 2-4 - Rectenna 4: (a) geometria de antena (b) topologia do circuito retificador | 28 |
| Figura 2-5 - Protótipo da <i>Rectenna</i> 5 | 29 |
| Figura 2-6 - Protótipo da Rectenna 6: (a) vista superior da rectenna (b) vista inferi | or da |
| rectenna | 30 |
| Figura 2-7 - Protótipo da <i>Rectenna</i> 7 | 31 |
| Figura 2-8 - Protótipo da <i>Rectenna</i> 8 | 32 |
| Figura 3-1 - Conector SMA 3011 | 34 |
| Figura 3-2 - Conector SMA 3011 (a) apenas com pinos de fixação mecânica (b) comple | to (c) |
| apenas com o pino central | 34 |
| Figura 3-3 - Carta de Smith do conector SMA 3011 (completo). | 35 |
| Figura 3-4 - Carta de Smith do conector SMA 3011 apenas com pinos de fixação mecânio | ca35 |
| Figura 3-5 - Carta de Smith do conector SMA 3011 apenas com pino central | 35 |
| Figura 3-6 - Modelo equivalente do conector. | 36 |
| Figura 3-7 - Seção transversal do cabo coaxial. | 36 |
| Figura 3-8 - Valores de R, L e C após a otimização | 37 |
| Figura 3-9 – Coeficiente de reflexão medido e simulado | 38 |
| Figura 3-10 - Esquemático dos testes utilizados para a validação: (a) Caso 1 (b) Caso 2 (c) | Caso |
| 3 | 38 |
| Figura 3-11 – Coeficiente de reflexão medido e simulado do Caso 1 | 39 |
| Figura 3-12 – Coeficiente de reflexão medido e simulado do Caso 2 | 39 |
| Figura 3-13 – Coeficiente de reflexão medido e simulado do Caso 3 | 40 |
| Figura 4-1 - Topologia do circuito retificador. | 41 |
| Figura 4-2 - Esquemático do circuito retificador A | 43 |
| Figura 4-3 - Protótipo do circuito retificador A. | 43 |

| Figura 4-4 – Coeficiente de reflexão medido e simulado do Retificador A | 43 |
|---|-----------|
| Figura 4-5 - Desempenho do circuito retificador A. | 44 |
| Figura 4-6 - Esquemático do circuito retificador B. | 45 |
| Figura 4-7 - Protótipo do circuito retificador B. | 45 |
| Figura 4-8 – Coeficiente de reflexão medido e simulado do circuito retificador B | 45 |
| Figura 4-9 - Desempenho do circuito retificador B. | 46 |
| Figura 4-10 - Modelo SPICE do diodo Schottky SMS 7630. | 48 |
| Figura 4-11 - Topologia do circuito retificador C. | 48 |
| Figura 4-12 - Protótipo do circuito retificador C | 49 |
| Figura 4-13 – Coeficiente de reflexão medido e simulado do circuito retificador C | 49 |
| Figura 4-14 - Desempenho do circuito retificador C | 50 |
| Figura 4-15 - Esquemático do circuito retificador D. | 51 |
| Figura 4-16 – Corrente de entrada sem carga <i>versus</i> tensão de entrada | 51 |
| Figura 4-17 - Protótipo do circuito retificador D. | 52 |
| Figura 4-18 – Coeficiente de reflexão medido e simulado | 52 |
| Figura 4-19 - Desempenho do circuito retificador D. | 52 |
| Figura 5-1 - Comprimentos físico e efetivo de uma plaqueta retangular de microfita: | (a) vista |
| superior (b) vista lateral | 55 |
| Figura 5-2 - Geometria da antena. | 56 |
| Figura 5-3 - Protótipo da Antena A. | 56 |
| Figura 5-4 – Coeficiente de reflexão medido e simulado da Antena A. | 57 |
| Figura 5-5 - Parâmetros da Antena A: (a) Diretividade (b) Ganho IEEE. | 58 |
| Figura 5-6 - Antena transmissora. | 58 |
| Figura 5-7 – Coeficiente de reflexão da antena transmissora | 59 |
| Figura 5-8 - Medição de potência recebida. | 59 |
| Figura 5-9 - Regiões de campo da antena | 60 |
| Figura 5-10 - Estrutura da Antena Dipolo <i>Meandered</i> : (a) vista frontal (b) vista posteri | or62 |
| Figura 5-11 - Protótipo da Antena B: (a) Vista frontal (b) Vista posterior | 63 |
| Figura 5-12 – Coeficiente de reflexão medido e simulado da Antena B | 63 |
| Figura 5-13 - Parâmetros da Antena B na frequência de 2,45 GHz: (a) Diretividade (b) |) Ganho |
| IEEE. | 64 |
| Figura 5-14 - Parâmetros da Antena B na frequência de 1,80 GHz: (a) Diretividade (b |) Ganho |
| IEEE. | 64 |
| Figura 5-15 - Protótipo da Antena C: (a) Vista frontal (b) Vista posterior | 65 |

| Figura 5-16 – Coeficiente de reflexão medido e simulado da Antena C | 66 |
|--|----|
| Figura 5-17 - Parâmetros da Antena C: (a) Diretividade (b) Ganho IEEE | 66 |
| Figura 5-18 – Potência recebida pela Antena C. | 66 |
| Figura 6-1 - Protótipo da <i>Rectenna</i> A | 68 |
| Figura 6-2 - Tensão fornecida pela Rectenna A (Teste 1) | 69 |
| Figura 6-3 - Desempenho da Rectenna A (Teste 1). | 69 |
| Figura 6-4 - Tensão fornecida pela Rectenna A (Teste 2) | 70 |
| Figura 6-5 - Desempenho da Rectenna A (Teste 2). | 70 |
| Figura 6-6 - Tensão de saída fornecida pela Rectenna A em 1,80 GHz | 71 |
| Figura 6-7 - Desempenho da Rectenna A na frequência de 1,80 GHz | 71 |
| Figura 6-8 - Layout da <i>Rectenna</i> B. | 72 |
| Figura 6-9 - Protótipo da Rectenna B: (a) Vista frontal (b) Vista traseira. | 73 |
| Figura 6-10 - Tensão de saída fornecida pela Rectenna B. | 73 |
| Figura 6-11 - Tensão de saída versus Potência recebida pela Rectenna B | 74 |
| Figura 6-12 – Protótipo da <i>Rectenna</i> C. | 74 |
| Figura 6-13 - Tensão fornecida pela Rectenna C. | 75 |
| Figura 6-14 - Tensão de saída versus Potência recebida pela Rectenna C | 75 |
| Figura 6-15 Esquemático de ligação entre rectenna e conversor DC-DC. | 76 |
| Figura 6-16 - Conversor LTC 3105. | 77 |
| Figura 6-17 - Conversor STEVAL-ISV019V1. | 78 |
| Figura 6-18 - Esquemático do teste de Medição 1. | 79 |
| Figura 6-19 - Teste de Medição 1: (a) Tensão versus tempo (b) Medição | 80 |
| Figura 6-20 - Circuito UVLO. | 80 |
| Figura 6-21 - Resultados de simulação do circuito UVLO. | 81 |
| Figura 6-22 - Protótipo do circuito UVLO. | 82 |
| Figura 6-23 - Resultados experimentais da tensão de entrada e saída do circuito UVLO | 82 |
| Figura 6-24 - Esquemático do teste de medição do circuito completo | 83 |
| Figura 6-25 - Teste de Medição do circuito completo | 83 |
| Figura 6-26 - Resultados das medições do circuito completo. | 84 |
| Figura 6-27 - Rectenna de teste: (a) Esquemático (b)Protótipo. | 85 |
| Figura 6-28 - Resultado de medição utilizando a <i>rectenna</i> de teste | 85 |
| | |

LISTA DE TABELAS

| Tabela 2-1 - Estado da arte de <i>Rectennas</i> | 32 |
|---|----|
| Tabela 4-1 - Modelo SPICE do diodo Schottky SMS 7630 | 47 |
| Tabela 5-1 - Dimensões iniciais e otimizados dos parâmetros da Antena A | 56 |
| Tabela 5-2 - Dimensões da antena transmissora | 59 |
| Tabela 5-3 - Potência recebida pela Antena A em diferentes distâncias | 61 |
| Tabela 5-4 - Dimensões iniciais e otimizados dos parâmetros da Antena B | 62 |
| Tabela 5-5 - Dimensões iniciais e otimizados dos parâmetros da Antena C | 65 |
| Tabela 7-1 – Resultado comparativo de <i>rectennas</i> | 86 |

LISTA DE ABREVIAÇÕES E SIGLAS

| ADS | Advanced Design System |
|-----|---|
| CST | |
| FR4 | |
| GSM | Global System for Mobile Communication |
| ISM | Instrumentation, Scientific and Medical |
| LTE | Long Term Evolution |
| RF | Radiofrequência |
| SMA | SubMiniature version A |
| SMD | Superficial Mounting Device |
| WPT | Wireless Power Transfer |

SUMÁRIO

| 1. INTRODUÇÃO | 16 |
|---|-----|
| 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA | 16 |
| 1.2 Objetivos | 18 |
| 1.3 Metodologia | 18 |
| 1.4 PUBLICAÇÕES E ATIVIDADES COMPLEMENTARES | 19 |
| 1.5 Organização do trabalho | 20 |
| 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA | 21 |
| 2.1 ESTADO DA ARTE SOBRE CARACTERIZAÇÃO DE CONECTORES SMA | 21 |
| 2.2 ESTADO DA ARTE SOBRE CIRCUITOS RETIFICADORES PARA REAPROVEITAMENTO DE | ; |
| ENERGIA | 22 |
| 2.3 ESTADO DA ARTE SOBRE ANTENAS DE MICROFITA | 24 |
| 2.4 ESTADO DA ARTE SOBRE TRABALHOS EMPREGANDO RECTENNAS | 25 |
| 2.5 Considerações Finais | 32 |
| 3. CARACTERIZAÇÃO E VALIDAÇÃO DO CONECTOR SMA 3011 | 34 |
| 3.1 O CONECTOR SMA 3011 | 34 |
| 3.1.1 Cálculo do comprimento elétrico | 36 |
| 3.1.2 Caracterização do conector | 37 |
| 3.2 Caracterização do dielétrico | 38 |
| 3.3 TESTES COM A MODELAGEM DO CONECTOR | 38 |
| 3.4 Considerações finais | 40 |
| 4. O CIRCUITO RETIFICADOR | 41 |
| 4.1 MODELAGEM DO CIRCUITO RETIFICADOR USANDO O DIODO SCHOTTKY HSMS 2860 | 042 |
| 4.1.1 Protótipo do Circuito Retificador A | 42 |
| 4.1.2 Protótipo do Circuito Retificador B | 44 |
| 4.2 Modelagem do Circuito retificador usando o diodo Schottky SMS 7630 | 46 |
| 4.2.1 Modelo SPICE do diodo Schottky SMS 7630 | 47 |
| 4.2.2 Protótipo do circuito retificador C | 48 |
| 4.3 CIRCUITO RETIFICADOR D. | 50 |
| 4.4 Considerações Finais | 53 |

| 5. A ANTENA | 54 |
|--|----|
| 5.1 Projeto da Antena de microfita de plaqueta retangular | 54 |
| 5.1.1 Otimização e resultados da Antena A | 55 |
| 5.1.2 Medição de potência recebida pela Antena A | 58 |
| 5.2 Antena Dipolo <i>Meandered</i> | 61 |
| 5.2.1 Antena B | 62 |
| 5.2.2 Antena C | 64 |
| 5.3 Considerações Finais | 67 |
| 6. RECTENNA | 68 |
| 6.1 Rectenna A | 68 |
| 6.1.1 Testes de desempenho da Rectenna A na frequência de 2,45 GHz | 68 |
| 6.1.2 Testes de desempenho da Rectenna A na frequência de 1,80 GHz | 70 |
| 6.2 RECTENNA B | 71 |
| 6.3 RECTENNA C | 74 |
| 6.4 Aplicação da <i>Rectenna</i> | 76 |
| 6.4.1 Conversores DC-DC comerciais | 76 |
| 6.4.1.1 Conversor LTC 3105 | 76 |
| 6.4.1.2 STEVAL-ISV019V1 | 77 |
| 6.4.2 Teste de medição 1 | 79 |
| 6.4.3 O circuito UVLO | 80 |
| 6.4.3.1 Princípio de funcionamento do circuito UVLO | 81 |
| 6.4.4 Teste de medição do circuito completo | 83 |
| 6.5 Considerações finais | 85 |
| 7. CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS | 86 |
| A. APÊNDICE A | 93 |

Capítulo 1

1.1 Contextualização do problema

Os conceitos de transferência de energia sem fio passaram a ser pensados no início da virada do século XX, através de alguns experimentos de Nikolas Tesla [1]. Em seus estudos Tesla não obteve muito sucesso, pois utilizou uma frequência baixa, que não foi capaz de obter um sistema eficiente. A partir disso, muitas pesquisas vêm sendo realizadas para que sejam promovidos avanços nesse campo.

Os conceitos de transferência de energia sem fio podem ser divididos em quatro tecnologias: (i) transmissão de energia por micro-ondas, (ii) transmissão de energia por *laser*, (iii) transmissão capacitiva de potência e (iv) transmissão indutiva [2]. As tecnologias de transferência indutiva ou capacitiva são classificadas como não radiante ou campo próximo. Essas operam em curtas distâncias e podem recarregar baterias em telefones celulares e veículos elétricos, dispositivos médicos, entre outros [3] - [4]. Já as tecnologias de transferência de energia por micro-ondas e por *laser* são classificadas como radiante ou de campo distante, operam em distâncias maiores através da propagação de ondas em alta frequência [3].

Em 1999, foi introduzido o conceito de *Internet* das coisas (IoT), que ocasionou em um intenso desenvolvimento de uma variedade de tecnologias relacionadas à transferência de energia sem fio de campo distante. A IoT é um conceito de computação em que dispositivos físicos do cotidiano são conectados à *internet* e se comunicam entre si, sem que haja diretamente uma interferência humana. A IoT está sendo empregada em áreas de consumo como comunicações, entretenimento pessoal, casas inteligentes, transportes inteligentes, sistemas e cidades inteligentes, segurança e assistência médica [4]. As principais vantagens da IoT são: análise mais inteligente, segurança aprimorada, maior produtividade, tráfego mais seguro, visibilidade da demanda em tempo real, entre outros. Além disso, a IoT cria oportunidades para empresas e pessoas com habilidades em segurança de dados, projeto de rede e análise de dados [5].

A arquitetura básica dos dispositivos de IoT é mostrada na Figura 1-1. Atualmente um dos grandes desafios dos dispositivos de IoT é a fonte de energia. Até então utiliza-se baterias, porém estas são grandes, pesadas, possuem curta vida útil e poluem o meio ambiente. Além de que muitas vezes os dispositivos estão em locais de difícil acesso, dificultando o carregamento da bateria.

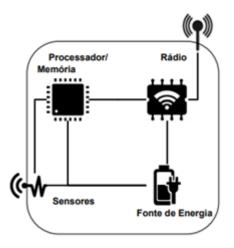


Figura 1-1 - Arquitetura básica dos dispositivos de IoT [6].

Uma solução viável para este problema é substituir a bateria por uma *rectenna*. A *rectenna* é um dispositivo formado por uma antena e um circuito retificador. Esta foi apresentada pela primeira vez na década de 1960 por W. C. Brown [7]. Esse dispositivo é capaz de coletar baixos níveis de energia eletromagnética do ambiente e converter a energia de radiofrequência (RF) em energia de corrente contínua (DC) [8], o que torna a *rectenna* um dispositivo autossustentável. O sistema de colheita de energia utilizado pela *rectenna* é mostrado na Figura 1-2. A *rectenna* também pode ser utilizada para alimentar pequenos dispositivos fora do paradigma de IoT.

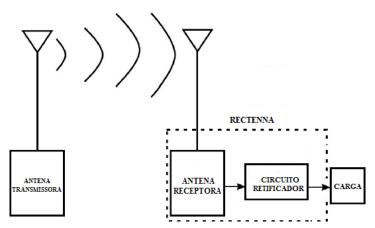


Figura 1-2 - Sistema de colheita de energia sem fio.

Nos projetos de *rectennas* é conveniente utilizar a banda de frequência *Instrumentation, Scientific and Medical* (ISM). Essa banda de frequência foi definida em 1985, pelo *Federal Communications Commission* (FCC), que é um órgão regulamentador norte-americano da área de telecomunicação [9]. A banda ISM não requer licenciamento e é reservada para o desenvolvimento industrial, científico e médico, e tornou-se um padrão internacional. Os níveis de energia eletromagnética disponíveis no ambiente para este tipo de aplicação são geralmente

baixíssimos e variáveis, o que torna um desafio projetar *rectennas* de alta eficiência. Para este tipo aplicações considera-se níveis de potência em torno de -20 dBm (10 μ W), -15 dBm (32 μ W), -10 dBm (100 μ W). Muitos projetos de *rectennas* já foram desenvolvidos, porém não são conclusivos e definitivos. Dessa maneira é necessário o contínuo desenvolvendo de pesquisas a respeito deste tema.

1.2 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo fazer uma investigação teórica e experimental de *rectennas*. Sabe-se que a energia eletromagnética disponível no ambiente é ultrabaixa e variável, sendo portanto um grande desafio desenvolver dispositivos eficientes para captura e reutilização dessa energia. As *rectennas* desenvolvidas neste trabalho é fruto da otimização, cujos objetivos são: potências de entrada ultrabaixas, maior eficiência e tensão de saída possíveis. Os objetivos específicos estão listados abaixo:

- Caracterização do substrato FR4;
- modelagem do conector SMA 3011 no Software Advanced Design System (ADS);
- simulação e otimização do circuito retificador;
- construção do circuito retificador e validação do modelo conector;
- simulação e otimização da antena;
- construção da antena;
- montagem do sistema rectenna completo;
- montagem do sistema rectenna na mesma placa, de forma a eliminar o uso de conectores;
- testes com diferentes rectennas;
- aplicação da rectenna.

1.3 Metodologia

Inicialmente foi realizada uma revisão bibliográfica a respeito de sistemas *rectennas*, que utilizam diversas configurações de circuitos retificadores e antenas de microfita de diferentes formatos. Também foi realizada uma revisão bibliográfica acerca da modelagem de conectores SMA.

Após a revisão bibliográfica, o substrato FR4 e o conector SMA foram caracterizados e ambos foram utilizados na construção dos protótipos. Posteriormente, a topologia do circuito retificador foi escolhida. A escolha se baseou na topologia que apresentou maior eficiência em potências ultrabaixas. Após esta etapa o circuito retificador foi otimizado no *software ADS*, utilizando a ferramenta de otimização algoritmo genético, que é muito eficiente quando tratase de problemas que envolvem multimodalidade, descontinuidade e não linearidade [10]. O desempenho do circuito retificador foi testado utilizando o gerador de sinais modelo N5181A, com diferentes níveis de potência de entrada.

A escolha da antena se baseou em: maior ganho, menor coeficiente de reflexão e maior eficiência. O ganho é a qualidade de uma antena captar (no caso de uma antena receptora) com maior ou menor eficiência os sinais transmitidos por uma estação ou de transferir (no caso de uma antena transmissora) sinais para o espaço. A antena foi otimizada no *Software Computer Simulation Technology* (CST). Para medir o coeficiente de reflexão foi utilizado o analisador de rede E5071C da *Keysight*. E para medir a potência recebida pela antena foram utilizados o gerador de sinais e o analisador de espectro modelo N9912 A da *Agilent*. Os testes experimentais do sistema *rectenna* completo foram realizados com auxílio do gerador de sinais, analisador de espectros, multímetros e osciloscópio.

1.4 Publicações e atividades complementares

Artigos aceitos em congressos:

Inclusion of the SMA Connector in the optimization of the a high frequency rectifier and ultra low power for wireless transmission and energy harvesting - Applied Electromagnetics, Signal Processing & Communication (AESPC 2018), Bhubaneswar – Índia.

Inclusion of the SMA Connector in the optimization of the a high frequency rectifier and ultra low power for wireless transmission and energy harvesting - International Conference on Computational Electromagnetics (CEM 2019), Edinburgh – Escócia.

Artigos aceitos e apresentados em congressos:

High Efficiency Double-band Printed Rectenna Model for Energy Harvesting - International Microwave and. Optoelectronics Conference. Advances and Challenges in Communication Technology (IMOC 2019), Aveiro – Portugal.

Analysis of High-efficiency Rectenna models at 2.45 GHz using Meandered Printed Dipole Antenna - International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF 2019), Nancy – França.

Estágio no Laboratoire Ampére (École Centrale de Lyon – Écully - França), período:
 Setembro/2019 a Janeiro/2020.

1.5 Organização do trabalho

Para facilitar a compreensão do trabalho, os capítulos foram organizados seguindo a ordem cronológica do desenvolvimento do mesmo. O texto está dividido em sete capítulos, sendo que no primeiro capítulo são apresentados a contextualização do problema, os objetivos do trabalho e a metodologia. No segundo capítulo é apresentado o estado da arte a respeito de caracterização de conectores SMA, circuitos retificadores, antenas de microfita e rectenna. No terceiro capítulo, inicialmente é apresentada a importância da modelagem dos conectores SMA e quais efeitos estes conectores podem causar em circuitos de RF. Posteriormente, é descrita a modelagem do conector SMA que foi desenvolvida neste trabalho. No quarto capítulo são apresentadas a simulação, otimização e construção dos circuitos retificadores e seus principais resultados. Neste capítulo também é feita a validação da modelagem do conector SMA. No quinto capítulo são descritas as principais características que uma antena deve ter e como tais características influenciaram na escolha das geometrias de antenas utilizadas no presente estudo. Posteriormente, é mostrada a simulação, otimização e confecção das antenas utilizadas. No sexto capítulo são apresentados testes e resultados de medição da junção dos circuitos retificadores com as antenas. São apresentados os resultados de diferentes configurações da rectenna. Para finalizar é mostrada a rectenna acoplada a um conversor DC-DC comercial esta configuração tem o objetivo de fornecer uma maior tensão de saída para a carga. No sétimo capítulo encontram-se as principais conclusões, contribuições e os trabalhos futuros. Em anexo está a caracterização do substrato FR4.

Capítulo 2 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo são abordados alguns modelos de *rectennas* que são encontrados na literatura, e isso inclui o estado da arte de circuitos retificadores e de antenas de microfita de diferentes formatos, operando em diferentes frequências. Também é apresentada a revisão bibliográfica de caracterização de conectores SMA. A revisão foi realizada com o objetivo de apresentar o que é mais utilizado na literatura, para que ao longo do trabalho, os protótipos desenvolvidos sejam melhor analisados. O estado da arte é apresentado na mesma ordem cronológica em que o trabalho foi desenvolvido.

2.1 Estado da arte sobre caracterização de conectores SMA

Os conectores SMA podem ser caracterizados de diferentes maneiras. Em [11], inicialmente, os parâmetros S11 e S22 de duas linhas de transmissão foram medidos com o uso de um par de sondas *Wafer*. Posteriormente, um conector foi soldado no sentido horizontal a uma das linhas de transmissão e o outro conector foi soldado na vertical da outra linha de transmissão. Utilizando uma medição *short-open-load-reciprocal* (SOLR) de duas portas, fezse a medição dos parâmetros S11 e S22 do conjunto conector e linha de transmissão. Para extrair os dados apenas dos conectores SMA, subtraiu-se os dados da medição SOLR dos dados da medição utilizando o par de sondas *Wafer*. Em seguida, os dados foram colocados em matrizes matemáticas e estas forneceram o atraso adicional que os conectores SMA nas duas situações (horizontal e vertical) podem introduzir. Vale ressaltar que esse método é válido até uma frequência de 12 GHz.

Em [12], conectores SMA de baixo custo foram otimizados em três situações distintas: (i) par de conectores soldados verticalmente na extremidade de uma linha de transmissão no substrato RO3206; (ii) par de conectores soldados verticalmente na extremidade de uma linha conductor-backed coplanar waveguide (CPW-CB); (iii) par de conectores soldados verticalmente na extremidade de uma linha de transmissão no substrato RT/Duroid 5880. Os parâmetros S dos conectores nas três situações foram medidos utilizando o analisador de rede vetorial Rohde & Schwarz ZVA40. Os parâmetros S dos conectores juntamente com as características das linhas de transmissão e as características dos substratos são armazenadas em um algoritmo de cinco passos implementado no software MATLAB. Esse algoritmo fornece o

modelo final do conector. Vale ressaltar que esse método é válido para uma faixa de frequência de 10 MHz a 12 GHz.

Em [13], para caracterizar os conectores SMA, foram utilizados dois métodos: o primeiro método é baseado na medição dos parâmetros de dispersão do conector. Para isso, dois conectores foram colocados na extremidade de uma linha de transmissão no substrato FR4. O segundo método é baseado na medição de impedância de entrada dependente da frequência de fabricação da amostra. Para ambos os métodos foram desenvolvidos modelos matemáticos que posteriormente foram comparados às suas respectivas medições.

Em [14], a estrutura de transição do conector SMA para a placa de circuito impresso é analisada. Foram utilizados quatro métodos para otimizar e simular a estrutura: otimização do raio *Anti-pad*; otimização *diving board*; otimização de *back-drill* e otimização via GND. Após a simulação e otimização, utilizou-se o *software* HFSS 3D para construir o modelo de estrutura (par de conectores soldados na extremidade de uma linha de transmissão no substrato FR4).

Em [15], o conector SMA foi transformado em um circuito RLC equivalente. Para obter os valores de R, L e C, o conector foi acoplado ao analisador de rede E5071C da *Keysight*, para obter a carta de Smith. A partir desta extraiu-se a impedância de entrada do conector e o parâmetro S11 na frequência de 2,45 GHz. O circuito RLC equivalente do conector foi simulado no *software* ADS, e este foi otimizado de forma a zerar a magnitude do parâmetro S11 medido e simulado.

2.2 Estado da arte sobre circuitos retificadores para reaproveitamento de energia

Alguns modelos de circuitos retificadores que utilizam baixas potências de entrada foram encontrados na literatura. Em [16] é encontrado um circuito retificador na topologia série e na topologia dobrador de tensão utilizando o diodo Schottky HSMS 2860. Estes foram confeccionados usando o substrato FR4. Para aumentar a eficiência minimizou-se as reflexões na frequência fundamental usando filtragem harmônica na entrada e na saída do retificador, outra medida adotada foi a escolha de uma carga apropriada. Na medição, a frequência de ressonância do retificador na topologia série é 2,45 GHz e do retificador na topologia dobrador de tensão é 2,4 GHz. Houve um deslocamento de frequência pois na simulação a frequência de ressonância é 2,45 GHz. Utilizando a topologia série alcançou-se uma eficiência de 40% para uma potência de entrada igual a 0 dBm, e uma eficiência máxima de 54% para uma potência de entrada igual a 12 dBm. Com esta última potência de entrada alcançou-se uma tensão de saída

igual a 3,3 V. Em relação a topologia dobrador de tensão, alcançou-se uma tensão de saída acima de 0,5 V para uma potência de entrada igual a 0 dBm e uma tensão de saída acima de 4 V para uma potência de entrada igual a 15 dBm.

Já em [17] é mostrado um circuito retificador de topologia série e utilizou-se o diodo Schottky Zero bias HSMS 2855. A frequência de ressonância é 2,45 GHz e foi utilizado o substrato Rogers R04003. Para aumentar a eficiência foi gerado um fenômeno de ressonância eletromagnética no retificador. Esse efeito acontece quando a parte imaginária da impedância do diodo é cancelada pela linha de *microstrip* em conjunto com o capacitor. Alcançou-se uma eficiência de 41% para uma potência de entrada igual a -15 dBm, e uma eficiência máxima de 70% para uma potência de entrada igual a 0 dBm.

O circuito retificador projetado por [18] utiliza a topologia dobrador de tensão tipo *Latour*. Este foi simulado para ser ressonante em 915 MHz, porém na medição a frequência de ressonância é 850 MHz. Utilizou-se o diodo Schottky Zero bias HSMS 2852, uma carga de 10 kΩ e o substrato FR4. Para uma potência de entrada igual a -15 dBm alcançou-se uma tensão de saída igual a 300 mV e uma eficiência de 30%. Alcançou-se também uma tensão de saída igual a 5,5 V para uma potência de entrada igual a 10 dBm. E uma eficiência de 46% para uma potência de entrada igual a 0 dBm.

Um circuito retificador do tipo onda completa *Greinacher* é mostrado por [19]. Este circuito foi projetado para ser ressonante nas frequências de 1,8 GHz a 2,5 GHz e foi construído no substrato FR4 e o diodo utilizado foi o diodo Schottky SMS 7630. Para aumentar a eficiência do retificador foi utilizado um circuito de correspondência de duas ramificações. Para uma potência de entrada igual a -15 dBm alcançou-se uma eficiência de 22% (na frequência de 2,45 GHz) e uma eficiência de 45% (nas frequências de 1,85 GHz e 2,15 GHz). Uma eficiência máxima de 70% foi alcançada para uma potência de entrada igual a 0 dBm na frequência de 2,15 GHz.

O circuito retificador projetado por [20] utiliza a topologia do tipo série, é ressonante em 2,45 GHz e o diodo utilizado é o diodo Schottky HSMS 2860. O casamento de impedâncias foi feito utilizando uma seção de microfita em formato de 'L' juntamente com um capacitor em série acoplado a uma linha cônica. O casamento de impedância foi fundamental para aumentar a eficiência do retificador. A eficiência máxima simulada foi 85% para uma potência de entrada igual a 18 dBm e uma tensão de saída igual a 3,2 V. Para uma potência de entrada igual a -15 dBm, a eficiência foi de 36% e a tensão de saída aproximadamente igual a 100 mV.

Em [21] é mostrado um circuito retificador duplicador de tensão, utilizou-se o diodo Schottky HSMS 2852 e o substrato utilizado foi o FR4. Para melhorar a eficiência do circuito, o diodo foi colocado em uma estrutura ressonante. Como resultado, a eficiência máxima atingida foi de 52% com uma potência de entrada de 5 dBm. Para uma potência de entrada igual a -15 dBm a eficiência foi 10%.

2.3 Estado da arte sobre antenas de microfita

Em [22] foi apresentado uma antena de microfita retangular e um arranjo com duas antenas de microfita retangulares. O substrato utilizado foi o FR4 (com ε_r =3,8 e tg δ =0,02) e a frequência de ressonância foi 2,45 GHz. A antena de microfita apresentou um coeficiente de reflexão igual a -38,5 dB e a eficiência igual a 73,4%. Já o arranjo apresentou um coeficiente de reflexão igual a -37,76 dB e a eficiência 80,97%. Em [23] foi otimizada uma antena dipolo em formato de 'X', ressonante na frequência de 2,45 GHz. A alimentação desta antena foi por *stripline coplanar* e o circuito retificador foi acoplado ao *stub* desta antena, foi utilizado o substrato RT/Duroid 6002. O coeficiente de reflexão é igual a -22 dB. Nesta antena utilizou-se um plano refletor para aumentar o ganho da antena e obteve-se uma eficiência igual a 83%.

Em [24] antenas de microfita retangulares foram otimizadas. Inicialmente, otimizou-se apenas uma antena. Logo em seguida foi otimizado um arranjo de antenas 2 x 2, um arranjo de antenas 2 x 4, um arranjo de antenas 4 x 8 e um arranjo de antenas 8 x 8. O substrato utilizado foi o FR4 e a frequência de ressonância foi 2,45 GHz. O coeficiente de reflexão e eficiência simulados foram respectivamente: -20 dB e 62,86%, -24 dB e 72,22%, -31,5 dB e 74,48%, -37 dB e 77,83%, -21 dB e 73,70%. Construiu-se o arranjo de antenas 2 x 4, e obteve-se um coeficiente de reflexão igual a -29,5 dB e eficiência igual a 73,47%. Essa antena apresentou bom desempenho até uma distância de 70 cm. Já em [25] foi otimizada uma antena de geometria Fractal de Koch, ressonante em 2,45 GHz, o substrato utilizado é o RO3006. Com a potência de entrada entre 0 dBm e 5 dBm, a eficiência foi superior a 70%. E o coeficiente de reflexão simulado é igual a -18 dB e a medida igual a -15 dB. Em [26] foi otimizada uma antena dipolo *Meandered* com plano terra parcial, ressonante nas frequências 1,8 GHz (GSM/LTE) e 2,45 GHz (ISM) e o ganho é igual a 6,38 dBi e 6,53 dBi, respectivamente. Na medição, as frequências de ressonância da antena foram 1,72 GHz e 2,52 GHz, e o coeficiente de reflexão igual a -20 dB e -32 dB, respectivamente.

No trabalho [27] foi otimizada uma antena retangular. Para reduzir o tamanho da antena usou-se um plano terra coplanar retangular. A antena foi otimizada com 2 *slots* e com 4 *slots* no elemento radiador, com o objetivo de melhorar a impedância e a largura de banda para cobrir faixas de frequências diferentes. O coeficiente de reflexão medido da antena com 2 *slots* e da antena com 4 *slots* foram -25 dB e -30 dB, respectivamente. Utilizando a ferramenta *tunning*, o ganho da antena com 4 *slots* aumentou. O coeficiente de reflexão simulado atingiu -47 dB, o coeficiente de reflexão medido atingiu -37 dB, a eficiência simulada é igual a 75,5% e a medida igual a 68%.

Em [28] é mostrada a otimização de antenas com substratos de papel clássico tipo SP1, SP2, SP3 e SP4 e de papelão C4. Os melhores resultados obtidos foram com o papel clássico SP3 e papelão C4. Desta forma, construiu-se antenas com esses substratos, uma fina fita de cobre foi colada em suas superfícies para representar a antena e o plano terra. Para a antena usando o substrato SP3, o coeficiente de reflexão simulado foi -33 dB e o coeficiente de reflexão medido foi -17,5 dB e o ganho 3 dBi. Para a antena usando o substrato C4, o coeficiente de reflexão simulado foi -17,5 dB e o coeficiente de reflexão medido foi -11 dB e o ganho 5 dBi.

2.4 Estado da arte sobre trabalhos empregando rectennas

A *rectenna* encontrada em [29] é ressonante em 2,45 GHz, neste trabalho esta é chamada *Rectenna* 1. A *Rectenna* 1 é formada por uma antena de acoplamento de abertura quadrada com uma ranhura em forma de cruz gravada na superfície. Essa ranhura proporciona uma redução de 32,5% no tamanho da antena. O *patch* e as linhas de alimentação da antena foram construídos em dois substratos Arlon A25N, e são separados por uma camada de espuma de Rohacell 51. A antena foi simulada no *software Agilent's Momentum*, o parâmetro S11 simulado é igual a -14 dB e o parâmetro S11 medido é igual a -17 dB. A diretividade simulada da antena é 8,8 dB e a diretividade medida é 7,5 dB. O circuito retificador utilizado é de topologia dobrador de tensão. O primeiro estágio do circuito é formado por um capacitor de 1,2 pF e um diodo Schottky SMS 7630, o segundo estágio é formado por um capacitor de 2,7 pF e um diodo Schottky SMS 7630. Na saída do circuito é utilizado um capacitor de 2,7 pF e uma carga igual a 8,2 kΩ. O circuito retificador foi otimizado utilizando o *Harmonic Balance* para obter eficiência máxima para uma potência de entrada igual a -20 dBm. A eficiência simulada é igual a 15% e 39,9%, para as potências de entrada iguais a -20 dBm e -10 dBm, respectivamente. E a eficiência medida é igual a 13% e 31%, para as potências de entrada iguais a -20 dBm e -20 dBm e -10

dBm, respectivamente. As eficiências máximas simuladas obtidas são iguais a 15,7% e 42,1%, para as potências de entrada de -20 dBm e -10 dBm, utilizando uma carga de 5 k Ω . O protótipo da *Rectenna* 1 é mostrado na Figura 2-1 e as dimensões são 34 x 34 mm. A *rectenna* 1 foi testada em uma câmara anecóica e foi colocada a uma distância de 3,75 m de uma antena transmissora (de ganho igual a 6,8 dB).

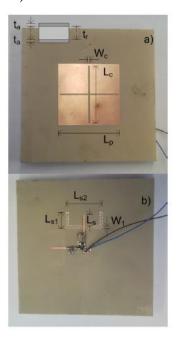


Figura 2-1 - Protótipo da *Rectenna* 1: (a) vista superior do patch (b) vista inferior da rede de alimentação da antena e do circuito retificador.

A rectenna projetada por [30] também é ressonante em 2,45 GHz e neste trabalho esta é chamada Rectenna 2. A Rectenna 2 é formada por um circuito retificador em ponte, e são utilizados quatro diodos, sendo dois diodos encapsulados no diodo Schottky HSMS 2863 e dois no diodo Schottky HSMS 2864. O circuito retificador foi construído no substrato Rogers Duroid 5880. O circuito retificador também contém stubs de dois quartos de comprimento de onda em aberto, que têm a função de isolar os elementos de RF dos componentes DC durante as medições. O circuito foi simulado e otimizado no Momentum Electromagnetic Simulator e no software ADS utilizando Harmonic Balance. Inicialmente, parte do circuito é simulado usando o Momentum, e a matriz de parâmetros S é exportada para o software ADS este tem a função de fazer a simulação completa do circuito. Durante os testes de medição do circuito retificador, utilizando uma potência de entrada igual a 10 dBm e uma carga igual a 1050 Ω, a eficiência máxima medida é igual a 61%. A antena utilizada na rectenna é uma antena patch retangular, cujas dimensões são 40,5 x 48,4 mm. A antena foi otimizada no Software High Frequency Structure Simulator (HFSS). Esta foi testada em uma câmara anecóica e o ganho medido é igual a 6,2 dB e o parâmetro S11 igual a -32 dB. O circuito retificador e a antena foram construídos

na mesma placa e podem ser vistos na Figura 2-2. A *Rectenna* 2 foi testada numa câmara anecóica e posicionou-se a *rectenna* a uma distância de 1 m de uma antena corneta (com ganho igual a 12 dB), esta última foi conectada a um amplificador de potência de ganho de 30 dB. A *rectenna* atingiu uma eficiência medida de 52% quando a potência de entrada é igual a 12 dBm.

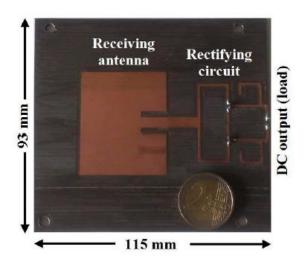


Figura 2-2 - Protótipo da Rectenna 2.

A rectenna apresentada em [31] foi construída no substrato RT/Duroid 6002 e é ressonante em 2,45 GHz e neste trabalho esta é chamada Rectenna 3. O circuito retificador foi otimizado no software ADS. O objetivo da otimização foi obter alta eficiência para uma potência de entrada baixa. O circuito retificador e a antena foram construídos na mesma placa, a antena transmite a energia de RF para um diodo Schottky HSMS 2860 através de uma stripline Coplanar (CPS). No circuito retificador também há um indutor de 22 nH, que tem a função de filtro passa DC e também há uma carga igual a 900 Ω, estes valores foram otimizados. A antena foi otimizada no software HFSS. Para testar o desempenho da antena, esta foi construída separadamente e foi projetada uma transição microstrip para CPS e um circuito correspondente para transformar a impedância de entrada da antena em 50 Ω. Na medição, a antena obteve um ganho igual a 8 dBi e o parâmetro S11 igual a -20 dB na frequência de 2,45 GHz. Na Figura 2-3 é mostrado o protótipo da Rectenna 3. Quando a potência de entrada é igual a 5 dBm, a eficiência é superior a 60%. Para uma potência de entrada igual a 0 dBm e -10 dBm, a eficiência da rectenna é igual a 50% e 10%, respectivamente.

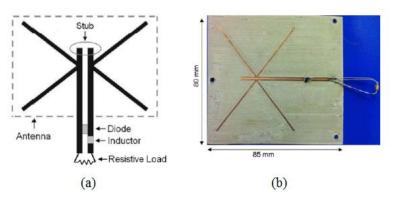


Figura 2-3 - Protótipo da Rectenna 3: (a) Esquemático da rectenna (b) Vista superior da rectenna.

A rectenna apresentada por [32] somente apresenta resultados de simulações e foi projetada para ser construída no substrato FR4 e neste trabalho esta é chamada Rectenna 4. A antena utilizada é um patch quadrado com os cantos truncados, esta antena pode gerar polarização circular. No patch da antena há um slot transversal que introduz ressonância e permite que a antena tenha dupla operação de frequência (em 2,45 GHz e em 5,8 GHz). Para bloquear harmônicos de ordem elevada foram inseridos uma linha de alimentação em forma de 'T' e um ring slot. Vale ressaltar que o ring slot inserido no plano terra tem a função de um defected ground structure (DGS). Após a simulação, a antena obteve um coeficiente de reflexão igual a -12,9 dB e -17,8 dB em 2,45 GHz e 5,8 GHz, respectivamente. O circuito retificador utilizado é um circuito de onda completa, e utilizou-se o diodo Schottky HSMS 2802. Na Figura 2-4 é mostrada a configuração da geometria da antena e a topologia do circuito retificador. Para testar o desempenho da rectenna na simulação, a impedância de entrada da antena foi importada para a fonte de potência do circuito no software ADS. Na frequência de 2,45 GHz, a rectenna obteve uma eficiência igual a 17% para uma potência de entrada igual a 0 dBm e uma eficiência máxima igual a 75,6% para uma potência de entrada igual a 12 dBm. Na frequência de 5,8 GHz, a rectenna apresentou uma eficiência igual a 32% para uma potência de entrada igual a 0 dBm. Uma eficiência máxima igual a 71,4% foi obtida para uma potência de entrada igual a 12 dBm.

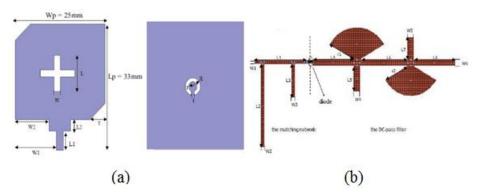


Figura 2-4 - Rectenna 4: (a) geometria de antena (b) topologia do circuito retificador.

A rectenna apresentada por [33] é ressonante na frequência de 2,45 GHz e foi construída no substrato RO3002 e neste trabalho esta é chamada Rectenna 5. O circuito retificador é um circuito retificador de duplicação de tensão de bomba de carga Dickson de duas células, que tem a função de fornecer mais corrente que os circuitos retificadores convencionais. Para formar uma célula utilizou-se um diodo Schottky HSMS 2852 e uma carga igual a 13 kΩ. A antena utilizada é de geometria Fractral Koch de segunda interação, esta foi otimizada no software HFSS. Esta foi escolhida para reduzir o tamanho total e aumentar a largura de banda. Na medição o parâmetro S11 é igual a -15 dB e o ganho igual a 4 dBi. A antena e o circuito retificadores foram construídos na mesma placa e podem ser vistos na Figura 2-5. Para testar o desempenho da Rectenna 5 foram feitos dois testes. No primeiro teste a rectenna foi posicionada a frente de uma antena transmissora, e o objetivo era acender um LED (tensão mínima igual a 1,5 V). O LED manteve-se ligado até uma distância de separação de 3,1 m entre a rectenna e a antena transmissora. No segundo teste, o objetivo era substituir a bateria de um sensor comercial RFID ALB-2484 (tensão mínima igual a 2 V). A rectenna apresentou bom desempenho até uma distância de separação de 2,1 m da antena transmissora. A rectenna apresentou uma eficiência igual a 70% para uma potência de entrada igual a 3 dBm, e uma eficiência igual a 29% para uma potência de entrada igual a -15 dBm.

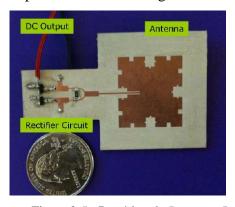


Figura 2-5 - Protótipo da Rectenna 5.

A rectenna desenvolvida por [34] foi construída no substrato FR4, e é uma rectenna de banda larga. A faixa de frequência de operação é de 1,2 - 5 GHz, as tecnologias ISM, WLAN, 5G, LTE e GPS fazem parte desta faixa de frequência. Neste trabalho esta rectenna é chamada Rectenna 6. A antena utilizada é uma antena espiral de Arquimedes de dois braços e a geometria da antena é baseada no limite superior e inferior da faixa de frequência de operação. A antena possui o parâmetro S11 inferior a -10 dB e o ganho varia de 4,5 dBi a 5 dBi. A fim de obter uma banda larga, dois circuitos retificadores foram utilizados: circuito retificador A e circuito retificador B, estes foram simulados no software ADS. Para otimizar os circuitos retificadores

a impedância de entrada da antena foi introduzida na impedância de porta de entrada dos circuitos retificadores. O circuito retificador A foi otimizado numa faixa de 1 - 6 GHz e é formado por indutores, capacitores, uma carga de 1 kΩ e diodos Schottky SMS 7630. O circuito também é formado por duas seções em formato de 'L', em cascata, que fornece uma banda larga de impedâncias. Na simulação, o circuito retificador A obteve uma eficiência acima de 40% numa faixa de frequência de 0,95 - 6 GHz, quando a potência de entrada é igual a 9 dBm. O circuito retificador B é formado por indutor, capacitor, carga de 1 kΩ e um diodo Schottky SMS 7630. O circuito retificador B foi otimizado numa faixa de frequência de 2 - 6 GHz. Na simulação, o circuito obteve uma eficiência acima de 40% nesta faixa de frequência. A *Rectenna* 6 é mostrada na Figura 2-6 e as dimensões são 58 x 55 mm. A tensão de saída da *rectenna* é a soma da tensão de saída do circuito retificador A e do circuito retificador B. As medições foram realizadas dentro de uma câmara anecóica. A *Rectenna* 6 obteve uma eficiência de 8% para uma potência de entrada igual a -10 dBm. E uma eficiência máxima de 57% para uma potência de entrada igual a 3 dBm, essas medições foram feitas na frequência de 2,5 GHz.

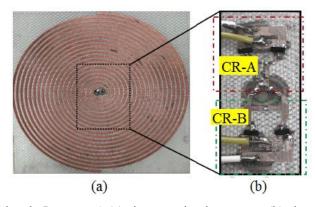


Figura 2-6 - Protótipo da *Rectenna* 6: (a) vista superior da *rectenna* (b) vista inferior da *rectenna*.

A rectenna apresentada em [35] foi construída no substrato Plexiglas (tipo de vidro), cuja permissividade é 3,4 e a tangente de perdas é 0,001. Neste trabalho esta rectenna é chamada Rectenna 7. Essa é ressonante na frequência de 2,45 GHz e foi projetada e otimizada no software Ansys HFSS. A antena é um strip-loop e possui uma stripline coplanar, onde está inserido o circuito retificador. Na parte superior da antena há um capacitor de 100 pF que tem a função de bloquear correntes DC. O circuito retificador é formado pelo diodo Schottky SMS 7630, por um filtro DC formado por três capacitores de 100 pF, espaçados de 2 mm entre si e por uma carga de 2 kΩ. Em [35] é mostrada uma rectenna singular (as dimensões são 100 x 100 mm), e a fim de melhorar os resultados foi construída uma matriz de rectennas formada por seis rectennas, esta matriz de rectennas é mostrada na Figura 2-7. Essa foi testada em uma câmara anecóica, suas dimensões são 200 x 350 mm. A Rectenna 7 (singular e matriz) foi

colocada a uma distância de 2 m de uma antena corneta (ganho igual a 12 dB), acoplada a um amplificador de potência de ganho de 35 dB. A *rectenna* singular atingiu uma eficiência máxima medida igual a 29% e tensões de saída iguais a 70 mV e 190 mV, a 1 e 5 μW/cm², respectivamente. A matriz de *rectennas* atingiu uma eficiência máxima igual a 37% e tensões de saída iguais a 0,55 mV e 1,4 V a 1 e 5 μW/cm², respectivamente.

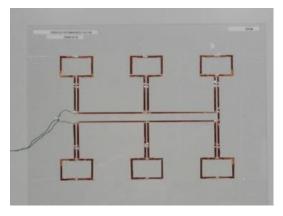


Figura 2-7 - Protótipo da Rectenna 7.

A rectenna mostrada em [36] é ressonante em 2,45 GHz e foi construída no substrato ARLON AR320, neste trabalho esta é chamada Rectenna 8. A rectenna é formada por uma antena planar invertida em formato de 'F', com ganho igual a 2,2 dBi, acoplada eletromagneticamente ao plano terra por uma abertura e o coeficiente de reflexão igual a -24 dB. A Rectenna 8 também é formada por um circuito de correspondência de entrada, que foi otimizado para casar a impedância do circuito retificador com 50 Ω. A rectenna também é formada por um filtro de entrada que permite apenas a penetração da frequência fundamental da antena para o diodo e supre os outros harmônicos gerados pelo diodo. O diodo utilizado no circuito retificador é o diodo Schottky HSMS 2860. O circuito retificador e a antena foram construídos na mesma placa (as dimensões são 80 x 40 mm), e o protótipo é mostrado na Figura 2-8. O desempenho da rectenna foi testado em uma câmara anecóica, e utilizou-se uma antena de transmissão tipo patch, com ganho igual a 9,6 dBi. A Rectenna 8 foi posicionada a 1 m da antena transmissora, foi desenvolvido um programa de aquisição que mede automaticamente o diagrama 3D da tensão de saída da carga. O gerador de sinais, o controle de posição (da rectenna) e o voltímetro são controlados por um computador via General Purpose Interface Bus (GPIB). Obteve-se uma eficiência igual a 60% para uma faixa de potência de entrada de 6,99 a 14,77 dBm. E uma tensão de saída igual a 0,7 V para uma potência de entrada igual a 3,89 dBm.

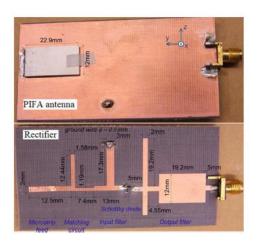


Figura 2-8 - Protótipo da Rectenna 8.

A Tabela 2-1 expõe um resumo das características mais relevantes das *rectennas* descritas anteriormente.

Tabela 2-1 - Estado da arte de Rectennas.

| Número da | Tipo de | Tipo de circuito | Frequência | Potência | Eficiência |
|------------|------------|------------------|-------------|---------------------|------------|
| Rectenna | antena | retificador | de operação | de entrada | |
| Rectenna 1 | Patch | Dobrador de | 2,45 GHz | -20 dBm | 13% |
| | modificada | tensão | | | |
| Rectenna 2 | Patch | Ponte | 2,45 GHz | 12 dBm | 52% |
| Rectenna 3 | Antena | Meia onda | 2,45 GHz | -10 dBm | 10% |
| | em'X' | | | | |
| Rectenna 4 | Patch | Onda completa | 2,45 GHz | 0 dBm | 17% |
| | modificada | | 5,8 GHz | 0 dBm | 32% |
| Rectenna 5 | Fractral | Dobrador de | 2,45 GHz | -15 dBm | 29% |
| | Koch | tensão | | | |
| Rectenna 6 | Espiral de | Diferencial | 1,2 – 5 GHz | -10 dBm | 8% |
| | Arquimedes | dobrador de | | | |
| | | tensão | | | |
| Rectenna 7 | Strip-loop | - | 2,45 GHz | 1μW/cm ² | 37% |
| Rectenna 8 | Planar | - | 2,45 GHz | 7 dBm | 60% |

2.5 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados alguns métodos de caracterização de conectores que são encontrados na literatura. Também foram apresentadas diferentes topologias de circuitos

retificadores, optou-se por mostrar circuitos retificadores que apresentam características desejáveis para o projeto da *rectenna* apresentada neste trabalho. Além disso, foi mostrado o que há de mais recente em projetos de antenas de microfita. E para finalizar foram mostrados diversos protótipos de *rectennas*, construídos em diferentes substratos. Estes protótipos na maioria das vezes são ressonantes na frequência de 2.45 GHz.

Capítulo 3

3. CARACTERIZAÇÃO E VALIDAÇÃO DO CONECTOR SMA 3011

Os conectores SubMiniature version A (SMA) são usados em medições de radiofrequência, estes conectam partes dos circuitos e também conectam os circuitos a equipamentos de medições. É importante conhecer a influência do conector em um circuito de alta frequência, pois estes conectores introduzem um atraso adicional e atenuação [37]. Neste capítulo, inicialmente é descrita a estrutura do conector SMA. Posteriormente é apresentada a caracterização do conector e alguns testes que foram realizados. O conector SMA 3011 é utilizado nos protótipos apresentados neste trabalho.

3.1 O Conector SMA 3011

O conector SMA 3011, mostrado na Figura 3-1, é um conector coaxial, este conector possui a carcaça externa e os quatro terminais em níquel. Possuí material dielétrico de teflon em seu interior e um pino central de cobre.

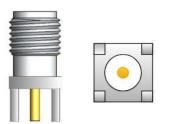


Figura 3-1 - Conector SMA 3011.

O pino central do conector possuí características de um indutor, e os quatro pinos de fixação mecânica possuem características de um capacitor, o que foi comprovado através das cartas de Smith do conector em três situações, conforme a Figura 3-2.



Figura 3-2 - Conector SMA 3011 (a) apenas com pinos de fixação mecânica (b) completo (c) apenas com o pino central.

A Figura 3-3 mostra a carta de Smith do conector da situação mostrada na Figura 3-2b.

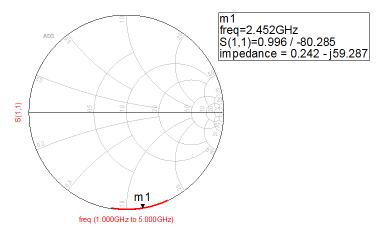


Figura 3-3 - Carta de Smith do conector SMA 3011 (completo).

A Figura 3-4 mostra a carta de Smith do conector da situação mostrada na Figura 3-2a.

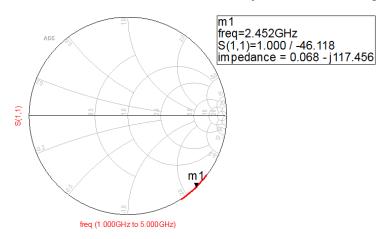


Figura 3-4 - Carta de Smith do conector SMA 3011 apenas com pinos de fixação mecânica.

A Figura 3-5 mostra a carta de Smith do conector da situação mostrada na Figura 3-2c.

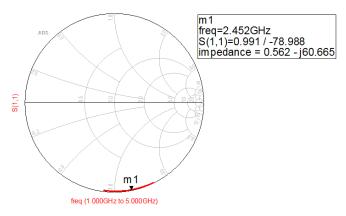


Figura 3-5 - Carta de Smith do conector SMA 3011 apenas com pino central.

Comparando os resultados da Figura 3-3 com a Figura 3-4 é possível notar que, quando o conector possuí apenas os quatro pinos de fixação mecânica a parte imaginária da impedância do conector é mais negativa, ou seja, é mais capacitiva. Ou seja, os quatro pinos possuem uma

contribuição capacitiva no sistema. Comparando os resultados da Figura 3-3 com a Figura 3-5, observa-se que a parte imaginária destes são muito próximas entre si, e considerando que na Figura 3-3 o conector está completo e há a presença dos quatro pinos de fixação mecânica, que tem características capacitivas, então pode-se concluir que o pino central torna a parte imaginária da impedância do conector menos negativa, ou seja, mais indutiva.

O modelo equivalente utilizado para a caracterização do conector é mostrado na Figura 3-6. Nesse modelo há a resistência interna do conector, vale ressaltar que este é um pequeno cabo coaxial. Desta forma, no modelo mostrado na Figura 3-6 nota-se o modelo TLIN, que é uma linha de transmissão ideal de dois terminais encontrada no *software* ADS. No TLIN há uma impedância característica, frequência e o comprimento elétrico. A impedância característica é $50~\Omega$ e a frequência é igual a 2,45 GHz. Para o cálculo do comprimento elétrico (E), o procedimento é descrito na seção 3.1.1.

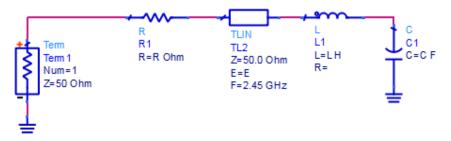


Figura 3-6 - Modelo equivalente do conector.

3.1.1 Cálculo do comprimento elétrico

O conector é um cabo coaxial desta forma é possível calcular a indutância e a capacitância. Para realizar os cálculos, foram utilizados dados encontrados em [38]. Vale ressaltar que para realizar esses cálculos levou-se em consideração as dimensões do pino central do conector, ou seja, o pino de cobre. Na Figura 3-7, é mostrado a seção da linha coaxial.

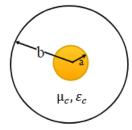


Figura 3-7 - Seção transversal do cabo coaxial.

Para o cálculo da indutância e capacitância do cabo coaxial, foram utilizadas as seguintes expressões:

$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right),\tag{3.1}$$

$$C' = \frac{2\pi\varepsilon}{\ln(\frac{b}{a})},\tag{3.2}$$

em que a=0,6 mm e b=2,3 mm, a constante dielétrica (ε)=2,1 e a constante magnética (μ)=1. Após encontrar os valores da indutância e capacitância, calculou-se a constante de fase (β):

$$\beta = 2\pi f \sqrt{L'C'}. \tag{3.3}$$

O ângulo de fase é calculado por:

$$\theta = \beta \cdot 1,$$
 (3.4)

em que l é o comprimento do cabo coaxial, este dado é encontrado em [38]. O ângulo de fase calculado é igual a 37,09°. O ângulo de fase é o comprimento elétrico.

3.1.2 Caracterização do conector

Para obter a carta de Smith medida do conector utilizou-se o analisador de rede. E para encontrar o modelo equivalente do conector SMA 3011, foi utilizada a ferramenta de otimização de Algoritmo Genético presente no *software* ADS. Os objetivos de otimização foram encontrar valores para R, L e C, de forma que a magnitude do coeficiente de reflexão medido (S11) seja igual ou próxima à magnitude do coeficiente de reflexão simulado (S11), na frequência de 2,45 GHz. A Figura 3-8 mostra os valores de R, L, C após a otimização.



Figura 3-8 - Valores de R, L e C após a otimização.

Na Figura 3-9 é mostrado o coeficiente de reflexão simulado após a otimização e o coeficiente de reflexão medido do conector.

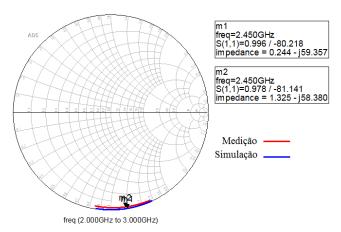


Figura 3-9 – Coeficiente de reflexão medido e simulado.

Pode-se observar que não foi possível achar valores para R, L, C que deixassem o coeficiente de reflexão simulado exatamente igual ao coeficiente de reflexão medido. Porém, o coeficiente de reflexão simulado atingiu um valor bem próximo ao coeficiente de reflexão medido.

3.2 Caracterização do dielétrico

O FR4 apresenta a permissividade elétrica relativa (ε_r) variando numa faixa de 3,7 a 4,7 e tangente de perdas (δ) variando numa faixa de 0,010 a 0,025 [39]. Neste trabalho, para o substrato FR4, foi considerada a permissividade relativa igual a 4,33 e a tangente de perdas igual a 0,020. Vale ressaltar que a tangente de perdas e permissividade foram determinadas através do método apresentado no Apêndice A.

3.3 Testes com a modelagem do conector

Para testar a modelagem do conector, foram realizados três testes. O esquemático é mostrado na Figura 3-10, para realizar os testes foi utilizado o substrato FR4.

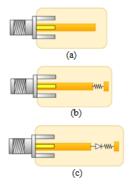


Figura 3-10 - Esquemático dos testes utilizados para a validação: (a) Caso 1 (b) Caso 2 (c) Caso 3.

Os testes foram realizados em uma faixa de frequência de 1 a 5 GHz. Para realizar estes testes foram utilizados um resistor de $10 \text{ k}\Omega$ e um diodo Schottky HSMS 2860. No Caso 1, o conector foi acoplado a uma linha de transmissão em aberto. As dimensões desta linha são 40,5 x 3 mm, e são aleatórias. O coeficiente de reflexão medido (S22) e o coeficiente de reflexão simulado (S11) são mostradas na Figura 3-11. Vale ressaltar que a simulação foi realizada no software ADS, e a medição foi realizada no analisador de rede.

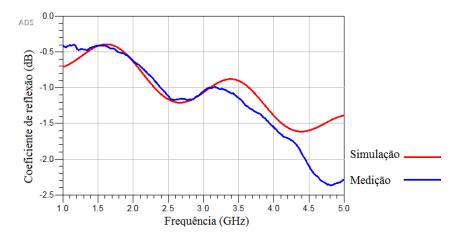


Figura 3-11 – Coeficiente de reflexão medido e simulado do Caso 1.

A Figura 3-11 mostra que o coeficiente de reflexão medido e simulado são similares entre si, principalmente próximas a frequência de 2,45 GHz. Para o Caso 1, o modelo equivalente do conector apresentou desempenho satisfatório. No Caso 2, a linha de transmissão possui as mesmas dimensões da linha de transmissão do Caso 1. O coeficiente de reflexão medido (S22) e o coeficiente de reflexão simulado (S11) são mostradas na Figura 3-12.

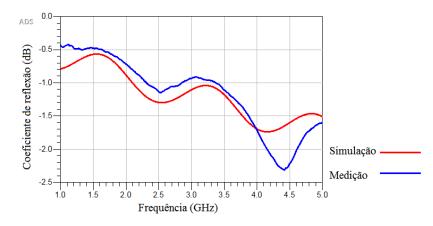


Figura 3-12 – Coeficiente de reflexão medido e simulado do Caso 2.

A Figura 3-12 mostra que o coeficiente de reflexão medido e simulado são similares entre si e seus valores quase coincidiram. De forma que o modelo equivalente do conector novamente apresentou desempenho satisfatório. No Caso 3, a linha de transmissão possui as mesmas

dimensões das linhas de transmissão do Caso 1 e Caso 2. O coeficiente de reflexão medido (S22) e coeficiente de reflexão simulado (S11) são mostradas na Figura 3-13.

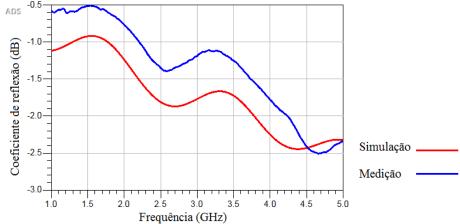


Figura 3-13 – Coeficiente de reflexão medido e simulado do Caso 3.

A Figura 3-13 mostra que os valores do coeficiente de reflexão medido e simulado se distanciaram um pouco se comparado ao Caso 1 e Caso 2, onde os valores do coeficiente de reflexão medido e simulado, praticamente coincidiram. Este comportamento é devido a presença do diodo, que é um componente não-linear.

3.4 Considerações finais

Após a otimização dos componentes R, L, C no *software* ADS obteve-se um modelo equivalente próximo ao comportamento real do conector SMA. Este modelo foi testado em um circuito em aberto, em um circuito com um resistor, em um circuito com um diodo e um resistor. Sabe-se que os diodos são dispositivos não-lineares, que são uma fonte de perdas e que quando estão em operação produzem harmônicos de alta frequência. Diante disso, o modelo equivalente mostrou bom desempenho, fornecendo um coeficiente de reflexão medido próximo ao coeficiente de reflexão simulado. No capítulo 4, a caracterização do conector SMA 3011 é validada através de testes experimentais com circuitos retificadores.

Capítulo 4

4. O CIRCUITO RETIFICADOR

Neste capítulo são apresentados os modelos de circuitos retificadores que foram otimizados e construídos para serem utilizados no reaproveitamento de energia sem fio. A topologia de circuito retificador utilizada neste trabalho é a topologia série, que é ideal para circuitos de potência ultrabaixa, esta topologia é mostrada na Figura 4-1 e foi escolhida com base nos resultados obtidos por [40].

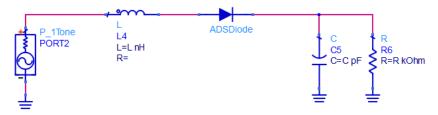


Figura 4-1 - Topologia do circuito retificador.

Todos os circuitos retificadores foram otimizados no software ADS, que é uma poderosa ferramenta de design de RF e micro-ondas [41]. A técnica de simulação escolhida foi o Harmonic Balance (HB), que é uma técnica de análise no domínio da frequência para simulação de circuitos não-lineares. O método HB depende do cálculo de correntes e tensões em muitas frequências harmonicamente relacionadas para cada sinal fundamental em consideração [42]. Os circuitos retificadores foram projetados por meio de um algoritmo de otimização com multiobjetivos, sendo os objetivos alta eficiência e elevada tensão de saída. A ferramenta de otimização escolhida foi o algoritmo genético, este é uma técnica de busca baseada nos mecanismos da seleção natural e da genética, espera-se que a cada geração a qualidade dos indivíduos aumente. O primeiro passo é a codificação das variáveis do problema em um conjunto de bits. As variáveis do problema são os elementos do processo que podem assumir diferentes valores, previamente limitados, de forma a alcançar um ou mais objetivos desejados [40]. No caso de circuitos retificadores as variáveis são os elementos passivos e as dimensões das linhas de microfita. Neste capítulo também é realizada a validação da caracterização do conector SMA, mostrada no Capítulo 3. Esta é feita utilizando o circuito retificador A e o circuito retificador B. Todos os protótipos foram construídos no substrato FR4 e são ressonantes na frequência de 2,45 GHz.

4.1 Modelagem do circuito retificador usando o diodo Schottky HSMS 2860

Otimizou-se as dimensões da microfita do retificador, a indutância e a carga. E os objetivos de otimização foram: uma eficiência acima de 50%, tensão de saída acima de 400 mV e potência de entrada igual a -15 dBm. Este último objetivo foi necessário, pois percebeu-se que durante as simulações (quando esse objetivo não era estabelecido) não havia casamento da impedância do circuito retificador com a impedância da fonte. Vale ressaltar que a impedância da fonte é 50 Ω .

O diodo escolhido foi o diodo Schottky HSMS 2860 pois este apresenta rápido chaveamento devido a junção metal-semicondutor e, no caso da série HSMS 286x, o início da condução ocorre com uma tensão entre 250-350 mV [43]. Essas características são essenciais para aplicações em alta frequência e níveis de energia baixíssimos, tais como -15 dBm.

Na topologia mostrada na Figura 4-1, observa-se que há um indutor e um capacitor. O indutor tem a função de auxiliar o casamento de impedância. O capacitor age como um filtro capacitivo que visa eliminar o componente AC do circuito, o que reduz o efeito *ripple* [44]. O capacitor não foi otimizado pois durante a simulação foi notado que qualquer valor entre 1 pF e 100 pF poderia ser utilizado.

Nos próximos tópicos deste capítulo estão descritos os resultados da simulação do circuito retificador incluindo o modelo equivalente do conector SMA. Esse é chamado de Retificador A, e os resultados da simulação do circuito retificador sem a inclusão do modelo equivalente do conector SMA, neste trabalho, é chamado de Retificador B.

4.1.1 Protótipo do Circuito Retificador A

O esquemático do circuito retificador A é mostrado na Figura 4-2. É possível observar que o modelo equivalente do conector SMA caracterizado no Capítulo 3 foi incluído no circuito do retificador.

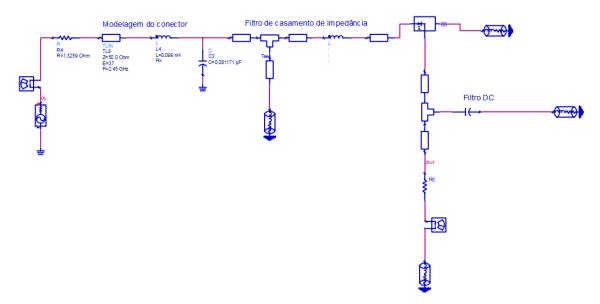


Figura 4-2 - Esquemático do circuito retificador A.

Após a simulação obteve-se uma eficiência igual a 51,4%, tensão de saída igual a 394 mV e potência de entrada igual a -15,188 dBm. O protótipo é mostrado na Figura 4-3, e suas dimensões são 69 x 42 mm.

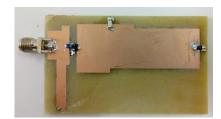


Figura 4-3 - Protótipo do circuito retificador A.

Na Figura 4-4 é mostrado o coeficiente de reflexão medido e simulado do circuito retificador A.

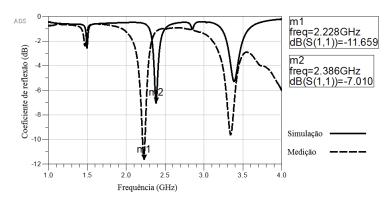


Figura 4-4 – Coeficiente de reflexão medido e simulado do Retificador A.

Observa-se que na simulação não houve casamento na frequência de 2,45 GHz. Isso é explicado devido ao fato de se tratar de um sistema de multiobjetivos. Em outras palavras isso significa que a frequência em que todos os objetivos foram atingidos não está centrada em 2,45

GHz. Na frequência de 2,45 GHz, o coeficiente de reflexão simulado é -1,842 dB e o coeficiente de reflexão medido é -1,015 dB. Na Figura 4-4, observa-se que o coeficiente de reflexão medido deslocou-se de 158 MHz do coeficiente de reflexão simulado. Isso pode ser explicado por dois motivos: na simulação foi utilizado o modelo exato dos componentes eletrônicos, com exceção do indutor cujo modelo exato não foi encontrado na biblioteca do *software ADS* e utilizou-se um modelo genérico. Assim, é provável que o componente eletrônico real não funcione exatamente como o componente simulado; outro motivo é o processo de soldagem manual cuja inserção do material e a qualidade da solda promovem perdas no circuito e inserção de parasitas.

A Figura 4-5 mostra a tensão de saída medida na carga de $10 \text{ k}\Omega$ para diferentes níveis de potências de entrada. Para medir a tensão de saída, o retificador foi conectado ao gerador de sinais e a medição foi realizada com um voltímetro.

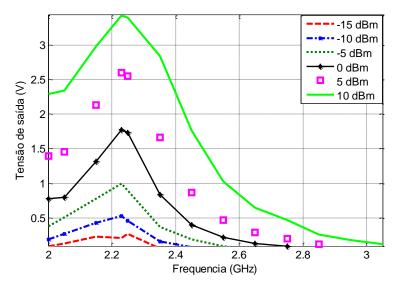


Figura 4-5 - Desempenho do circuito retificador A.

Na Figura 4-5 pode-se observar que o retificador A apresentou bom desempenho na frequência de 2,23 GHz. Nesta frequência, para uma potência de entrada igual a -15 dBm, a tensão medida é igual a 267 mV. Para uma potência de entrada igual a 0 dBm, a tensão medida é igual a 1,77 V. Para uma potência de entrada igual a 10 dBm, a tensão medida é igual a 3,43 V. Não aplicou-se uma potência de entrada superior a 10 dBm, pois uma potência superior pode danificar o diodo.

4.1.2 Protótipo do Circuito Retificador B

O esquemático do circuito retificador B é mostrado na Figura 4-6. Essa topologia não inclui o modelo equivalente do conector SMA na simulação.

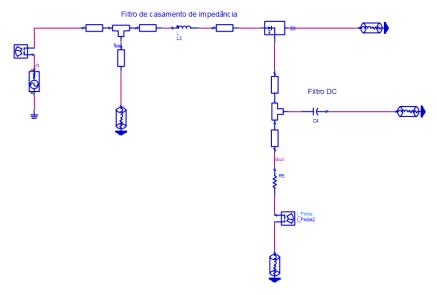


Figura 4-6 - Esquemático do circuito retificador B.

Após a simulação obteve-se eficiência igual a 51,4%, tensão de saída igual a 400 mV e potência de entrada igual a -15 dBm. O protótipo é mostrado na Figura 4-7, e as dimensões são 65,5 x 32 mm. O circuito retificador A e o circuito retificador B são formados pelos mesmos componentes eletrônicos. O que difere estes são as dimensões da microfita e a influência do conector SMA na simulação.



Figura 4-7 - Protótipo do circuito retificador B.

Na Figura 4-8 é mostrado o coeficiente de reflexão medido e simulado do retificador B. Observa-se que na simulação, o circuito retificador não é ressonante na frequência de 2,45 GHz, assim como no retificador A. Isso significa que o ponto em que todos os objetivos de otimização são atingidos, não é na frequência de 2,45 GHz.

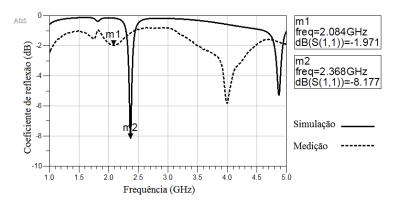


Figura 4-8 – Coeficiente de reflexão medido e simulado do circuito retificador B.

A partir da Figura 4-8 é possível observar que na frequência de 2,45 GHz, o coeficiente de reflexão medido é igual a -0,961 dB e o coeficiente de reflexão simulado é igual a -0,929 dB. Pode-se observar que o coeficiente de reflexão medido deslocou-se de 284 MHz do coeficiente de reflexão simulado. Também é possível observar que a magnitude do coeficiente de reflexão medido apresentou um resultado não satisfatório. O ideal seria um coeficiente de reflexão inferior -10 dB. Vale ressaltar que na simulação do circuito retificador procurou-se utilizar bibliotecas dos modelos exatos dos fabricantes dos componentes eletrônicos, assim como no circuito retificador A. A Figura 4-9 mostra a tensão de saída medida na carga de 10 kΩ para diferentes níveis de potências de entrada.

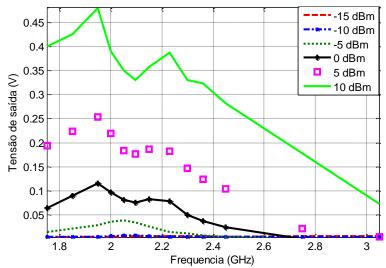


Figura 4-9 - Desempenho do circuito retificador B.

Analisando os resultados mostrados nas Figura 4-5 e Figura 4-9, observa-se que o circuito retificador A apresenta uma tensão de saída superior à tensão de saída do circuito retificador B em todos os níveis de potência de entrada. O coeficiente de reflexão medido é menor no circuito retificador A. E também, há menor deslocamento entre a medição e simulação, no retificador A. Estes resultados validam a modelagem do conector SMA apresentado no Capítulo 3.

4.2 Modelagem do Circuito retificador usando o diodo Schottky SMS 7630

O circuito retificador A apresentou um excelente desempenho, porém não foi possível comprar novos diodos Schottky HSMS 2860 pois estes estão obsoletos. Desta forma, escolheuse o diodo Schottky SMS 7630, que é outro diodo bastante utilizado em circuitos retificadores para aplicações em RF. O diodo Schottky SMS 7630 escolhido possuí uma tensão de polarização entre 135-240 mV [45].

A otimização do circuito retificador foi realizada utilizando o algoritmo genético do *software* ADS. Otimizou-se as dimensões das linhas de microfita, indutor e a carga. A modelagem do conector SMA caracterizada no capitulo 3 foi incluída na simulação do circuito retificador. Na biblioteca do *software* ADS não foi encontrado o modelo do diodo Schottky SMS 7630. Desta forma, utilizou-se o modelo SPICE para fazer a otimização do circuito retificador. Neste trabalho, este circuito retificador é chamado circuito retificador C. Inicialmente são fornecidas informações sobre o modelo SPICE do diodo Schottky 7630, e posteriormente é mostrado a simulação e testes com circuito retificador C.

4.2.1 Modelo SPICE do diodo Schottky SMS 7630

O uso de simuladores de circuitos é fundamental pois a implementação física de circuitos discretos e integrados é um processo caro e demorado, e a simulação possibilita uma análise em geral mais rápida, segura e barata. Somente após a simulação atingir um resultado desejado é executada a implementação física. Um simulador de circuito, muito utilizado é o modelo *Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis* (SPICE). Este foi concebido na década de 70 por Laurence W. Nagel na Universidade da Califórnia. A primeira versão do programa SPICE foi escrita em linguagem FORTRAN IV. Para melhorar a velocidade de processamento algumas sub-rotinas de manipulação de matrizes foram codificadas em linguagem Assembly [46]. A partir da década de 1980 uma versão do modelo SPICE codificada em linguagem C, chamada de versão SPICE3, tornou-se disponível para universidades e centros de pesquisas.

Na Tabela 4-1 são mostrados os dados do modelo SPICE do diodo estes dados podem ser encontrados em [45]. A partir dos dados da tabela utilizou-se o simulador PSPICE pertencente a empresa Cadence/Orcad para gerar o modelo SPICE do diodo.

| Parâmetro | SMS 7630 | Unidade |
|-----------------|----------|---------|
| I_{S} | 5E-6 | A |
| R _S | 20 | Ω |
| N | 1.05 | - |
| TT | 1E-11 | sec |
| C _{J0} | 0.14 | pF |
| M | 0.40 | - |
| E _G | 0.69 | eV |

Tabela 4-1 - Modelo SPICE do diodo Schottky SMS 7630.

| XTI | 2 | - |
|-------------------|------|---|
| F_{C} | 0.5 | - |
| B_{V} | 2 | V |
| I_{BV} | 1E-4 | A |
| V_{J} | 0.34 | V |

O simulador PSPICE gera um arquivo.lib, este arquivo pode ser aberto no *software* ADS como uma biblioteca e ser utilizado na otimização. Na Figura 4-10, é mostrado o modelo SPICE do diodo SMS 7630 após ser incorporado ao *software* ADS.

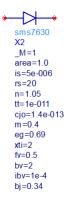


Figura 4-10 - Modelo SPICE do diodo Schottky SMS 7630.

Na próxima seção são mostrados os resultados da simulação e medição do circuito retificador C.

4.2.2 Protótipo do circuito retificador C

O esquemático do circuito retificador C otimizado é mostrada na Figura 4-11. Os objetivos de otimização são: potência de entrada igual a -15 dBm, eficiência superior a 50% e tensão de saída superior a 400 mV.

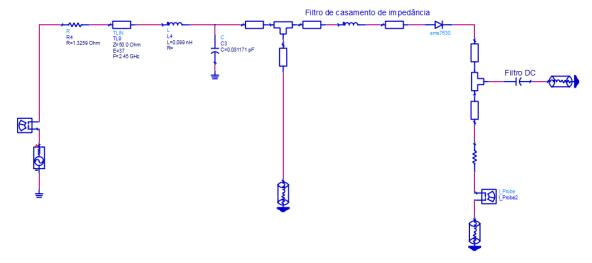


Figura 4-11 - Topologia do circuito retificador C.

Após a otimização, os resultados obtidos foram uma tensão de saída igual a 357 mV, eficiência igual a 45% e potência de entrada igual a -15,04 dBm. O protótipo do circuito retificador C é mostrado na Figura 4-12 e suas dimensões são 55 x 31 mm.

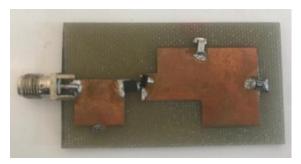


Figura 4-12 - Protótipo do circuito retificador C.

Na Figura 4-13 é mostrado o coeficiente de reflexão medido e simulado do circuito retificador C. Observa-se que apesar do circuito retificador ter sido projetado para ser ressonante na frequência de 2,45 GHz, a frequência de ressonância é 2,39 GHz. Isso também ocorreu nas simulações do circuito retificador A e do circuito retificador B.

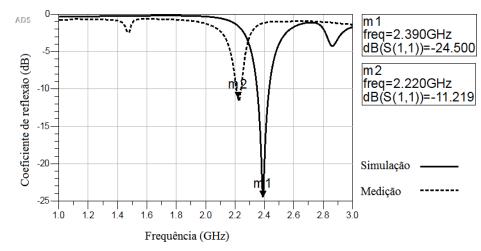


Figura 4-13 – Coeficiente de reflexão medido e simulado do circuito retificador C.

Outra observação que pode ser feita é que o coeficiente de reflexão medido deslocou-se de 170 MHz do coeficiente de reflexão simulado. A justificativa para isso é que durante a otimização no *software* ADS foram utilizadas as bibliotecas dos modelos exatos de resistor e capacitor. Porém a biblioteca do modelo exato do indutor e do diodo não foram encontrados. No caso do indutor utilizou-se um modelo genérico e no caso do diodo utilizou-se o modelo SPICE, como já citado anteriormente. O fato de não utilizar a biblioteca com os modelos exatos dos componentes na otimização faz com que a medição desloque da simulação. Na Figura 4-14 é mostrado o desempenho do circuito retificador para diferentes níveis de potência de entrada.

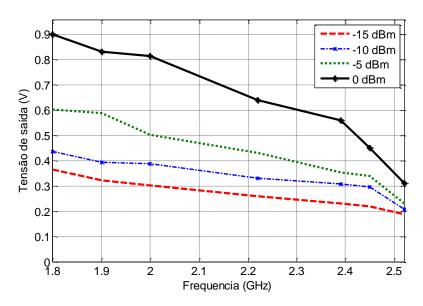


Figura 4-14 - Desempenho do circuito retificador C.

Pode-se perceber que a banda de frequência do circuito retificador utilizando o diodo Schottky SMS 7630 é maior que a banda de frequência do circuito retificador A e do circuito retificador B que utilizam o diodo Schottky HSMS 2860. Levando em consideração que alguns dispositivos, tais como sensores e baterias, necessitam de tensão de alimentação superior a 1 V e observando a Figura 4-14, nota-se que é necessário utilizar um conversor DC-DC que é capaz de elevar a tensão de saída do circuito retificador. Desta forma, a próxima seção mostra o circuito retificador D. Este alimenta um conversor DC-DC comercial, que aumenta a tensão que é fornecida à carga. Mais informações sobre o conversor DC-DC são dadas no Capítulo 6.

4.3 Circuito retificador D

A topologia do circuito retificador D é mostrada na Figura 4-15. Os objetivos de otimização foram: potência de entrada igual a -15 dBm e tensão de saída superior a 500 mV. A eficiência não foi objetivo de otimização, pois durante a simulação notou-se que retirando este objetivo, a tensão de saída obtida era maior. E obter uma maior tensão de saída é muito importante, pois o conversor DC-DC precisa de uma tensão mínima para inicializar.

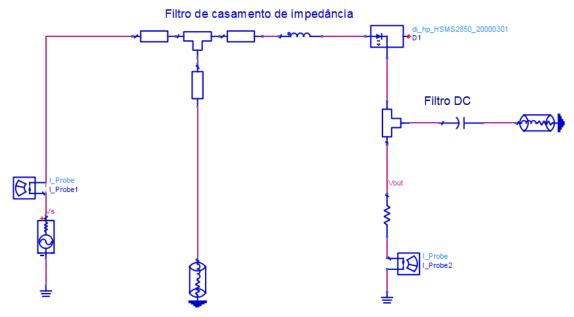


Figura 4-15 - Esquemático do circuito retificador D.

Na simulação não levou-se em consideração a influência do conector SMA, pois o conector utilizado não é o conector SMA 3011. Os conectores utilizados podem ser encontrados em [47] e [48]. O diodo utilizado é o diodo Schottky HSMS 2850 optou-se por utilizar este diodo pois durante os testes verificou-se que a tensão de saída era maior com este diodo do que com o diodo SMS 7630. Nos circuitos retificadores mostrados anteriormente, a carga é $10 \text{ k}\Omega$, porém a saída do retificador foi acoplada a um conversor DC-DC. Desta forma, é necessário calcular a resistência interna do conversor DC-DC. A resistência interna é a carga que é colocada na saída do circuito retificador, na simulação.

Para calcular a resistência interna do conversor, utilizou-se a corrente de entrada sem carga e a tensão de entrada. Estes dados são mostrados na Figura 4-16 e são encontrados na folha de dados do conversor DC-DC.

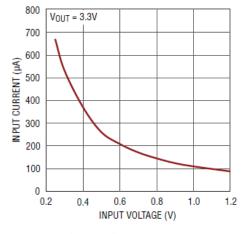


Figura 4-16 – Corrente de entrada sem carga versus tensão de entrada [49].

Considerando que a tensão de entrada do conversor é aproximadamente 400 mV, e observando a Figura 4-16, calcula-se que a carga é aproximadamente 1,1 k Ω . Após a otimização, os resultados obtidos foram: tensão de saída igual a 516 mV e potência de entrada igual a -15,4 dBm. O protótipo do circuito retificador D é mostrado na Figura 4-17 e as dimensões são 72,8 x 51,5 mm.



Figura 4-17 - Protótipo do circuito retificador D.

O coeficiente de reflexão medido e simulado são mostrados na Figura 4-18. Nota-se que há um deslocamento de frequência de 67 MHz.

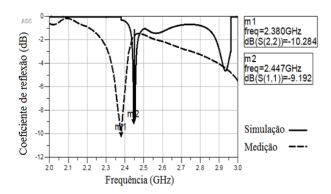


Figura 4-18 – Coeficiente de reflexão medido e simulado.

Na Figura 4-19 é mostrada a tensão medida para diferentes níveis de potência de entrada e frequência. Para realizar a medição, inseriu-se uma carga igual a 1,1 k Ω na saída do circuito retificador e utilizou-se um voltímetro.

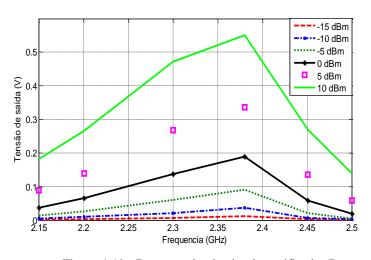


Figura 4-19 - Desempenho do circuito retificador D.

Nota-se que os outros circuitos retificadores mostrados anteriormente apresentaram melhor desempenho em baixas potências de entrada. Uma explicação para isso é que a influência do conector SMA não foi considerada.

4.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados todos os modelos de circuitos retificadores que foram otimizados para serem utilizados para o reaproveitamento de energia. De forma resumida, os objetivos de otimização são maior eficiência e maior tensão de saída para níveis de potências de entrada ultrabaixas. Foram apresentados circuitos retificadores com diodos Schottky: HSMS 2860, SMS 7630 e HSMS 2850.

Capítulo 5

As antenas *patch* de microfita são muito utilizadas em comunicação sem fio e tem despertado muito interesse de pesquisadores. Uma antena de microfita constitui-se de duas placas condutoras paralelas. Uma destas placas é o elemento radiante e a outra placa é o plano terra estas duas placas são separadas por um substrato [50]. As principais características destes tipos de antenas são: facilidades de adaptação a qualquer superfície, baixo peso, fácil fabricação, fácil integração com outros dispositivos, alta versatilidade em termos de polarização, impedância, frequência de ressonância. Neste capítulo é apresentado o projeto de antenas de microfita, que posteriormente são utilizadas na rectenna. Todas a antenas apresentadas foram otimizadas no software CST, este contém vários algoritmos de otimização automática, local e global. Os objetos de estudo podem ser parametrizados em relação às suas dimensões geométricas ou propriedades do material. O otimizador escolhido foi algoritmo genético, este é ideal para modelos de problemas complexos com muitos parâmetros. O algoritmo genético gera pontos no espaço de parâmetros e depois os refina por várias gerações, com mutação aleatória de parâmetros [51].

5.1 Projeto da Antena de microfita de plaqueta retangular

Para o projeto de antenas de microfita de plaqueta retangular, deve-se especificar a permissividade elétrica relativa (ε_r) , a frequência de ressonância (f_r) e a espessura do substrato (h) [52]. Para um radiador eficiente, um valor prático de largura da plaqueta (W), é dado por:

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}},\tag{5.1}$$

em que v_0 é a velocidade da luz no espaço livre. Devido aos efeitos de borda, a plaqueta de microfita parece ser eletricamente maior que suas dimensões físicas. Isso é demonstrado na Figura 5-1.

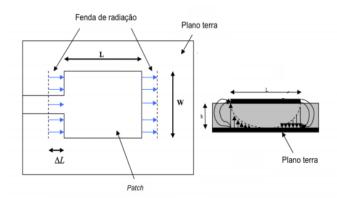


Figura 5-1 - Comprimentos físico e efetivo de uma plaqueta retangular de microfita: (a) vista superior (b) vista lateral [53].

O efeito de borda faz com que o comprimento da microfita fique estendido de ΔL , que é uma função da constante dielétrica efetiva (ε_{ref}), dada por:

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2},\tag{5.2}$$

em que h é a espessura do substrato. Para o cálculo da distância ΔL utiliza-se:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{\varepsilon_{ref} + 0.3 \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{\varepsilon_{ref} - 0.258 \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}.$$
 (5.3)

O verdadeiro comprimento da plaqueta pode então ser calculado por:

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{ref}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} - 2\Delta L,\tag{5.4}$$

em que μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo e ε_0 é a constante de permissividade no vácuo. A antena foi confeccionada no substrato FR4. Considerando ε_r =4,33, f_r =2,45 GHz e h=1,499 mm. E após os cálculos, obteve-se uma antena de largura igual a 37,50 mm e comprimento igual a 29,04 mm. Neste trabalho, esta antena de plaqueta retangular será chamada de Antena A.

5.1.1 Otimização e resultados da Antena A

Os objetivos de otimização foram frequência de ressonância igual a 2,45 GHz e menor coeficiente de reflexão possível. Vale ressaltar que o coeficiente de reflexão é um número de decibéis que o sinal refletido está abaixo do sinal incidente, então quanto menor o coeficiente de reflexão menos sinal é refletido. Valores de coeficiente de reflexão abaixo de -10 dB indicam que a antena está operável. Para realizar a otimização no *software* CTS, inicialmente todos os

parâmetros da antena, mostrados na Figura 5-2, receberam valores aleatórios, com exceção de W e L, que foram calculados na Equação 5.1 e na Equação 5.4. O parâmetro W_m também não foi otimizado, pois é igual à largura da *microstrip line* de entrada do circuito retificador. A otimização foi realizada no domínio da frequência.

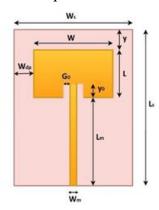


Figura 5-2 - Geometria da antena.

A Tabela 5-1 mostra as dimensões dos parâmetros iniciais e otimizados da Antena A.

Tabela 5-1 - Dimensões iniciais e otimizados dos parâmetros da Antena A.

| Parâmetros | Iniciais(mm) | Otimizados(mm) |
|----------------|--------------|----------------|
| Ws | 63,41134 | 58,19484 |
| Ls | 61,34917 | 64,00357 |
| W | 37,50000 | 34,35512 |
| L | 29,04000 | 29,54098 |
| W_{dp} | 12,95567 | 11,91986 |
| G_0 | 2,92382 | 2,75827 |
| y o | 8,67311 | 7,61830 |
| У | 18,05586 | 16,28149 |
| L _m | 20,27193 | 18,18110 |

Na Figura 5-3 é mostrado o protótipo da antena A.



Figura 5-3 - Protótipo da Antena A.

Na Figura 5-4 é mostrado o coeficiente de reflexão simulado e medido da Antena A.

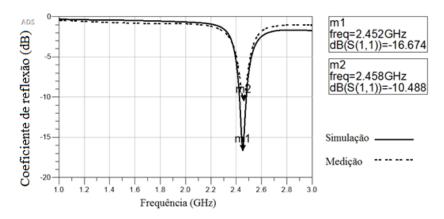


Figura 5-4 – Coeficiente de reflexão medido e simulado da Antena A.

A partir da Figura 5-4 pode-se perceber que tanto na medição quanto na simulação a antena está ressonante na frequência de 2,45 GHz. Porém a magnitude do coeficiente de reflexão medido está menor que a magnitude do coeficiente de reflexão simulado. Algumas explicações podem ser dadas para a diminuição da magnitude do coeficiente de reflexão na medição:

- Foi utilizado o substrato FR4 e este substrato não possui um valor exato de constante dielétrica e de tangente de perdas. Estes podem variar numa faixa e mesmo que o substrato FR4 seja caracterizado é impossível conseguir o valor exato da constante dielétrica e da tangente de perdas. É possível obter uma boa aproximação, como foi realizado no Apêndice A;
- A tangente de perdas do substrato FR4 é alta, o que ocasiona uma piora no desempenho dos circuitos de microfita [54];
- A influência do conector não foi considerada na simulação;
- Trata-se de um processo de soldagem manual que ocasiona perdas no circuito.

A Figura 5-5 mostra o diagrama de diretividade e o ganho da antena A, esses diagramas foram gerados pelo *software* CST após a otimização.

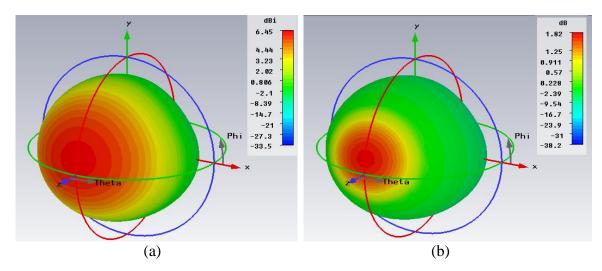


Figura 5-5 - Parâmetros da Antena A: (a) Diretividade (b) Ganho IEEE.

A eficiência da antena pode ser calculada utilizando:

$$\eta = \frac{G_0}{D_0},\tag{5.5}$$

em que G₀ e D₀ são o ganho e diretividade, respectivamente. A partir da Figura 5-4 pode-se observar que a Antena A possui um bom resultado em relação ao coeficiente de reflexão. Observando a Figura 5-5 e utilizando a Equação 5.5 obtém-se uma eficiência igual a 28%.

5.1.2 Medição de potência recebida pela Antena A

Para realizar os testes, uma antena de teste presente no Laboratório de Eletromagnetismo do CEFET-MG foi acoplada ao gerador de sinais. Esta antena, mostrada na Figura 5-6, é fabricada com o substrato Rogers RT/Duroid 5880, cuja a constante dielétrica é 2,2 e a tangente de perdas é 0,0009 [55].



Figura 5-6 - Antena transmissora.

Esta antena é ressonante em 2,45 GHz e seu coeficiente de reflexão é mostrado na Figura 5-7.

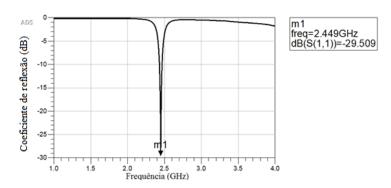


Figura 5-7 – Coeficiente de reflexão da antena transmissora.

Na Tabela 5-2 é mostrada as dimensões da antena transmissora, foi utilizada a mesma nomenclatura da Figura 5-2.

| Parâmetros | Dimensão(mm) |
|------------|--------------|

Tabela 5-2 - Dimensões da antena transmissora.

| Parâmetros | Dimensão(mm) |
|-------------|--------------|
| Ws | 71,90 |
| Ls | 86,97 |
| W | 45,88 |
| L | 39,76 |
| W_{dp} | 12,90 |
| G_0 | 1,79 |
| yo | 12,81 |
| У | 28,85 |
| $L_{\rm m}$ | 19,18 |

A antena A foi conectada ao analisador de espectro da Agilent modelo N9912 A. O esquema de medição é mostrado na Figura 5-8.



Figura 5-8 - Medição de potência recebida.

Ressalta-se que durante as medições, a antena receptora foi posicionada a frente da antena transmissora e no mesmo sentido. Essa configuração de posição se fez necessária por causa da polarização da antena transmissora, na qual o objetivo era aproveitar a direção de máximo ganho da antena transmissora. Antes de medir a potência recebida pela antena receptora, devese calcular a região de campo distante da antena transmissora.

A antena possuí três regiões: campo próximo reativo, campo próximo radiante e campo distante. Na primeira região os campos elétricos e magnéticos da onda radiante não são ortogonais e por isso não é possível verificar as propriedades de radiação da antena, esta região é determinada pela expressão:

$$R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}},\tag{5.6}$$

em que D é a maior dimensão da antena e λ é o comprimento de onda. A segunda região também é conhecida como região de Fresnel. Nesta região, os campos magnéticos e elétricos da onda transmitida não são ortogonais, impossibilitando a verificação das propriedades de radiação da antena. Essa região fica entre a primeira e a terceira região.

A terceira região é também conhecida como região de Fraunhofer. Nesta região, a onda eletromagnética tem conformação transversal eletromagnética (TEM) e transporta energia de RF espacial e temporalmente conformadas nos vetores de campo elétrico e magnético. Essa região é adequada para caracterização completa das propriedades de radiação da antena e é conhecida como região de campo distante e é calculada por:

$$R > 2 \frac{D^2}{\lambda}. \tag{5.7}$$

A Figura 5-9 exemplifica as regiões de campo da antena.

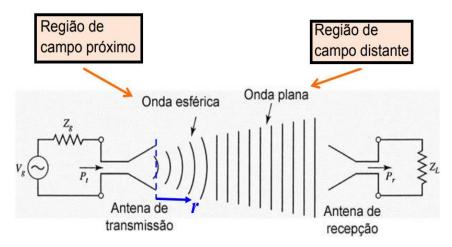


Figura 5-9 - Regiões de campo da antena [55].

A maior dimensão da antena transmissora é 4,59 cm, assim, ao aplicar a Equação 5.7 obtém-se que a região de campo distante é a partir de 3,45 cm. Na Tabela 5-3 é mostrado a potência recebida pela antena A para diferentes distâncias.

Tabela 5-3 - Potência recebida pela Antena A em diferentes distâncias

| Distância(cm) | Potência Recebida (dBm) |
|---------------|-------------------------|
| 10 | 8 |
| 15 | 5 |
| 20 | 3 |
| 25 | 0 |
| 30 | 0 |
| 35 | -2 |
| 40 | -4 |
| 45 | -5 |
| 50 | -6 |
| 55 | -7 |
| 60 | -8,4 |
| 65 | -11 |
| 70 | -15 |

De acordo com os resultados mostrados na Figura 5-5, pode-se concluir que a Antena A possui um baixo ganho e consequentemente uma baixa eficiência. É necessário utilizar outros tipos de antenas de microfita mais eficientes.

5.2 Antena Dipolo Meandered

Após uma pesquisa bibliográfica sobre antenas de alto ganho, escolheu-se o modelo de antena encontrado em [26]. Os objetivos da otimização foram um menor coeficiente de reflexão possível. As dimensões da antena que foram otimizadas estão representadas na Figura 5-10. Todas as dimensões da antena foram otimizadas, com exceção da dimensão 'fw' que é definida como 3 mm, que é igual à largura da *microstrip line* de entrada do circuito retificador.

Foram otimizadas duas antenas Dipolo *Meandered*: a primeira é chamada de Antena B, as dimensões destas são similares as da antena encontrada em [26], a segunda é chamada de Antena C e possui dimensões menores. Estas antenas são utilizadas como antenas receptoras da *rectenna*. Porém uma antena idêntica a Antena B foi construída e é utilizada como antena transmissora. Maiores detalhes são dados no Capítulo 6.

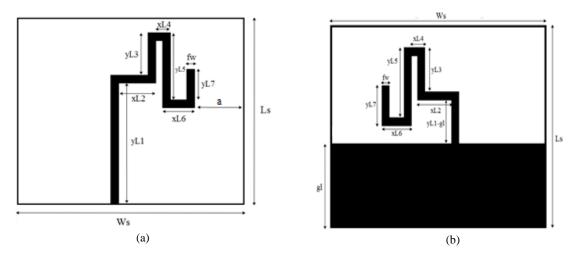


Figura 5-10 - Estrutura da Antena Dipolo Meandered: (a) vista frontal (b) vista posterior.

5.2.1 Antena B

Na Tabela 5-4 são mostradas as dimensões da antena antes da otimização e após a otimização, as dimensões iniciais dessa antena são as mesmas dimensões da antena mostrada em [26]. A simulação da Antena B foi realizada no domínio do tempo e no domínio da frequência. Notou-se que os resultados obtidos no domínio do tempo eram piores, por isso decidiu-se apenas fazer simulações no domínio da frequência.

Tabela 5-4 - Dimensões iniciais e otimizados dos parâmetros da Antena B.

| Parâmetros | Iniciais(mm) | Otimizados(mm) |
|------------|--------------|----------------|
| a | 9 | 8,315 |
| gl | 42,5 | 39,832 |
| Ls | 120 | 84,693 |
| Ws | 95 | 116,462 |
| yL1 | 52 | 56,817 |
| xL2 | 21,5 | 23,239 |
| yL3 | 20 | 18,330 |
| xL4 | 12 | 9,014 |
| yL5 | 27,5 | 29,222 |
| xL6 | 17,5 | 16,790 |
| yL7 | 18 | 16,754 |

Na Figura 5-11 é mostrado o protótipo da Antena B.

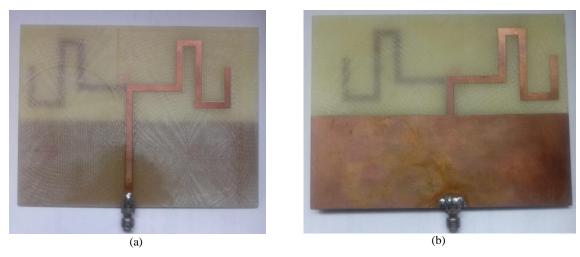


Figura 5-11 - Protótipo da Antena B: (a) Vista frontal (b) Vista posterior.

Na Figura 5-12 estão representados o coeficiente de reflexão medido e simulado da Antena B. Pode-se notar que essa antena é ressonante em duas faixas de frequência, próximo a 1,8 GHz e 2.45 GHz. Frequências na faixa de 1,8 GHz fazem parte da faixa *Global System for Mobile Communication* (GSM) / *Long Term Evolution* (LTE). A GSM é uma faixa de frequência de telefonia móvel também chamada de segunda geração de redes móveis (2G). Essa tecnologia surgiu para padronizar a telefonia móvel no mundo e foi originalmente desenvolvida para o tráfego de voz. O LTE ou quarta geração (4G), surgiu com o objetivo de atender a demanda por acesso sem fio a serviços como: acesso à internet, jogos online, VoIP e vídeo conferencia [56].

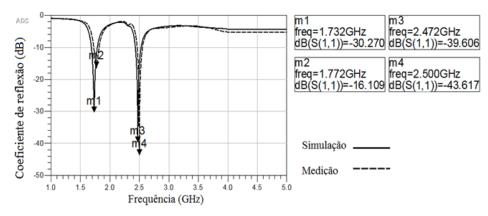
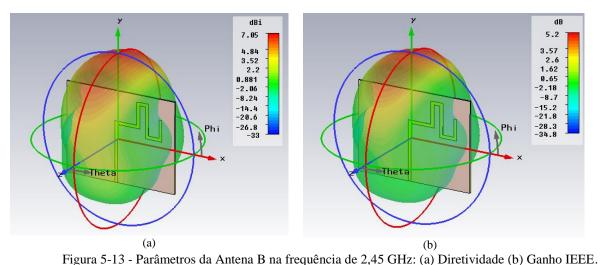


Figura 5-12 – Coeficiente de reflexão medido e simulado da Antena B.

Na Figura 5-12 pode-se notar que o coeficiente de reflexão simulado e a medido são próximos. Alguns motivos para isso estão listados na seção 5.1.1 deste capítulo. A partir da Tabela 5-4, nota-se que a maior dimensão da antena é 5,68 cm. Aplicando a Equação 5.7, obtém-se que a região de campo distante (em 2,45 GHz) é a partir de 5,29 cm. A região de campo distante da antena (em 1,8 GHz) é a partir de 3,86 cm. Na Figura 5-13 é mostrado a diretividade e o ganho da Antena B na frequência de 2,45 GHz.



Observando a Figura 5-13 e aplicando a Equação 5.5, obtém-se que a eficiência da Antena B é 73,76%, na frequência 2,45 GHz. A Antena B também possuí um ganho maior que o ganho da

Antena A. Na Figura 5-14 está representado a diretividade e ganho da Antena B na frequência de 1,8 GHz.

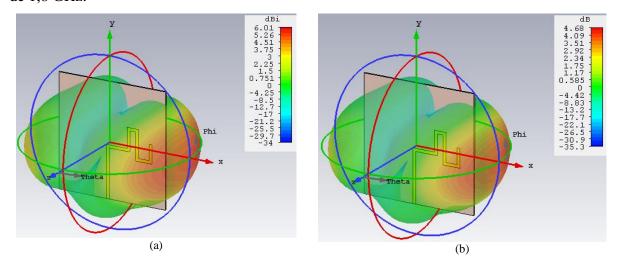


Figura 5-14 - Parâmetros da Antena B na frequência de 1,80 GHz: (a) Diretividade (b) Ganho IEEE.

Observando a Figura 5-14 e aplicando a Equação 5.5, obtém-se que a eficiência da Antena B é 77,87%, na frequência de 1,8 GHz. A seguir será descrito sobre a Antena C, outro modelo de antena receptora.

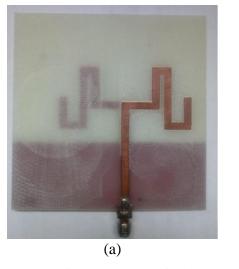
5.2.2 Antena C

Na Tabela 5-5 são mostradas as dimensões iniciais e otimizadas da Antena C. A Antena C é similar a Antena B e sua estrutura está representada na Figura 5-10. As principais diferenças entre estas antenas é que a Antena C é ressonante apenas na frequência de 2,45 GHz e possui menores dimensões. Vale ressaltar que as dimensões iniciais são valores aleatórios.

Tabela 5-5 - Dimensões iniciais e otimizados dos parâmetros da Antena C

| Parâmetros | Iniciais(mm) | Otimizados(mm) |
|------------|--------------|----------------|
| a | 4.5 | 8,315 |
| gl | 28 | 39,832 |
| Ls | 84 | 84,693 |
| Ws | 84 | 83,240 |
| yL1 | 46 | 46.1187 |
| xL2 | 14,5 | 13,1835 |
| yL3 | 13.5 | 12.0698 |
| xL4 | 5,5 | 5,1944 |
| yL5 | 24 | 23,8458 |
| xL6 | 12 | 11,5733 |
| yL7 | 11 | 10,8688 |

Na Figura 5-15 é mostrado o protótipo da Antena C. A maior dimensão da Antena C é 4,6 cm, então utilizando a Equação 5.7, calcula-se que a região de campo distante é a partir de 3,48 cm.



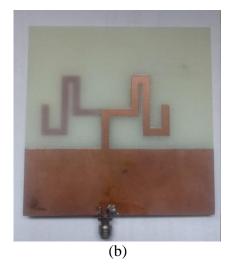


Figura 5-15 - Protótipo da Antena C: (a) Vista frontal (b) Vista posterior.

Na Figura 5-16 é mostrado o coeficiente de reflexão medido e simulado. A simulação e medição apresentaram ótimos resultados, pois a antena apresentou um coeficiente de reflexão inferior a -10 dB. Pode-se notar também que a simulação e a medição não coincidiram, a justificativa para o ocorrido está descrita na seção 5.1.1 deste capítulo.

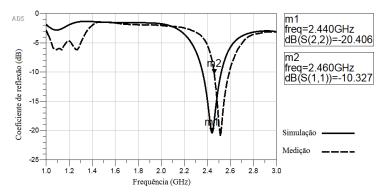


Figura 5-16 – Coeficiente de reflexão medido e simulado da Antena C.

Na Figura 5-17 é mostrada a diretividade e o ganho da Antena C. Utilizando a Equação 5.5 obtém-se que a eficiência é 85,74%. Nota-se que a eficiência da Antena C é maior que a eficiência da Antena B, porém o ganho da Antena C é menor que a Antena B.

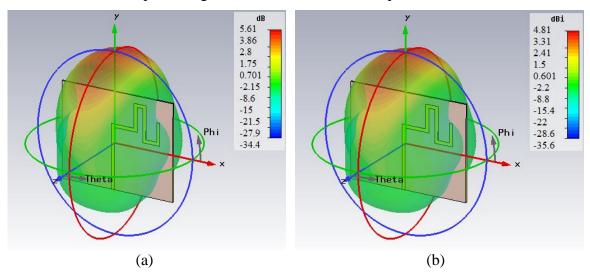


Figura 5-17 - Parâmetros da Antena C: (a) Diretividade (b) Ganho IEEE.

Na Figura 5-18 é mostrada a potência de entrada da antena para diferentes distâncias, para obter estes resultados foi adotado o procedimento descrito na seção 5.1.2 deste capítulo.

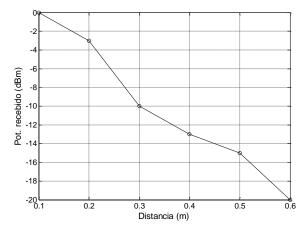


Figura 5-18 – Potência recebida pela Antena C.

No próximo capítulo serão mostrados testes e resultados do acoplamento das antenas mostradas neste capítulo com os circuitos retificadores mostrados no Capítulo 4.

5.3 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados dois modelos de antenas de microfita e suas principais características: ganho, diretividade, eficiência, coeficiente de reflexão. O primeiro modelo é uma antena de microfita de *patch* retangular, porém esta apresentou baixo ganho e consequentemente baixa eficiência. O segundo modelo é uma antena dipolo, que apresentou alta eficiência e baixo coeficiente de reflexão. As antenas são ressonantes nas bandas de frequência ISM, LTE e GSM.

Capítulo 6

6. RECTENNA

Neste capítulo encontram-se os resultados dos testes realizados com os circuitos retificadores apresentados no Capítulo 4 em conjunto com as antenas apresentadas no Capítulo 5. Inicialmente são mostrados testes com três diferentes configurações de *rectennas* e posteriormente é apresentada uma aplicação da *rectenna*.

6.1 Rectenna A

A *Rectenna* A é formada pelo circuito retificador mostrado na Figura 4-12 e pela Antena B mostrada na Figura 5-11. O protótipo da *Rectenna* A é mostrado na Figura 6-1.



Figura 6-1 - Protótipo da Rectenna A.

Como a Antena B é ressonante nas frequências de 1,8 GHz e 2,45 GHz e devido ao fato do circuito retificador possuir uma banda larga, testes de medições foram realizados nestas frequências e estão descritos nas próximas seções.

6.1.1 Testes de desempenho da Rectenna A na frequência de 2,45 GHz

Para verificar o desempenho da *Rectenna* A na frequência de 2,45 GHz, foram realizados dois testes. No primeiro teste, a antena mostrada na Figura 5-6 foi acoplada ao gerador de sinais, esse foi configurado com a potência igual a 21 dBm e frequência de 2,45 GHz. Na Figura 6-2 é apresentada a tensão de saída fornecida pela *Rectenna* A à carga, em relação a distância da antena transmissora.

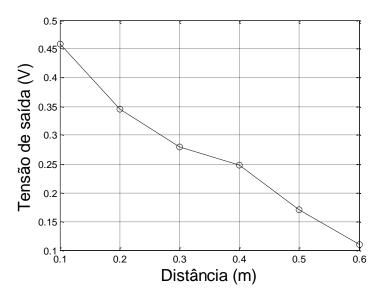


Figura 6-2 - Tensão fornecida pela Rectenna A (Teste 1).

Na Figura 6-3 é mostrada a tensão de saída versus potência recebida pela Rectenna A.

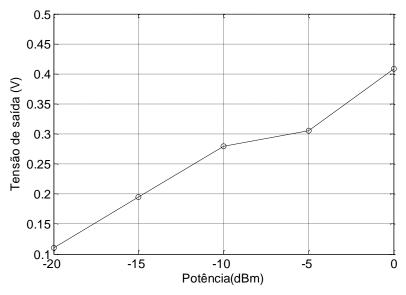


Figura 6-3 - Desempenho da Rectenna A (Teste 1).

No segundo teste de desempenho da *rectenna* A, uma antena idêntica à Antena B foi acoplada ao gerador de sinais. O gerador foi configurado com uma potência igual 21 dBm e frequência de 2,45 GHz. Na Figura 6-4 é mostrado a tensão de saída fornecida pela *Rectenna* A à carga, em relação a distância da antena transmissora.

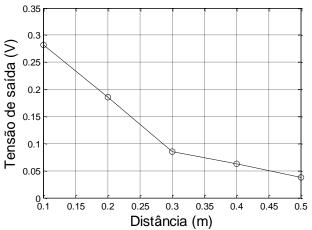


Figura 6-4 - Tensão fornecida pela Rectenna A (Teste 2).

Na Figura 6-5 é mostrada a tensão de saída *versus* potência recebida pela *Rectenna* A.

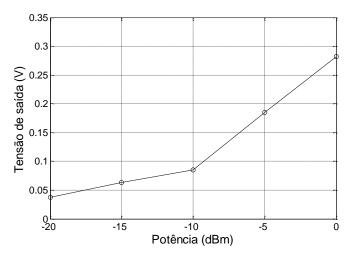


Figura 6-5 - Desempenho da Rectenna A (Teste 2).

Nota-se que no teste 1, a *rectenna* fornece aproximadamente 200 mV à carga, quando a potência de entrada é igual a -15 dBm. Já no teste 2, a tensão fornecida a carga é aproximadamente 60 mV para esta mesma potência de entrada. De forma que para todos os níveis de potência de entrada, os resultados do teste 1 são superiores aos resultados do teste 2. E isso deixa evidente o quanto a antena transmissora influência no resultado. A antena transmissora utilizada no teste 1 é fabricada no substrato Rogers, que possui qualidade superior ao FR4.

6.1.2 Testes de desempenho da *Rectenna* A na frequência de 1,80 GHz

Para realizar os testes de desempenho na frequência de 1,8 GHz, uma antena idêntica a Antena B foi acoplada ao gerador de sinais, e este foi configurado com uma potência igual a 21 dBm e uma frequência de 1,8 GHz. Na Figura 6-6 é representada a tensão de saída fornecida pela *Rectenna* A à carga em relação a distância da antena transmissora.

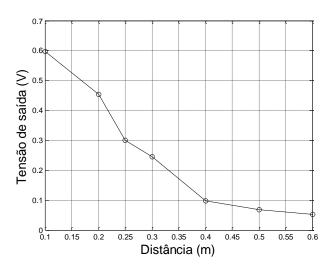


Figura 6-6 - Tensão de saída fornecida pela Rectenna A em 1,80 GHz.

Na Figura 6-7 é apresentada a tensão de saída fornecida pela *Rectenna* A em relação a potência recebida pela *rectenna*.

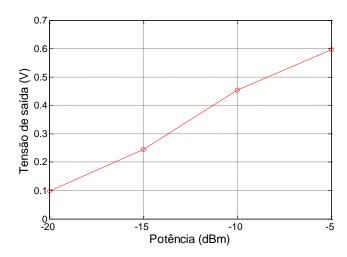


Figura 6-7 - Desempenho da Rectenna A na frequência de 1,80 GHz.

Observa-se que na frequência de 1,8 GHz os resultados são mais satisfatórios que na frequência de 2,45 GHz (no teste 2). O ocorrido é explicado devido ao fato de que na frequência de 1,8 GHz o circuito retificador possui melhor desempenho, como pode ser observado na Figura 4-14.

6.2 Rectenna B

A *Rectenna* B é composta por um circuito retificador similar ao circuito retificador mostrado na Figura 4-12, e por uma antena idêntica a antena C, mostrada na Figura 5-15. O diferencial desta *Rectenna* é que não foi utilizado conectores SMA, e isso elimina algumas perdas no circuito. Na Figura 6-8 é mostrado o layout da *Rectenna* B juntamente com suas

dimensões. Vale ressaltar que a antena foi otimizada no software *CST* e o circuito retificador foi otimizado no *software* ADS, ambos foram otimizados para casar com uma impedância igual a 50 Ohm. Para confeccionar a *Rectenna* B, o *layout* da antena foi exportado para o *layout* do *software* ADS.

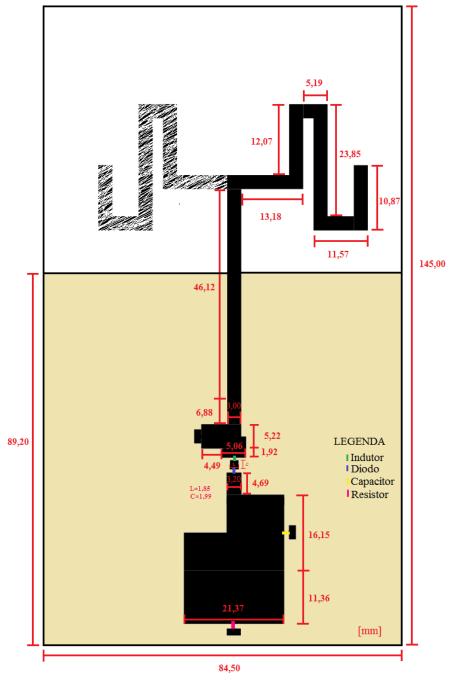


Figura 6-8 - Layout da Rectenna B.

Na Figura 6-9 é mostrado o protótipo da Rectenna B.





Figura 6-9 - Protótipo da Rectenna B: (a) Vista frontal (b) Vista traseira.

Para realizar os testes de desempenho da *Rectenna* B, a antena mostrada na Figura 5-6 foi conectada ao gerador de sinais. Esse foi configurado com a frequência de 2,45 GHz e potência igual a 21 dBm. Na Figura 6-10 é representada a tensão de saída fornecida pela *Rectenna* B à carga, em relação a distância da antena transmissora.

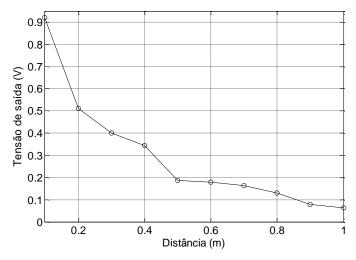


Figura 6-10 - Tensão de saída fornecida pela Rectenna B.

Na Figura 6-11 é mostrada a tensão de saída fornecida pela *Rectenna* B em relação a potência recebida pela *rectenna*.

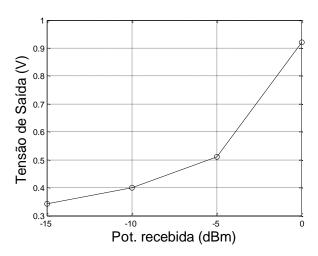


Figura 6-11 - Tensão de saída versus Potência recebida pela Rectenna B.

Analisando a Figura 6-10 e Figura 6-11, nota-se que com uma potência de entrada igual a -15 dBm, a tensão fornecida pela *Rectenna* B é aproximadamente 340 mV. Este resultado é superior a todos os resultados apresentados anteriormente. Nota-se também que a tensão fornecida pela *Rectenna* B é superior a 100 mV até uma distância de 88 cm entre a *rectenna* e a antena transmissora. A fim de demonstrar como os conectores SMA provocam perdas no circuito, na seção seguinte é apresentada uma nova configuração de *rectenna*.

6.3 Rectenna C

A *Rectenna* C é composta pelo circuito retificador representado na Figura 4-12 e pela antena C, mostrada na Figura 5-15. A *rectenna* C é idêntica a *rectenna* B, o que as difere é o uso de conectores SMA. O protótipo da *rectenna* C é apresentado na Figura 6-12.



Figura 6-12 – Protótipo da Rectenna C.

Na Figura 6-13 é mostrada a tensão de saída fornecida pela *Rectenna* C à carga, em relação a distância da antena transmissora.

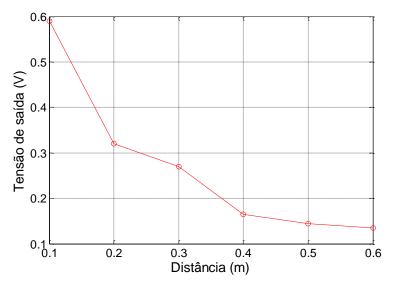


Figura 6-13 - Tensão fornecida pela Rectenna C.

Na Figura 6-14 é mostrada a tensão de saída fornecida pela *Rectenna* C em relação a potência recebida.

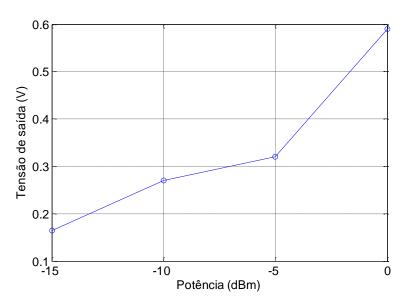


Figura 6-14 - Tensão de saída versus Potência recebida pela Rectenna C.

A *rectenna* C fornece 165 mV à carga, quando a potência de entrada é igual a -15 dBm. Esta tensão é bem inferior a tensão fornecida pela *Rectenna* B, com mesma potência de entrada. De maneira geral, a *Rectenna* C apresentou resultados inferiores aos resultados apresentados pela *Rectenna* B, e isso mostra como conectores SMA podem introduzir perdas no sistema. A próxima seção é dedicada a aplicação da *rectenna* projetada neste trabalho.

6.4 Aplicação da Rectenna

A *rectenna* B apresentou o melhor desempenho dentre todas as *rectennas* apresentadas, porém a tensão fornecida pela *Rectenna* B não ultrapassa 1 V e muitas cargas necessitam de uma tensão de alimentação maior. Diante disso, uma nova *rectenna* foi projetada para ser acoplada a um conversor DC-DC comercial. O esquemático é mostrado na Figura 6-15.

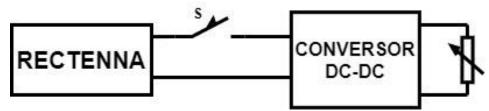


Figura 6-15 Esquemático de ligação entre rectenna e conversor DC-DC.

O circuito retificador da *rectenna* foi otimizado novamente para se adaptar às características da carga. Maiores detalhes são mostrados na seção 4.3. No próximo tópico são descritas as características dos conversores DC-DC que foram utilizados neste trabalho.

6.4.1 Conversores DC-DC comerciais

Os conversores DC-DC comerciais escolhidos possuem baixa tensão de inicialização. Os conversores DC-DC que fornecem uma tensão de saída superior a tensão de entrada, são chamados conversores DC-DC tipo *Boost*. Existem outros dois tipos de circuitos conversores DC-DC: conversor DC-DC *Buck*, que tem a função de abaixar a tensão de saída; conversor DC-DC *Buck-Boost*, que pode fornecer uma tensão de saída superior, inferior ou igual a tensão de entrada. Os conversores DC-DC utilizados neste trabalho são descritos a seguir.

6.4.1.1 Conversor LTC 3105

O conversor LTC 3105 é um conversor de impulso síncrono exclusivo de alto desempenho que incorpora uma capacidade de inicialização de 250 mV e um *Low-dropout regulator* (LDO) que fornece correntes de 6 mA para alimentar micro-controladores e sensores externos. A tensão de entrada tem faixa de operação de 225 mV a 5 V. Este conversor possui arquitetura *Mode Burst* e baixa corrente quiescente, que otimizam a eficiência do conversor em aplicações de baixa potência [57].

O conversor LTC 3105 também é composto por um controlador de ponto de potência máximo, que permite a operação diretamente a partir de fontes de alta impedância, tais como: células fotovoltaicas, geradores termoelétricos (TEGs) e células de combustível. O LTC 3105 oferece tensões de saída de 1,5 V, 2,2 V e 3 V. E o LDO integrado fornece tensões de saída de 1,8 V, 3,3 V e 5 V. Na Figura 6-16 é apresentado o esquemático do conversor.

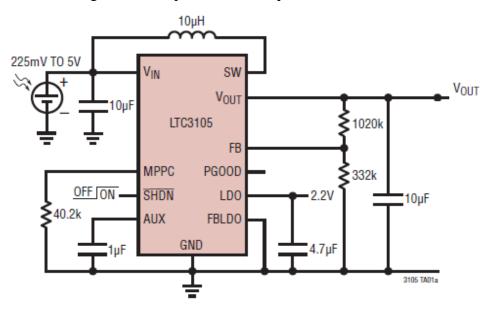


Figura 6-16 - Conversor LTC 3105.

6.4.1.2 STEVAL-ISV019V1

O conversor DC-DC é um painel de avaliação baseado no SPV1050, que é um coletor de energia de baixa potência. Este também é baseado no carregador de bateria com reguladores MPPT e LDO integrados. Este conversor é otimizado para recuperar energia de células fotovoltaicas, geradores termoelétricos, *rectennas*, baterias, etc. A tensão de inicialização é 500 mV, e a faixa de tensão de entrada é de 150 mV a 4,25 V [58].

O esquemático do conversor STEVAL-ISV019V1 é mostrado na Figura 6-17. Suas principais aplicações são: carregamento de qualquer bateria química e supercapacitor, automação predial e residencial, controle de acesso, posicionamento e rastreamento de ativos e animais, *Wireless Sensor Network* (WSN), etc.

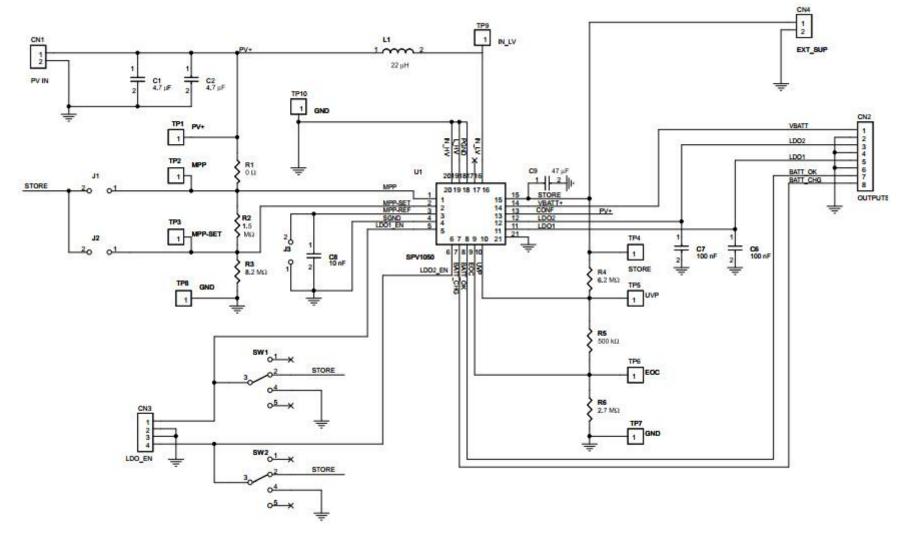


Figura 6-17 - Conversor STEVAL-ISV019V1.

6.4.2 Teste de medição 1

Inicialmente, o circuito mostrado na Figura 6-15 foi testado e notou-se que era necessário alimentar a *rectenna* com uma potência de entrada muito superior a -15 dbm, para que esta conseguisse inicializar o conversor. Era necessária uma potência de entrada em torno de 10 dBm. A explicação para isto é que a corrente fornecida pela *rectenna* era muito baixa, e para resolver este problema foi necessário acrescentar um capacitor de armazenamento entre a *rectenna* e o conversor. Após acrescentar o capacitor, a potência de entrada necessária para inicializar o conversor foi 0 dbm. Este teste é mostrado na Figura 6-18.

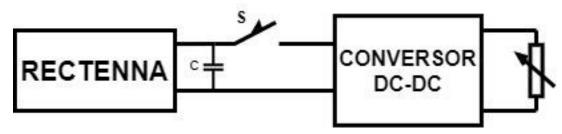
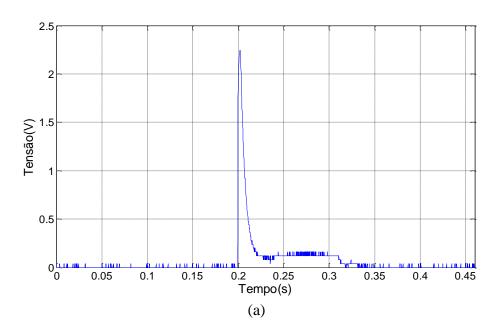


Figura 6-18 - Esquemático do teste de Medição 1.

Na Figura 6-19(a) é mostrado o gráfico de tensão *versus* o tempo de um teste realizado com o conversor LTC 3105, um capacitor de 1 mF e a carga escolhida foi um LED. Utilizou-se o osciloscópio TBS 1052B-EDU para realizar a medição. A Figura 6-19(b) mostra este teste.



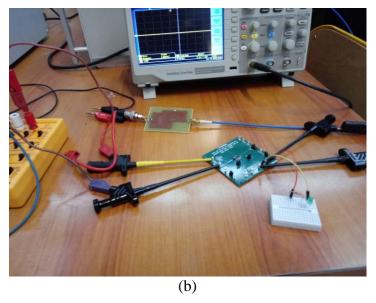


Figura 6-19 - Teste de Medição 1: (a) Tensão versus tempo (b) Medição.

Na Figura 6-18 é possível notar a presença de uma chave S. Até o presente momento esta chave era acionada manualmente, utilizando cabos e conectores. Na Figura 6-19(a) é possível notar que a tensão na carga não se manteve, e após o descarregamento do capacitor, a tensão zerou. Para automatizar o acionamento desta chave e manter o fornecimento de tensão a carga, projetou-se um circuito chamado *Under Voltage Lock-out* (UVLO). Informações mais detalhadas estão descritas a seguir.

6.4.3 O circuito UVLO

O circuito UVLO permite manter a tensão de saída em uma determinada faixa de tensão. O circuito UVLO escolhido é bem simples, este é mostrado na Figura 6-20 e foi baseada em [59].

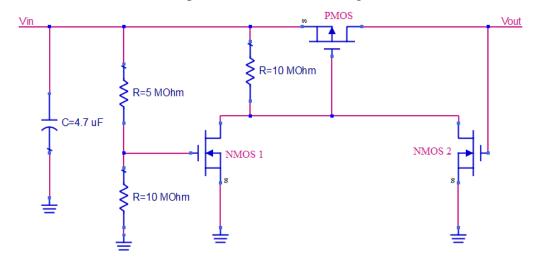


Figura 6-20 - Circuito UVLO.

Nota-se que o circuito UVLO é composto por dois transistores de efeito de campo de canal N (NMOS), e por um transistor de efeito de campo de canal P (PMOS). O NMOS é o transistor FDV301N e o PMOS é o transistor FDV304P.

6.4.3.1 Princípio de funcionamento do circuito UVLO

A tensão de entrada (VIN) aumenta devido ao carregamento do capacitor o que implicará também no aumento da tensão porta-fonte (ou *gate-source*) do NMOS 1 (VGS_NI). Quando a tensão VGS_NI atinge a tensão limite do NMOS 1, este se fechará e conduzirá a porta do PMOS para o plano terra. A tensão porta-fonte do PMOS (VGS_P) torna-se negativa: (VGS_P = -VIN) e o PMOS entrará estado de condução. Posteriormente, VIN é então aplicada diretamente a porta do NMOS 2 que desempenha um papel de automanutenção da condução do PMOS até que VIN diminua até uma tensão abaixo da tensão limite do NMOS 2. O circuito mostrado na Figura 6-20 foi simulado no *software* ADS, na simulação foi utilizada uma fonte de tensão do domínio do tempo. Foi utilizado o modo de simulação *Transient*, as tensões de entrada e saída simuladas são mostradas na Figura 6-21, a tensão da entrada escolhida foi 1,8 V.

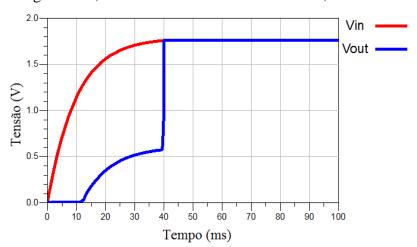


Figura 6-21 - Resultados de simulação do circuito UVLO.

O capacitor necessita de alguns milissegundos para carregar, e somente após o carregamento o circuito é acionado. O protótipo do circuito UVLO é apresentado na Figura 6-22.



Figura 6-22 - Protótipo do circuito UVLO.

O circuito UVLO foi testado utilizando uma fonte de tensão de corrente contínua. Aplicou-se uma tensão de 1,5 V na entrada, e utilizando um osciloscópio mediu-se as tensões de entrada e saída do circuito, como mostra a Figura 6-23.



Figura 6-23 - Resultados experimentais da tensão de entrada e saída do circuito UVLO.

Durante a medição, VIN assumiu dois valores: 1,5 V e 0 V. Quando VIN=1,5 V, o capacitor é carregado e o circuito é acionado, deste modo Vout=VIN. Quando VIN=0 V, o capacitor é descarregado, e é possível notar o exato momento em que VIN está abaixo da tensão limite do NMOS 2, e consequentemente PMOS não conduz, e o circuito é desligado. Diante destes resultados, é possível testar o circuito completo.

6.4.4 Teste de medição do circuito completo

O esquemático do circuito completo é mostrado na Figura 6-24. Durante os testes de medição do circuito completo, algumas modificações precisaram ser realizadas.

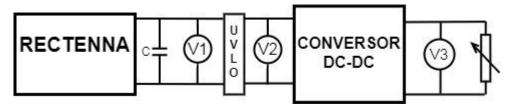


Figura 6-24 - Esquemático do teste de medição do circuito completo.

Inicialmente, o circuito foi testado utilizando o conversor LTC 3105, porém mesmo aumentando a potência de entrada da *rectenna* e consequentemente a tensão fornecida ao circuito, não foi possível inicializar o conversor. Desta forma, o conversor foi substituído pelo conversor STEVAL-ISV019V1, mas foi necessário aumentar a potência de entrada. Vale ressaltar que até o teste de medição 1, a potência de entrada mínima para o funcionamento era 0 dbm, porém para o funcionamento do circuito completo foi necessária uma potência de entrada de pelo menos 8 dbm. Na Figura 6-25 é mostrado o teste de medição do circuito completo.

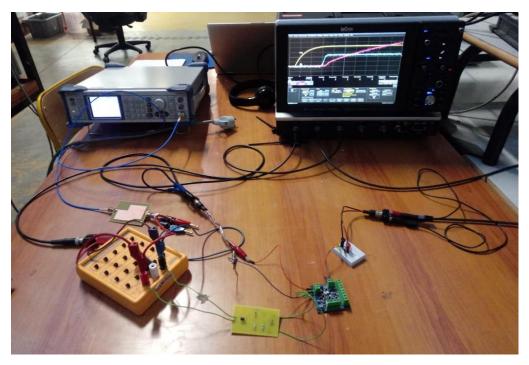


Figura 6-25 - Teste de Medição do circuito completo.

A carga utilizada foi um LED, e para medir as tensões V1, V2 e V3 utilizou-se o osciloscópio *LeCroy Waverunner* HRO 64Zi. A Figura 6-26 mostra os resultados de medição.

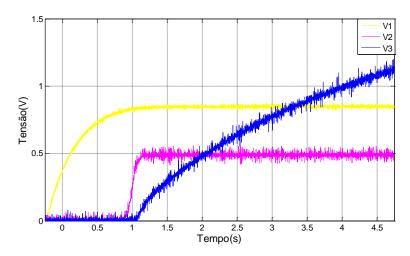
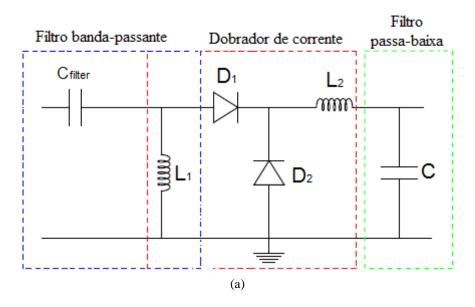


Figura 6-26 - Resultados das medições do circuito completo.

Observa-se que a tensão V2 é um pouco menor que a tensão V1. Ambas deveriam ser iguais, como é mostrado na Figura 6-23. A potência de entrada do circuito retificador foi aumentada até 13 dbm, que é o limite suportado pelo circuito retificador, e mesmo assim a tensão V2 permaneceu inferior a tensão V1. Na Figura 6-26 não é possível observar, mas a tensão V3 atingiu 1,8 V que é a tensão requerida pelo LED.

A fim de aumentar a tensão fornecida ao circuito, o circuito retificador que foi projetado para este circuito foi substituído por um circuito retificador de teste, disponível no *Laboratoire Ampère*. O esquemático deste circuito retificador é mostrado na Figura 6-27(a) e o protótipo é mostrado na Figura 6-27(b). Mais informações sobre este circuito retificador podem ser encontradas em [60].



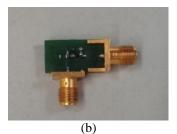


Figura 6-27 - Rectenna de teste: (a) Esquemático (b)Protótipo.

Utilizando este circuito retificador, montou-se o circuito mostrado na Figura 6-24. Para aumentar a tensão fornecida ao circuito, a potência de entrada foi aumentada até 15 dBm. E os resultados das medições de tensões no circuito são mostrados na Figura 6-28.

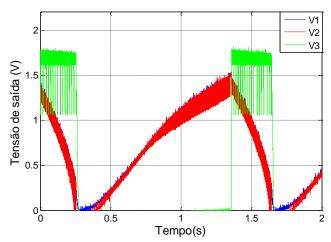


Figura 6-28 - Resultado de medição utilizando a rectenna de teste.

Após o carregamento do capacitor do circuito UVLO, a tensão V2 é igual a tensão V1, conforme mostra a Figura 6-23. Observa-se que a carga (V3) somente é acionada quando o capacitor do circuito UVLO está completamente carregado. A carga mantém-se alimentada até que capacitor do circuito UVLO descarregue. Nota-se que os resultados mostrados na Figura 6-26 difere um pouco dos resultados mostrados na Figura 6-28. Os resultados mostrados na Figura 6-28 ilustram o comportamento esperado do circuito UVLO, ou seja, que o circuito funcione em determinada faixa de tensão.

6.5 Considerações finais

Este capítulo apresentou *rectennas* que obtiveram bons resultados em níveis de energia ultrabaixa. O melhor resultado obtido foi com uma *rectenna* que não utiliza conectores SMA em sua estrutura. Também foi apresentada uma *rectenna* que foi capaz de acionar um conversor DC-DC comercial, com a finalidade de alimentar cargas que exigem maiores tensões de alimentação.

Capítulo 7

7. CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foi apresentada a caracterização do conector SMA 3011, que foi utilizado na maior parte dos protótipos desenvolvidos. O objetivo desta caracterização é aproximar os resultados simulados e os resultados medidos. Foram apresentadas diferentes configurações de circuito retificador. Estes foram otimizados para fornecer maior tensão e eficiência possíveis em baixos níveis de potência de entrada. Vale ressaltar que a energia sem fio disponível no ambiente é ultrabaixa e variável. As antenas de microfita escolhidas apresentam alto ganho, alta eficiência e coeficiente de reflexão inferior a -10 dB. São ressonantes nas bandas de frequência ISM, GSM e LTE. Foi projetada uma *rectenna* de banda dupla, que fornece tensões de saída superiores a 200 mV, quando a potência de entrada é ultrabaixa. O melhor resultado obtido é uma *rectenna* que fornece uma tensão de saída superior a 300 mV, quando a potência de entrada é igual a -15 dBm na literatura não são encontrados resultados como este, na Tabela 7-1 é mostrado um resumo dos resultados obtidos neste trabalho e na literatura.

Tabela 7-1 – Resultado comparativo de rectennas.

| Número da | Tipo de | Tipo de circuito Frequência | | Potência | Eficiência |
|---------------|------------|-----------------------------|-------------|------------|------------|
| Rectenna | antena | retificador | de operação | de entrada | |
| Rectenna 1 | Patch | Dobrador de | 2,45 GHz | -20 dBm | 13% |
| | modificada | tensão | | | |
| Rectenna 2 | Patch | Ponte | 2,45 GHz | 12 dBm | 52% |
| Rectenna 3 | Antena | Meia onda | 2,45 GHz | -10 dBm | 10% |
| | em'X' | | | | |
| Rectenna 4 | Patch | Onda completa | 2,45 GHz | 0 dBm | 17% |
| | modificada | | 5,8 GHz | 0 dBm | 32% |
| Rectenna 5 | Fractral | Dobrador de | 2,45 GHz | -15 dBm | 29% |
| | Koch | tensão | | | |
| Rectenna 6 | Espiral de | Diferencial | 1,2 – 5 GHz | -10 dBm | 8% |
| | Arquimedes | dobrador de | | | |
| | | tensão | | | |
| Rectenna 7 | Strip-loop | - | 2,45 GHz | 1μW/cm² | 37% |
| Rectenna 8 | Planar | - | 2,45 GHz | 7 dBm | 60% |
| Este trabalho | Dipolo | Série | 2,45 GHz | -15 dBm | 36,58% |

Com o objetivo de fornecer maior tensão às cargas, uma nova *rectenna* foi projetada. Esta foi capaz de inicializar os conversores DC-DC comerciais: LTC 3105 e STEVAL-ISV019V1. Porém quando o circuito UVLO foi inserido no circuito, a *rectenna* foi capaz de inicializar somente o conversor STEVAL-ISV019V1. Foram realizados testes para determinar a resistência interna dos conversores, e foi observado que o conversor STEVAL-ISV019V1 possui menor resistência interna que o conversor LTC 3105. Estes testes foram realizados utilizando uma fonte de corrente continua em série com uma resistência variável conectados ao conversor DC-DC. Com a tensão fixa, variou-se a resistência até que tensão na entrada do conversor fosse igual a metade da tensão da fonte.

Notou-se que esta *rectenna* precisou de uma potência de entrada elevada para acionar o circuito completo. Como sugestão de trabalhos futuros é necessário melhorar o novo circuito retificador de forma que este ofereça bom desempenho quando a potência de entrada é ultrabaixa. Para que seja possível acopla-lo a uma antena. É necessário melhorar o casamento entre a impedância do circuito retificador com a impedância do conversor DC-DC. Também é necessário modificar o circuito UVLO para que este consiga trabalhar com menores tensões de entrada. Foi observado que mesmo na simulação este bloqueia o funcionamento do circuito quando a tensão de entrada é inferior a 1 V. Uma sugestão é utilizar outro tipo de circuito para automatizar o circuito de reaproveitamento de energia sem fio. Um circuito que fosse capaz de funcionar com tensões inferiores a 1 V.

Outra sugestão de trabalho futuro é diminuir o tamanho do protótipo do circuito retificador, pois um protótipo compacto tem maior aplicabilidade. Também é interessante construir o circuito retificador utilizando um substrato melhor que o substrato FR4. Devem ser realizados outros testes utilizando outras cargas, tais como: pequenos motores DC, sensores ou outros dispositivos que necessitam de uma tensão de alimentação inferior a 5 V, que é a tensão máxima que os conversores utilizados podem fornecer a carga. Outra sugestão de trabalho futuro é construir um conversor DC-DC, a partir dos resultados fornecidos pelo circuito retificador e pelo circuito UVLO.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] N. Tesla, "Apparatus for transmitting electrical energy," U.S. Patent 1119732, Dec. 1914.
- [2] R. C. Fernandes, "Elementos Magnéticos Fracamente Acoplados para Aplicação em Transferência Indutiva de Potência: Procedimento e Critérios de Projeto, Análise de Sensibilidade e Condições de Bifurcação" Tese de doutorado, *Universidade de São Paulo*, 2015.
- [3] S. Y. R. Hui, W. Zhong, C. K. Lee, "A Critical Review of Recent Progress in MidRange Wireless Power Transfer," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, pp. 4500–4511, Sep. 2014.
- [4] W. Lin, R. W. Ziolkowski, J. Huang, "Electrically Small, Low-Profile, Highly Efficient, Huygens Dipole Rectennas for Wirelessly Powering Internet-of-Things Devices", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 67, NO. 6, June 2019.
- [5] S. Singh, N. Singh, "Internet of Things (IoT): Security Challenges, Business Opportunities & Reference Architecture for E-commerce", International Conference on Green Computing and Internet of Things (ICGCIoT), pp.1-5, January 2016.
- [6] B. P. Santos, L. A. Silva, C. S. Celes *et al.* Internet das Coisas: da Teoria à Prática. Livro Texto Minicursos SBRC 2016, pp. 1-50, Maio 2016.
- [7] W. C. Brown, "The history of power transmission by radio waves," IEEE Trans. Microw. Theory Techn, vol. 32, NO. 9, pp. 1230–1242, Sep. 1984.
- [8] R. Mendes, S. Gonçalves, R. Silva, I. V. Soares, C. G. Rego, G. L. Ramos. "High Efficiency Double-band Printed Rectenna Model for Energy Harvesting", 2019 SBMO/IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), pp.1-3, November 2019.
- [9] E. S. Ferraz. "Localização 3D em sistemas RFID com leitor móvel", Dissertação de Mestrado, *Universidade Federal do Amazonas*, 2018.
- [10] R. L. R. da Silva, S. T. M. Trindade, T. C. Fonseca, C. Vollaire, "Otimização Multiobjetivo Usando Algoritmo Genético de Retificadores não Lineares com Baixíssima Potência de Entrada", *XXXVII Iberian Latin American Congresso on Computational Methods in Engineering*, nov. 2016.
- [11] K. C. Lu, T. S. Horng, L. T. Hwang. "In-Plane/Out-of-Plane Mixed Probe Techniques to obtain the RF Characteristics of SMA Connectors", IEEE 61st Electronic Components and Technology Conference (ECTC), pp. 2033-2036, June 2011.
- [12] T. Mandic, M. Magerl, A. Baric. "Sequential Buildup of Broadband Equivalent Circuit Model for Low-Cost SMA Connectors", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 61, pp. 242–250, April 2018.
- [13] J. Paleček, M. Vestenický, P. Vestenický, J. Spalek, "Examination of SMA Connector Parameters", IEEE 16th International Conference on Intelligent Engineering Systems (INES), pp. 259-263, June 2012.

- [14] R. Ben, S. Hu, X. Li, Z. Fu. "Signal Intergrity Analysis for SMA Via on the PCB", IEEE 9th International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN), pp. 865-869, May 2017.
- [15] G.L.F. Brandão, "Sistema para reaproveitamento de energia eletromagnética utilizando rectennas", Dissertação de mestrado, *Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais*, 2017.
- [16] A. Mabrouki, M. Latrach, Z. Sayegh. "Design and Experiment of RF Rectifiers for Wireless Power Transmission", IEEE 13th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), pp. 1-4, Sept 2013.
- [17] B. R. Franciscatto, V. Freitas, J. M. Duchamp, C. Defay, T. P. Vuong. "High-Eficiency rectifier circuit at 2.45 GHz for low-input-power RF energy harvesting", IEEE European Microwave Conference, pp. 507-510, Oct 2013.
- [18] A. Mabrouki, M. Latrach, V. Lorrain. "High Efficiency Low Power Rectifier Design using Zero Bias Schotty Diodes", IEEE Faible Tension Faible Consommation (FTFC), pp.1-4, June 2014.
- [19] C. Song, Y.Huang, J. Zhou, J. Zhang, S. Yuan, P. Carter. "A High-Efficiency Broadband Rectenna for Ambient Wireless Energy Harvesting", IEEE Transactions on Antennas and propagation, vol. 63, pp. 3486-3494, Aug 2015.
- [20] A. Gupta, U. Pattapu, S. Das. "High Efficiency Low Power Series Diode Rectifier Design", IEEE 3rd International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP), pp. 1-2, Feb 2018.
- [21] X. Guo, T. Guo, Y. Yu, X. Ma, Q. Zhang, Y. Gong, Y. Chen. "Design of High Efficiency Rectifier operating at 2.4 GHz", IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM), pp. 164-165, April 2017.
- [22] N. J. Shimu, A. Ahmed. "Design and Performance Analysis of Retangular Microstrip Patch Antenna at 2.45GHz,", IEEE 5th International Conference on Informatics, Electronics and Vision (ICIEV), vol. 1, pp. 1062-1066, May 2016.
- [23] H. Sun, Y. Guo, M. He, Z. Zhong. "Design of a high-Efficiency 2.45 GHz Rectenna for a Low-Input-Power Energy Harvesting", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 929-9µ, Aug 2012.
- [24] G. B. Hoang, G. N. Van, L. T. Phuong, T. A. Vu, D. B.Gia. "Research, Design and fabrication of 2.45 GHz Microstrip Patch Antenna Arrays for Close-Range Wireless Power Tansmission Systems," IEEE International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), vol. 1, pp. 259-263, Oct 2016.
- [25] U. Olgun, C. Chen, J. L. Volakis. "Wireless Power Harvesting with Planar Rectennas for 2.45 GHz RFIDs,", IEEE URSI International Symposium on Electromagnetic Theory, vol. 1, pp. 329-331, Aug 2010.

- [26] S. S. Sarma, M. J. Akhtar. "A Dual band Meandered printed Dipole Antenna for RF Energy Harvesting Applications,", IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), vol. 1, pp. 93-94, July 2016.
- [27] Q. Awais, Y. Jin, H. T. Chattha, M. Jamil, H. Qiang, B. A. Khawaja. "A Compact Rectenna System with high conversion Efficiency for Wireless Energy Harvesting,", IEEE Access, vol. 6, pp. 35857-35866, June 2018.
- [28] I. Kharrat, P. Xavier, T. Vuong, J. Duchamp, Ph. Benech, G. E. P. Tourtollet. "Low-Loss Paper Substrate for Printed High Efficiency Antennas at 2.45 GHz", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 14, pp. 1400-1403, Mar 2015.
- [29] G. A. Vera, A. Georgiadis, A. Collado, S. Via. "Design of a 2.45 GHz Rectenna for Electromagnetic (EM) Energy Scavenging", IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), pp. 61-64, March 2010.
- [30] H.Takhedmit, B.Merabet, L.Cirio, B.Allard, F.Costa, C.Vollaire, O.Picon. "A 2.45-GHz Low Cost and Efficient Rectenna", IEEE Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1-5, July 2010.
- [31] H.C. Sun, Y. X Guo, Z. Zhong. "A High-Sensitivity 2.45 GHz Rectenna for Low Input Power Energy Harvesting", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, pp. 1-2, July 2012.
- [32] Q. Chen, P. Zhao, S. Chen, G. Wang, X. Chen, "A Dual-Frequency Circularly Polarized Rectenna for 2.45 and 5.8 GHz Wireless Power Transmission", IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP 2018), pp. 407 409, 2018.
- [33] U. Olgun, C.C. Chen, J. L. Volakis, "Wireless Power Harvesting with Planar Rectennas for 2.45 GHz RFIDs", IEEE URSI International Symposium on Electromagnetic Theory, pp. 329 331, November 2010.
- [34] M. Mansour, X. Le Polozec, H. Kanaya. "Enhanced Broadband RF Differential Rectifier Integrated with Archimedean Spiral Antenna for Wireless Energy Harvesting Applications," Journal Sensors, vol. 19, NO. 655, pp. 1-13, February 2019.
- [35] H. Takhedmit, L. Cirio, F. Costa, O. Picon. "Transparent Rectenna and Rectenna Array for RF Energy Harvesting at 2.45 GHz", IEEE 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), pp. 2970 2972, April 2014.
- [36] T. Q. V. Hoang, E. Séguenot, F. Ferrero, J. L. Dubard, P. Brachat, J. L. Desvilles. "3D Voltage Pattern Measurement of a 2.45 GHz Rectenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, NO. 6, pp. 3354-3356, June 2013.
- [37] K. C. Lu, T. S. Horng, L. T. Hwang. "In-Plane/Out-of-Plane Mixed Probe Techniques to obtain the RF Characteristics of SMA Connectors", IEEE 61st Electronic Components and Technology Conference (ECTC), pp. 2033-2036, June 2011.

- [38] KLC Conectores, "Conector SMA fêmea reto PCI distância centro pino 5,08mm," Disponível em: http://www.klc.ind.br/2013/produto_salvar_desenho.php?id=504 [Acessado em 20 de Novembro de 2018].
- [39] Data Circuit System INC. Disponível em: http://www.vectria.co.il/mt.pdf [Acessado em 20 de Agosto de 2018].
- [40] R. L. R. Silva, "Otimização, Análise e construção de um retificador de baixíssima potência para aplicações em transmissão de energia sem fio e colheita de energia", Dissertação de mestrado, *Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais*, 2017.
- [41] Advanced Design System (ADS) Simulation Elements. Disponível em: https://www.keysight.com/en/pc-1375582/advanced-design-system-ads-simulation-elements?cc=US&lc=eng [Acessado em 4 de Abril de 2020].
- [42] Harmonic Balance Simulation on ADS. Disponível em: https://www.ece.ucsb.edu/~long/ece145a/ADS_Harmonic_Balance.pdf [Acessado em 4 de Abril de 2020].
- [43] Data sheet diode HSMS 2850/2860. Disponível em: http://www.hp.woodshot.com/hprfhelp/4_downld/products/diodes/hsms2850.pdf [Acessado em 10 de Dezembro de 2018].
- [44] R. Mendes, S. Gonçalves, R. Silva, C. G. Rego, G. L. Ramos. "Analysis of High-efficiency Rectenna models at 2.45 GHz using Meandered Printed Dipole Antenna", 19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF), pp.1-2, September 2019.
- [45] Data sheet diode SMS 7630. Disponível em: http://www.farnell.com/datasheets/1697931.pdf? ga=2.189555051.1742191136.1547575797-1978718276.1522158328 [Acessado em 17 de Janeiro de 2019].
- [46] E. L. M. Mehl. Simulação de circuitos eletrônicos em computadores. Disponível em: http://www.eletrica.ufpr.br/mehl/te236/apostilaPSpice.pdf [Acessado em 25 de Janeiro de 2019].
- [47] Data sheet do conector SMA N° 1. Disponível em: <u>http://www.farnell.com/datasheets/2048966.pdf?_ga=2.130710984.659546927.1578997231-1558798792.1568121773</u> [Acessado em 12 de Janeiro de 2020].
- [48] Data sheet do conector SMA N° 2. Disponível em: https://docs.rs-online.com/c503/A700000006575967.pdf [Acessado em 12 de Janeiro de 2020]
- [49] Data sheet LTC 3105. Disponível em: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3105fb.pdf [Acessado em 18 de Dezembro 2019].

- [50] J. H. C. Morais, "Estudo de Antenas Patches de Microfita Miniaturizadas em banda larga para aplicação em dispositivos móveis e portáteis", Dissertação de mestrado, *Universidade Federal do Rio Grande do Norte*, 2011.
- [51] CST Studio Suite. Disponível em: < https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/optimization/> [Acessado em 4 de Abril 2020].
- [52] Balanis, C. A. Teoria de Antenas. Rio de Janeiro: LTC, 2009.
- [53] R.C.O. Moreira, "Antenas planares integradas com FSSs para aplicações em sistemas de comunicação sem fio", Dissertação de mestrado, *Universidade Federal do Rio Grande do Norte*, 2012.
- [54] T. C. Araújo, "Estudo e Projetos de filtros Interdigital em Microfita para Aplicação prática ao *Transponder* do Satélite ITASAT", Dissertação de mestrado, *Universidade Federal do Rio Grande do Norte*, 2012.
- [55] J. A. M. Souza, "Efeito do uso de substrato de alta permissividade dielétrica em diversos tipos de antenas e micro-ondas", Tese de doutorado, *Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro do Rio de Janeiro*, 2014.
- [56] C. A. L. B. Filho, "Análise de desempenho do protocolo TCP em Redes LTE", Dissertação de mestrado, *Universidade do estado do Rio de Janeiro*, 2014.
- [57] Data sheet LTC 3105. Disponível em: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3105fb.pdf [Acessado em 18 de Dezembro 2019].
- [58] Data sheet STEVAL-ISV019V1. Disponível em: https://docs.rs-online.com/3863/0900766b813d8929.pdf [Acessado em 23 de Dezembro 2019].
- [59] S. E. Adami, "Optimisation de la recuperation d'énergie dans les applications de rectenna," *Thèse de l'Université de Lyon, Spécialité Génie Electrique*, 2013.
- [60] R. Ibrahim, D. Voyer, M. E. Zoghbi, J. Huillery, A. Breard, C. Vollaire, Member, B. Allard, Y. Zaatar, "Novel Design for a Rectenna to Collect Pulse Waves at 2.4 GHz", Journal of IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 66, pp.357-365, January 2018.

Apêndice A

A. CARACTERIZAÇÃO DO SUBSTRATO FR4

Todas as placas de circuito impresso utilizadas neste trabalho, possuem duas camadas de cobre e entre essas camadas há material dielétrico FR4. Especificar corretamente a permissividade elétrica (ε_r) e a tangente de perdas (tg δ) do FR4 é fundamental, pois estes parâmetros influenciam bastante no desempenho do circuito. O fabricante do FR4 fornece a permissividade elétrica para a frequência de 1 MHz, de forma que não sabe-se como esse substrato comporta em altas frequências. Para determinar a permissividade elétrica e a tangente de perdas do substrato utilizou-se uma metodologia apresentada por [40].

Essa metodologia baseia-se na construção de um ressonador em formato de 'T', onde a parte horizontal deste 'T' é a linha de alimentação e a parte vertical é um *stub*. Um algoritmo foi desenvolvido por [40]. Este algoritmo calcula as dimensões do ressonador, no qual são definidos a espessura do cobre, a permissividade elétrica do vácuo, a permeabilidade magnética, a frequência que deseja-se caracterizar o substrato, entre outros. Os parâmetros de entrada deste algoritmo são: a espessura do substrato, a espessura e impedância do *stub*, a ordem de ressonância e o comprimento que a onda deve ter com relação alinha de alimentação. A partir destes parâmetros é possível calcular as dimensões da linha de alimentação, as dimensões do *stub*, a permissividade estática do dielétrico, a permissividade efetiva do dielétrico e a permissividade relativa do dielétrico.

Considerando a espessura do substrato igual a 1,499 mm, espessura do cobre igual a 0,037 mm. Os resultados fornecidos pelo algoritmo foram: largura do *stub* igual a 1,7 mm, comprimento do *stub* igual a 51,80106 mm, largura da linha de alimentação igual a 2,793667 mm e o comprimento da linha de alimentação igual a 67,731992 mm. O ressonador construído é mostrado na Figura A.1.

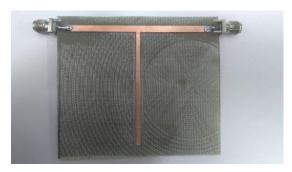


Figura A.1 - Ressonador T.

As permissividades calculadas são mostradas na Tabela A.1.

| Tahela | Δ 1 | _ Perm | iccis | ridade | do | dielétrico |
|---------|-----|-----------|--------|--------|----|------------|
| 1 aucia | Δ.Ι | - I CIIII | TOOT A | ruauc | uo | ulciculco |

| Permissividades | | | | | |
|---------------------------------------|----------|--|--|--|--|
| Permissividade estática do dielétrico | 3,132897 | | | | |
| Permissividade efetiva do dielétrica | 3,166586 | | | | |
| Permissividade relativa do dielétrico | 4,331204 | | | | |

O ressonador foi inserido no analisador de rede E5071C da Agilent, conforme mostra a Figura A.2, e o parâmetro S12 foi medido. Para calcular a tangente de perdas do substrato foi necessário inserir a largura de banda 3 dB do parâmetro S12 no algoritmo desenvolvido por [40].



Figure A.2 – Medição do parâmetro S12 do ressonador.

A obtenção da largura de banda 3 dB do parâmetro S12 é exemplificada na Figura A.3. A tangente de perdas calculada pelo algoritmo foi de 0,020320.

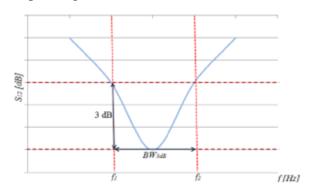


Figure A.3 – Largura de banda 3 dB.

Através das dimensões do ressonador, da permissividade elétrica e da tangente de perdas fornecidos pelo algoritmo, o ressonador foi simulado no *software* ADS. A Figura A.4 mostra o parâmetro S₁₂ medido e simulado do ressonador.

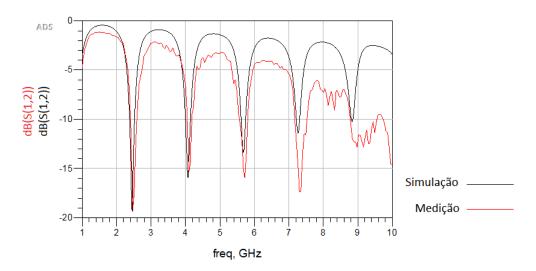


Figure A.4 – Parâmetro S12 medido e simulado do ressonador.

Através da Figura A.4 pode-se observar que a simulação e a medição estão muito próximas até a frequência de 7 GHz e sabe-se que o FR4 não é adequado para frequências muito elevadas.