
**Projeto e análise de rectenas de baixa potência
com simplificação e redução de circuitos
casadores para reutilização de energia RF**

Polyanna Mara Pereira



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Belo Horizonte
2019

TESE DE DOUTORADO Nº 311

**PROJETO E ANÁLISE DE RECTENAS DE BAIXA POTÊNCIA COM
SIMPLIFICAÇÃO E REDUÇÃO DE CIRCUITOS CASADORES PARA
REUTILIZAÇÃO DE ENERGIA RF**

Polyanna Mara Pereira

DATA DA DEFESA: 30/10/2019

Polyanna Mara Pereira

**Projeto e análise de rectenas de baixa potência
com simplificação e redução de circuitos
casadores para reutilização de energia RF**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Computação e Telecomunicações.

Orientador: Ricardo Luiz da Silva Adriano

Coorientador: Úrsula do Carmo Resende

Belo Horizonte

2019

P436p	<p>Pereira, Polyanna Mara. Projeto e análise de rectenas de baixa potência com simplificação e redução de circuitos casadores para reutilização de energia RF [recurso eletrônico] / Polyanna Mara Pereira. - 2019. 1 recurso online (115 f. : il., color.) : pdf.</p> <p>Orientador: Ricardo Luiz da Silva Adriano. Coorientadora: Úrsula do Carmo Resende</p> <p>Tese (doutorado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.</p> <p>Bibliografia: f.109-115.</p> <p>Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.</p> <p>1. Engenharia Elétrica - Teses. 2. Otimização combinatória - Teses. 3. Antenas (Eletrônica) – Teses. 4. Retificadores (Eletrônica) – Teses. I. Adriano, Ricardo Luiz da Silva. II. Resende, Úrsula do Carmo. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDU: 621.3(043)</p>
-------	---

“Projeto e análise de rectenas de baixa potência com simplificação e redução de circuitos casadores para reutilização de energia RF”

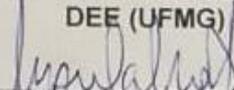
Polyanna Mara Pereira

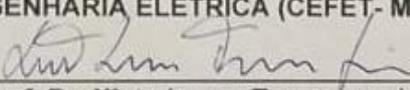
Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

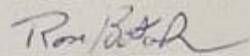
Aprovada em 30 de outubro de 2019.

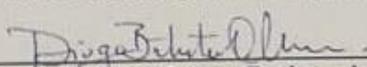
Por:

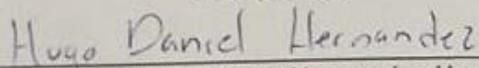

Prof. Dr. Ricardo Luiz da Silva Adriano
DEE (UFMG) - Orientador

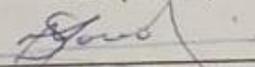

Profa. Dra. Ursula do Carmo Resende
DEPTO DE ENGENHARIA ELETRICA (CEFET- MG) - Coorientadora


Prof. Dr. Xisto Lucas Travassos Junior
Centro de Engenharias da Mobilidade (UFSC)


Profa. Dra. Rose Mary de Souza Batalha
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PUC - MG)


Prof. Dr. Diogo Batista de Oliveira
DEE (UFMG)


Prof. Dr. Hugo Daniel Hernandez Herrera
DEE (UFMG)


Profa. Dra. Marcela Silva Novo
Dpto de Eng. Elétrica (UFBA)

Agradecimentos

Inicialmente agradeço a Deus, por ter colocado pessoas tão especiais em meu caminho e sem as quais certamente eu não teria conquistado esse ideal:

Ao meu orientador Ricardo pela confiança, por acreditar em meu projeto, pela atenção e boa vontade. Pelos ensinamentos na área acadêmica e para a vida. Muito obrigado pela paciência.

À minha coorientadora Úrsula, por ter apostado e caminhado junto conosco. Obrigado pelas dicas e pelo apoio, sempre.

A agência de fomento FAPEMIG pela concessão da bolsa de estudos e à UFMG pela oportunidade.

Os meus sinceros agradecimentos aos amigos dos laboratórios LEA, GAPTEM, LO-PAC e GOPAC pelo companheirismo, troca de experiências e por tornarem mais divertido o ambiente de pesquisa.

A todas amigas e amigos colombianos por compartilharem momentos tão especiais.

Aos técnicos do laboratório de eletromagnetismo aplicado do Cefet MG, Márcio e Henrique.

Aos professores do PPGEE por compartilharem seu conhecimento.

Enfim, eu agradeço calorosamente à minha família: Pai, Mãe, Tati, Nega e Ronan, a quem dedico esta tese. Obrigado por sempre respeitarem minhas escolhas e por acreditarem em mim. É graças a vocês que concretizo este sonho.

*"Throughout space there is energy...then it is a mere question of time when men will
succeed in attaching their machinery to the very wheelwork of nature."*

Nikola Tesla.

Resumo

O reaproveitamento da energia eletromagnética disponível no ambiente, para alimentar dispositivos de pequenas cargas, tem impulsionado diversas pesquisas. Dentro desse contexto, essa tese apresenta um estudo teórico e experimental de uma rectena, que é uma antena acoplada a um circuito retificador, usada na captação e conversão da energia disponível no ambiente na faixa de micro-ondas, em energia elétrica de corrente contínua. A utilização de rectenas para reaproveitamento de energia eletromagnética é uma aplicação recente, que deve levar em consideração as características do sinal recebido, tais como alta frequência e baixos níveis de potência. Essas características adicionadas a não linearidade do circuito retificador implicam em limitações no casamento de impedância entre a antena e o circuito retificador, conduzindo a necessidade de um projeto específico para cada aplicação. Geralmente a análise computacional completa do sistema rectena é complexa, uma vez que é importante considerar as duas partes: a antena e circuito retificador. Embora a análise do problema eletromagnético acoplado ao circuito não linear seja possível, a simulação comumente possui um custo computacional elevado dependendo do método numérico empregado. Logo, uma ferramenta de análise para rectena constituída de um modelo SPICE de extração de circuitos para a antena que permite a incorporação do circuito não linear é apresentada como alternativa para as soluções de onda completa baseadas em métodos numéricos. A metodologia proposta possibilita analisar o problema tridimensional da antena e o circuito retificador separadamente. Alternativamente, duas metodologias de projeto baseadas na otimização da impedância da antena são propostas a fim de aumentar a eficiência do sistema rectena. Primeiramente, uma técnica de projeto baseada na otimização da impedância da antena é proposta a fim de reduzir a complexidade do circuito de casamento de impedância. Assim, o circuito retificador é projetado com um *stub* simples a fim de manter a impedância do retificador próxima de 50Ω . A impedância da antena é otimizada para casar com o retificador medido. Então, o sistema rectena projetado com a antena de impedância corrigida é comparado com um sistema constituído de uma antena de 50Ω , para diferentes distâncias. Por fim, os resultados são validados com base em experimentos e dados disponíveis na literatura. Objetivando a

eliminação completa do circuito casador, uma segunda abordagem foi desenvolvida onde uma topologia de antena foi otimizada para permitir o casamento direto com o circuito retificador. A análise do circuito retificador dobrador de tensão empregado aponta uma impedância relativamente baixa conduzindo à escolha de uma nova topologia de antena. A sintonização da antena é apresentada e seus resultados são comparados com a técnica inicial e trabalhos contemporâneos apresentados na literatura.

Palavras-chave: Antena, Circuito Retificador, Otimização, Rectenna.

Abstract

The reuse of energy available in the environment to feed low power devices has led to many different research. Within this context, this paper presents a theoretical and experimental study of a rectenna, which is an antenna coupled to a rectifier circuit. It is used in the capture and conversion of energy, available in the environment, in the range of microwave frequencies into electrical DC power. The use of rectennas to reuse electromagnetic energy is a recent application, which should take into account the characteristics of the received signal, such as high frequency and low power levels. These characteristics added to the non-linearity of the rectifier circuit imply limitations in the impedance matching between the antenna and the rectifier circuit, leading to the need for a specific design for each application.

Generally the complete computational analysis of the rectenna system is complex as it is important to consider both parts: the antenna and rectifier circuit. Although the analysis of the electromagnetic problem coupled to the nonlinear circuit is possible, the simulation commonly has a high computational cost depending on the numerical method employed. Therefore, a retinal analysis tool consisting of a SPICE antenna circuit extraction model that allows the incorporation of the nonlinear circuit is presented as an alternative to full wave solutions based on numerical methods. The proposed methodology makes it possible to analyze the three-dimensional problem of the antenna and the rectifier circuit separately.

Alternatively, two design methodologies based on antenna impedance optimization are proposed in order to increase the efficiency of the rectenna system.

Firstly, a design technique based on antenna impedance optimization is proposed in order to reduce the complexity of the impedance matching circuit. Thus, the rectifier circuit is designed with a simple stub to keep the rectifier impedance close to 50Ω . The antenna impedance is optimized to match the measured rectifier. Then, the rectenna system designed with the impedance corrected antenna is compared to a system consisting of a 50Ω antenna for different distances. Finally, the results are validated based on experiments and data available in the literature.

In order to completely eliminate the matching circuit, a second approach was developed where an antenna topology was optimized to allow direct matching with the rectifier circuit. The analysis of the voltage doubling rectifier circuit employed points to a relatively low impedance leading to the choice of a new antenna topology. The antenna tuning is presented and its results are compared with the initial technique and contemporary works presented in the literature.

Keywords: Antenna, Optimization, Rectifier Circuit, rectenna..

Lista de ilustrações

Figura 1 – Faixa de potência de dispositivos para reaproveitamento de energia, adaptado pelo autor de (JAYAKUMAR et al., 2016)	25
Figura 2 – Cenários de transferência de energia sem fio para carregamento de um sensor remoto (I) recarga em campo distante (II) recarga por proximidade (III) captação de energia ambiente (Adaptado pelo autor de (MARIAN et al., 2011))	26
Figura 3 – Consumo de energia dispositivos sem fio, adaptado pelo autor de (BOISSEAU; DESPESE; SEDDIK, 2012)	27
Figura 4 – Representação esquemática do helicóptero incorporando a rectena e ponte de diodos apresentado por W. C. Brown. Adaptado pelo autor de (BROWN et al., 1969)	32
Figura 5 – Antena proposta em (KANAYA et al., 2013)	35
Figura 6 – Matriz rectena e esquema de medição apresentado em (HUANG et al., 2013)	36
Figura 7 – Comparativo modelo rectena geralmente proposto na literatura versus modelo atualmente pesquisado	36
Figura 8 – Rectena proposta por (SUN et al., 2012)	37
Figura 9 – Configuração da rectena proposta por (SONG et al., 2017)	38
Figura 10 – Topologia do diodo SMD (a) Circuito elétrico equivalente (b) modelo comercial.	39
Figura 11 – Impedância calculada analiticamente do diodo HSMS2850 variando com a frequência e potência de entrada.	41
Figura 12 – Valores calculados do diodo HSMS2850 para diferentes valores de carga (a) tensão de saída (b) eficiência	42
Figura 13 – Topologias	44
Figura 14 – Topologias	47
Figura 15 – Topologias	47
Figura 16 – Tipos	48

Figura 18 – Modelo circuital da antena receptora. a) modelo da fonte de tensão. b) modelo da antena.	54
Figura 19 – Modelos de impedância, (a) rede RLC série. (b) rede paralela RL e RLC	55
Figura 20 – Antena equivalente no modo de transmissão.	56
Figura 21 – Versão modificada do circuito usado em (GAO; DU, 2014). (A) modelo de fonte de tensão obtido usando Z_{sc} . (B) modelo de extração de circuitos da antena corrigido.	57
Figura 24 – Modelos das antenas e circuitos retificadores usados nas análises da rectenna.	60
Figura 25 – S_{11} da antena PSA, original e obtido a partir do modelo de circuito SPICE usando 4 e 8 polos.	61
Figura 26 – Impedância de entrada Z_{in} da antena PSA.	62
Figura 27 – Z_s com e sem a resistência <i>offset</i> para a antena PSA.	62
Figura 28 – Tensão de saída da rectenna composta pela antena PSA acoplada ao circuito retificador de carga de 10k Ω	63
Figura 29 – Tensão de saída da rectenna composta pela antena patch retangular acoplada ao circuito retificador de carga de 2.4k Ω	64
Figura 30 – Modelo de análise rectena (I) modelo completo (II) modelo desacoplado com casador simples (III) modelo desacoplado sem casador	68
Figura 31 – Fluxograma da técnica de projeto de modelo desacoplado com casador simples	69
Figura 32 – Esquemático utilizado para projeto do circuito retificador dobrador de tensão com <i>stub</i> simples. Componentes eletrônicos utilizados: um di- odo HSMS2860, dois capacitores de 100 μ F, e uma carga de 1k Ω . Si- mulação software ADS [®]	70
Figura 33 – Topologia do circuito retificador com casador <i>stub</i> simples.	71
Figura 34 – Impedância do circuito retificador (a) variação na potência de -30 a 0dBm com $f = 2,45$ GHz fixo (b) variação na frequência em -20dBm.	72
Figura 35 – Impedância complexa do circuito retificador com efeito do conector SMA. Simulação Software ADS [®]	72
Figura 36 – Geometria da antena modelada no CST [®] e parâmetros de otimização.	73
Figura 38 – Ganho 3D e 2D simulado da antena no software CST [®]	74
Figura 39 – Fluxograma da técnica de projeto de modelo desacoplado sem circuito casador.	75
Figura 40 – Esquemático utilizado para projeto do circuito retificador dobrador de tensão. Componentes eletrônicos utilizados: um diodo HSMS2850, dois capacitores de 100 μ F, e uma carga de 2,7k Ω . Simulação software ADS [®]	76
Figura 41 – Impedância do circuito retificador dobrador variando com a frequência e potência de entrada. Simulação software ADS [®]	77

Figura 42 – Geometria antena Bowtie e parâmetros de otimização.	79
Figura 43 – Impedância antena otimizada 1 ponto	80
Figura 44 – Impedância antena otimizada para 3 pontos	81
Figura 45 – Setup de medição utilizado nos experimentos.	83
Figura 46 – Comparativo medição rectena com roteador atuando como fonte de sinal e sem fonte de sinal ligada.	84
Figura 47 – Protótipo rectena construído: (a) circuito retificador com casador sim- ples, (b) antena impressa retangular.	86
Figura 48 – Tensão de saída CC do circuito retificador em diferentes níveis de po- tência de entrada.	86
Figura 49 – Dados medidos e simulados na frequência de 2,45GHz para impedância das antenas A e B	87
Figura 50 – Setup de medição utilizando como transmissora antena de 50Ω ligada ao roteador.	88
Figura 51 – Comparativo tensão de saída rectena constituída pelas antenas A e B. .	89
Figura 52 – Comparativo eficiência rectena constituída pelas antenas A e B.	89
Figura 53 – Comparativo impedância medida versus simulada antena O1.	91
Figura 54 – Comparativo impedância medida versus simulada antena O3.	92
Figura 55 – Comparativo da impedância do circuito retificador: Simulado, Simu- lado com SMA e Medido.	93
Figura 56 – Tensão de saída CC do circuito retificador medida com frequência fixa de 2,45GHz e variação da potência de entrada. Osciloscópio DSOX6004A Keysight®	93
Figura 57 – Protótipos rectena construídos em que as antenas otimizadas estão aco- pladas diretamente ao circuito retificador. A esquerda antena O1, a direita antena O3.	94
Figura 58 – Setup de medição utilizando roteador como fonte de sinal.	95
Figura 59 – Densidade de potência versus potência recebida pelas rectenas compos- tas pelas antenas: (a) antena 50Ω, (b) antena impedância corrigida. Teste roteador com antena 50Ω diretiva.	96
Figura 60 – Densidade de potência versus potência recebida das rectenas constituí- das das antenas: (a) antena O1, (b) antena O3. Teste roteador com antena 50Ω diretiva.	97
Figura 61 – Comparativo eficiência diferentes rectenas. Teste roteador com antena 50Ω diretiva.	97
Figura 62 – Setup utilizado para medição de reaproveitamento de energia das rec- tenas O1 e O3.	98

Figura 63 – Densidade de potência versus potência recebida rectenas compostas pelas antenas: (a) O1, (b) O3. Teste utilizando gerador de sinais com potência e frequência fixas de: 26dBm e 2,45GHz, e antena diretiva Hiperlog 7040, Aaronia®.	99
Figura 64 – Comparativo tensão de saída das rectenas compostas pelas antenas O1 e O3. Teste utilizando gerador de sinais com potência e frequência fixas de: 26dBm e 2,45GHz, e antena diretiva Hiperlog 7040, Aaronia®.	100
Figura 65 – Comparativo tensão de saída da rectena composta pela antena O3 para as frequências casadas. Teste utilizando gerador de sinais com potência fixa de 26dBm e antena diretiva Hiperlog 7040, Aaronia® a uma distância de 25cm.	100
Figura 66 – Comparativo tensão de saída rectena constituída da antena O3 para diferentes frequências. Teste utilizando gerador de sinais com potência fixa de 26dBm e antena diretiva Hiperlog 7040, Aaronia®.	101
Figura 67 – Comparativo da eficiência das rectenas compostas pelas antenas O1 e O3 para diferentes distâncias. Teste utilizando gerador de sinais com potência e frequência fixas de: 26dBm e 2,45GHz, e antena diretiva Hiperlog 7040, Aaronia®.	102
Figura 68 – Setup utilizado para medição das rectenas O1 e O3 utilizando roteador como fonte de sinal para reaproveitamento de energia.	102
Figura 69 – Densidade de Potência versus Potência recebida rectenas compostas pelas antenas: (a) O1, (b) O3. Teste utilizando roteador.	103
Figura 70 – Comparativo tensão de saída das rectenas constituídas pelas antenas O1 e O3. Teste utilizando roteador.	104
Figura 71 – Comparativo tensão de saída das rectenas constituídas pelas antenas O1 e O3. Testes rectenas a 45° do roteador.	104
Figura 72 – Comparativo tensão de saída das rectenas constituídas pelas antenas O1 e O3. Testes rectenas a 45° do roteador com repetidor.	105

Lista de tabelas

Tabela 1 – Fontes e Níveis de Colheita de Energia	24
Tabela 2 – Parâmetros construtivos do diodo para calcular a impedância de forma analítica	41
Tabela 3 – Tensão de saída em função da resistência <i>offset</i>	65
Tabela 4 – Limites das variáveis de decisão de otimização para a antena Bowtie.	79
Tabela 5 – Dimensão das linhas de casamento do circuito retificador.	85
Tabela 6 – Componentes eletrônicos utilizados na simulação e construção do circuito retificador.	85
Tabela 7 – Dimensões das antenas otimizadas.	85
Tabela 8 – Descrição dos equipamentos utilizados nas medições.	88
Tabela 9 – Dimensões de projeto das antenas otimizadas.	90
Tabela 10 – Descrição dos equipamentos utilizados nas medições.	95
Tabela 11 – Descrição dos equipamentos utilizados nas medições.	98
Tabela 12 – Descrição dos equipamentos utilizados nas medições.	103

Lista de símbolos

E_{in}	Campo Elétrico Incidente (V/m)
$V(0)$	Tensão nos terminais da antena
V_s	Fonte de Tensão V_s
V_{open}	Fonte de tensão de circuito aberto
Z_d	Impedância diodo
Z_{inc}	Impedância de entrada após a extração dos parâmetros do circuito
Z_{sc}	Representa a impedância de campo distante
Z_s	Impedância de Campo Distante Ω
E_1	Campo Elétrico de Radiação da Antena (V/m)
ADS	Advanced Design System - software ADS [®]
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCVS	<i>Current Controlled Voltage Source</i>
CI	Circuito Integrado
CST	<i>Computer Simulation Technology</i> - software CST [®]
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i> - Diferenças Finitas no Domínio do Tempo
FEM	<i>Finite Element Method</i> - Método dos Elementos Finitos
FFT	<i>Fast Fourier transform</i> – Transformada Rápida de Fourier
GA	<i>Genetic Algorithm</i> - Algoritmo Genético

HB *Harmonic Balance*

HP *Hewlett Packard Associates*

IoT *Internet of Things* - Internet das Coisas

ISM *Industrial Scientific and Medical*

LSSP *Large Signal S-Parameter*

MNA *Modified Nodal Analysis*

NREL *National Renewable Energy Laboratory*

PSA *Planar Spiral Antenna*

RE Reaproveitamento de Energia

RF Radiofrequência

RF-CC Radiofrequência em corrente contínua

RK4 Runge-Kutta de quarta ordem

SBIs *Smart Building Initiative* - Iniciativa de construção inteligente

SMD *Surface Mount Device*

TP-EEC *Time Periodic Explicit Error Correction*

VF *Vector Fitting*

WLAN *Wireless Local Area Network* - Rede local sem fio

Sumário

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	Motivação do Trabalho	23
1.2	Objetivos	27
1.3	Organização e Contribuições	27
2	ESTADO DA ARTE	31
2.1	Rectenas	31
2.2	Circuito Retificador	38
2.2.1	Impedância do diodo Schottky	39
2.2.2	Tensão de saída e eficiência do diodo Schottky	42
2.2.3	Circuito Retificador Dobrador de Tensão	43
2.3	Antenas de microfita	46
2.4	Considerações Finais	49
3	FERRAMENTAS DE ANÁLISE	51
3.1	Modelo de onda completa e análise de circuito	51
3.2	Circuito equivalente para antenas	54
3.2.1	Representação SPICE para a antena	54
3.2.2	Caracterização da impedância Z_{inc}	55
3.2.3	Caracterização da impedância Z_s	56
3.2.4	Modelo de circuito equivalente modificado	57
3.3	Validação do modelo completo utilizando Rectena	58
3.3.1	Modelo de extração do circuito equivalente	60
3.3.2	Análise de acoplamento não linear	62
3.3.3	Influência da resistência de deslocamento ou <i>offset</i>	64
3.4	Considerações Finais	65
4	TÉCNICAS DE PROJETO	67

4.1	Modelo Rectena Desacoplado: Correção Impedância com circuito casador simples	68
4.1.1	Projeto do Circuito Retificador	69
4.1.2	Otimização da antena considerando o ponto de operação	71
4.2	Modelo Rectena Desacoplado: sem Circuito Casador	74
4.2.1	Análise do circuito retificador dobrador de tensão	76
4.2.2	Modelo e Otimização da antena	77
4.3	Considerações Finais	80
5	RESULTADOS	83
5.1	Setup de Medição	83
5.2	Modelo Rectena Desacoplado: correção de impedância com circuito casador simples	84
5.2.1	Análise da Rectena	87
5.3	Modelo Rectena Desacoplado: sem circuito casador	90
5.3.1	Validação da Antena	90
5.3.2	Validação do Circuito Retificador	92
5.3.3	Análise dos protótipos rectena	94
5.3.4	Validação utilizando Gerador de Sinais	98
5.3.5	Validação utilizando Roteador	101
5.4	Considerações Finais	105
6	CONCLUSÃO E PROPOSTA DE CONTINUIDADE	107
6.1	Conclusão	107
6.2	Trabalhos Futuros	109
	REFERÊNCIAS	111

Introdução

A crescente demanda e popularidade por aplicações de dispositivos eletrônicos portáteis baseadas em sensores tais como, implantes biomédicos, monitoramento estrutural, industrial e residencial SBIs (*Smart Building Initiative*), tem impulsionado o desenvolvimento de novas estratégias de comunicação sustentável e de baixo custo. O emprego de dispositivos autônomos para carregamento inteligente destes sensores garante autonomia e vida útil, fatores divergentes da tecnologia de pilhas e baterias disponível atualmente. Uma possibilidade de carregamento consiste na colheita ou Reaproveitamento de Energia (RE).

Dentro deste contexto, as antenas retificadoras, ou rectenas, desempenham um papel fundamental na captação da energia eletromagnética disponível no ambiente e conversão da energia RF-CC, tornando-se uma solução alternativa para o suprimento de cargas de pequeno porte. Neste capítulo, é apresentada a motivação para a análise e o desenvolvimento de antenas retificadoras para reutilização de energia RF, destacando os principais objetivos e contribuições desta tese.

1.1 Motivação do Trabalho

Existem diferentes métodos para a realização do reaproveitamento de energia, e estes métodos estão ligados à diferentes fontes renováveis, tais como, solar, vibrações mecânicas, diferenças térmicas, ondas eletromagnéticas (radiofrequência - RF (*Radio Frequency*)), dentre outros. A energia reaproveitada pode, então ser utilizada na alimentação de dispositivos eletrônicos de baixo consumo, implicando em uma redução significativa nos custos associados à manutenção ou substituição de baterias.

As fontes de energia apresentam diferentes níveis de eficiência e densidade de potência disponível. A Tabela 1 apresenta um resumo dos dados de algumas destas fontes. Como exemplo a energia solar, que apesar da sua baixa eficiência, uma alta densidade de potência está disponível. Mas existem ressalvas, além das limitações do dia e da noite, algumas células são volumosas e têm baixa eficiência quando se trata de conversão de

Tabela 1 – Fontes e Níveis de Colheita de Energia

Fonte	Característica	Eficiência	Potência Coletada
Luz	Indoor	10~24%	100 μ W/cm ²
	Outdoor		100mW/cm ²
Térmica	Humana	~0,1%	60 μ W/cm ²
	Industrial	~3%	~1-10mW/cm ²
Vibração	Humana	~25-50%	~4 μ W/cm ³
	Mecânica		~800 μ W/cm ³
RF	GSM	~50%	0,1 μ W/cm ²
	Wifi		0,001 μ W/cm ²

energia, especialmente para pequenos dispositivos. Para contornar essas limitações, a fabricante de células fotovoltaicas, Alta Devices[®], desenvolveu uma célula solar flexível de junção única com uma taxa de conversão de 28,9% do NREL (*National Renewable Energy Laboratory*). Pesquisadores de Waseda, Osaka e Shizuoka (WASEDA,) projetaram um pequeno gerador termoelétrico capaz de produzir 12 μ W por centímetro quadrado, utilizando uma pequena diferença térmica de apenas 5°C, com objetivo de carregar pequenos dispositivos autônomos para aplicações de IoT (*Internet of Things*) e sistemas embarcados usando o ambiente ou o calor do corpo. Em Pequim cientistas do Centro Nacional de Nanociência e Tecnologia projetaram um dispositivo capaz de coletar energia solar e eólica em uma única plataforma. Um nanogerador híbrido destinado a fornecer energia renovável a cidades inteligentes, que também pode ser utilizado em dispositivos de IoT. Dentro deste contexto de dispositivos híbridos, a fabricante de semicondutores Cypress Semiconductor[®] apresentou o CYICC811, um dispositivo capaz de colher vibração e energia solar.

O conceito de energia sustentável é tão notório que fomentou a origem de novas empresas como a E-Peas[®], que se dedica à pesquisa e desenvolvimento de equipamentos portáteis e autônomos. Tratando-se da colheita de energia de RF com uma potência de entrada baixa (-18,5dBm até 10dBm), um CI de gerenciamento de energia de RF com eficiência de 94% (E-PEAS SEMICONDUCTOR,) denominado AEM40904 foi criado pela E-Peas[®].

Diversas aplicações e inúmeros dispositivos para os diferentes tipos de fontes podem ser encontrados na literatura, mas o escopo deste trabalho se limita a fontes de energia provenientes de radiofrequência.

Atentando ao cenário atual em que a energia RF é transmitida a partir de inúmeros recursos eletromagnéticos, a reutilização desta energia disponível no ambiente é significativa para o suprimento de dispositivos elétricos de baixa potência, tais como fones de ouvido, sensores médicos portáteis, sensores de monitoramento, dentre outras aplicações. A viabilidade de fornecimento de energia constante a esses dispositivos torna-se uma característica atraente. Ou seja, é necessária uma solução que agregue a energia ambiente

ao redor do dispositivo sem fio na faixa de potência mostrada na Figura 1. Como pode ser observado, as potências consideradas estão entre $0,1\mu\text{W}$ e 1W (para sensores IoT cerca de $100\mu\text{W}/\text{cm}^2$).

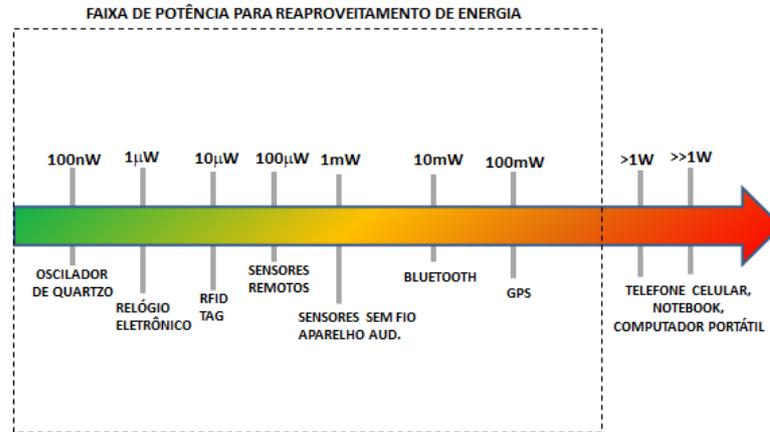


Figura 1 – Faixa de potência de dispositivos para reaproveitamento de energia. (Adaptado pelo autor de (JAYAKUMAR et al., 2016))

Cada tipo de carga apresenta três possíveis cenários de carregamento, conforme ilustrado na Figura 2 (MARIAN et al., 2011). A primeira situação consiste no envio intencional de energia RF a partir de uma antena transmissora de alto ganho a uma distância relativamente longa. Para uma potência emitida de 1W a 5 metros de distância, aproximadamente 10mW podem ser coletados pela antena receptora e fornecidos ao sensor, como mostra a Figura 2(I). Nesse caso, devido à perda de caminho o nível de potência RF coletado é menor. O segundo cenário consiste no fornecimento de energia sem fio por proximidade. Conforme apresentado na Figura 2(II), um transmissor contendo a mesma dimensão do sensor, é posicionado em frente ao sensor. Estima-se que aproximadamente 80mW de energia é potencialmente coletado pelo receptor. Ou seja, 80% da energia transmitida é reaproveitada, um nível maior que o cenário anterior. O terceiro cenário representa o reaproveitamento da energia disponível no ambiente. Conforme Figura 2(III) a energia disponível proveniente das fontes de RF presentes no ambiente é coletada, mas o nível típico de potência de RF é muito baixo. Geralmente as bandas de frequência presentes estão situadas em torno de $900/1800\text{MHz}$, $2,4\text{GHz}$ e $2,4835\text{GHz}$, que correspondem aos padrões GSM e WLAN. Estudos apresentados por (VISSER; RENIERS; THEEUWES, 2008) demonstram a partir de campanhas de medição que níveis de potência de $0,1\text{--}1\text{mW}/\text{m}^2$ são encontrados a distâncias de $25\text{--}100\text{m}$ de uma estação base GSM em áreas urbanas. Os mesmos níveis de energia foram encontrados a vários metros de um ponto de acesso WLAN.

Futuramente, o reaproveitamento de energia pode se tornar uma fonte de suprimento viável para sensores sem fio. Em um projeto de carregamento de sensores utilizando o conceito de RE, é necessário ter uma visão geral do sistema, conhecendo o comportamento

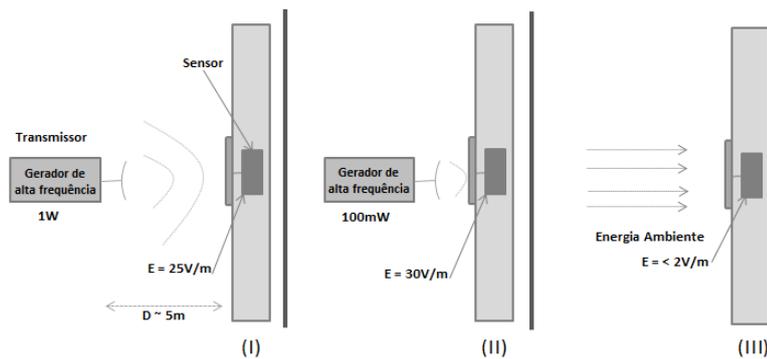


Figura 2 – Cenários de transferência de energia sem fio para carregamento de um sensor remoto (I) recarga em campo distante (II) recarga por proximidade (III) captação de energia ambiente (Adaptado pelo autor de (MARIAN et al., 2011))

de cada sensor. Um exemplo de consumo de energia típico de um sensor sem fio é dado na Figura 3. Valores específicos podem ser destacados, como, consumo de energia em modo espera $1\text{-}5\mu\text{W}$, modo ativo, $500\mu\text{W}\text{-}1\text{mW}$, modo transmissão, 50mW (BOISSEAU; DESPESSÉ; SEDDIK, 2012). Os dispositivos desenvolvidos atualmente não podem fornecer carregamento contínuo, ou seja, a energia coletada, $10\text{-}100\mu\text{W}$, é menor que a energia consumida pelo sensor, $500\mu\text{W}$ a 1mW . Graças a um consumo de energia ultra-baixo em modo espera, *Stand-by*, o sensor pode ser alimentado por RE adotando um modo de operação intermitente. A energia é armazenada em um elemento acumulador (capacitor, bateria, circuito de armazenamento) e usada para realizar um ciclo de trabalho, o sistema volta ao modo espera, aguardando por um novo ciclo de trabalho. O principal desafio é adaptar a frequência do ciclo de trabalho à potência continuamente captada. Ou seja, o dispositivo de coleta de energia, deve coletar pelo menos $5\mu\text{W}$ para compensar o consumo de energia do modo espera e um pouco mais para acumular energia ($50\text{-}500\mu\text{J}$).

Nesse contexto a antena retificadora torna-se uma potencial tecnologia para o reaproveitamento de pequenas quantidades de energia, visto que ela possibilita a captação e conversão de ondas eletromagnéticas de alta frequência, disponíveis no ambiente, em energia de corrente contínua. Geralmente a rectena é composta de uma antena acoplada a uma topologia específica de circuito retificador. Circuitos de casamento de impedância também são incluídos a fim de se obter máxima transferência de potência. Contudo, as características não lineares do circuito retificador dificultam o casamento de impedância (entre a antena e o circuito retificador), sendo necessário um estudo específico para cada aplicação. Apesar de existirem alguns estudos realizados nesta área, eles ainda não são conclusivos, sendo necessário o desenvolvimento de pesquisas complementares. Logo, este trabalho tem como principal foco o desenvolvimento de metodologias de projeto e otimização de rectenas para reutilização de energia RF.

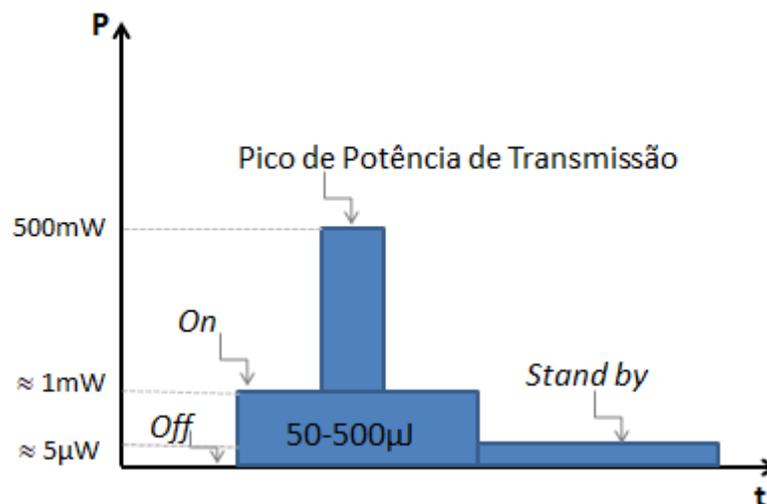


Figura 3 – Consumo de energia dispositivos sem fio, adaptado pelo autor de (BOISSEAU; DESPESE; SEDDIK, 2012)

1.2 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é o desenvolvimento de uma metodologia de análise completa e técnicas de projeto de uma rectena para reaproveitamento de energia RF. Dentre os objetivos específicos, destacam-se:

- Desenvolvimento de um modelo computacional de extração de parâmetros de circuitos para completa modelagem eletromagnética e circuital de uma rectena. Levando-se em conta o acoplamento entre o modelo eletromagnético da antena e o circuito não linear (retificador);
- Desenvolvimento de uma metodologia de correção de impedância de entrada para antenas com valores próximos de 50Ω , que considera a não linearidade e faixa de potência desejada;
- Desenvolvimento de uma metodologia de sintonização da antena para impedância de entrada equivalente à impedância do retificador maximizando a eficiência do sistema;
- Validação dos modelos computacionalmente desenvolvidos por meio de medições.

1.3 Organização e Contribuições

No Capítulo 1, é feita uma abordagem introdutória sobre as diferentes formas alternativas de reaproveitamento de energia. Os níveis de eficiência e densidade de potência coletada são apresentados, uma vez que, esta energia pode então ser utilizada na alimentação de dispositivos de baixo consumo. O emprego da coleta de energia de RF é brevemente discutido, justificando o projeto de uma antena retificadora, para alimentar

sensores de monitoramento residencial, sensor de temperatura por exemplo, utilizando o espectro livre, ou seja, espectro de frequência ISM (*Industrial Scientific and Medical*) de 2,4GHz .

Uma breve revisão bibliográfica dos atuais sistemas rectenas apresentados na literatura é realizada no Capítulo 2. As diferentes estratégias de projeto em relação à escolha da frequência de operação e potência de entrada são apresentadas. Além disso, o emprego de circuitos de casamento de impedância, circuitos de armazenamento de carga (conversor boost) e algumas principais aplicações são demonstrados. Também são discutidas as características do circuito retificador e do diodo Schottky.

Os Capítulos 3 a 5 apresentam as ferramentas de análise e metodologias de projeto utilizadas neste trabalho. No Capítulo 3 é exposta a ferramenta de análise baseada no modelo de extração de parâmetros de circuitos para análise das antenas e simulação das rectenas. Um modelo de correção de instabilidade para esta metodologia também é apresentado. As principais contribuições do Capítulo 3 são:

- a) Desenvolvimento de um modelo de extração de parâmetros de circuitos baseado em (ESSAKHI; AKOUN; PICHON, 2007; GAO; DU, 2014) que corrige problemas de instabilidade do modelo original. Este resultado, intitulado *A passive SPICE model for rectennas* (PEREIRA et al., 2018), foi publicado no periódico *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*;
- b) A metodologia proposta é computacionalmente mais eficiente comparada a simuladores de análise de onda completa;
- c) Validação do método para diferentes topologias de antenas e circuitos retificadores.

O Capítulo 4 apresenta a metodologia de projeto em dois estágios. Inicialmente a fim de reduzir a complexidade do circuito casador, o circuito retificador é projetado com um *stub* simples para manter a impedância do retificador próxima de 50Ω . A antena é otimizada para minimizar o descasamento com o circuito retificador projetado e medido. Na segunda abordagem a eliminação completa do circuito de casamento de impedância é realizada, e então após minuciosa análise do circuito retificador, a antena é otimizada. A sintonização da antena, é realizada a partir de ferramentas de otimização, para uma frequência, e para 3 pontos na banda de frequência de interesse. As contribuições do Capítulo 4 são:

- a) Desenvolvimento de uma metodologia de correção de impedância de entrada para antenas com valores próximos de 50Ω que leva em consideração a não linearidade e a faixa de potência desejada. O artigo *Antenna Impedance Correction for Low Power Energy Harvesting Devices* (PEREIRA et al., 2017) foi apresentado em seção oral no *IMOC 2017 - International Microwave and Optoelectronics Conference*.

- b) Sintonização de antenas minimizando o descasamento com o circuito retificador, garantindo maior eficiência comparada aos projetos anteriores.

No Capítulo 5 os resultados experimentais são explorados. As principais contribuições do Capítulo 5 são:

- a) as rectenas compostas pelas antenas otimizadas diretamente para a impedância do circuito retificador apresentam maior eficiência de conversão de energia RF-CC.
- b) os testes realizados demonstram a viabilidade de utilização das rectenas propostas para reaproveitamento de energia.
- c) além disso, possuem um design compacto (menos elementos agrupados), quando comparadas a trabalhos contemporâneos.

A conclusão do trabalho, assim como algumas sugestões de trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo 6.

Estado da Arte

Diversos trabalhos, na área de reaproveitamento de energia aplicando rectenas têm sido desenvolvidos. Os principais desafios encontram-se na maximização da eficiência de conversão de energia devido a quantidade de potência coletada em baixa potência de entrada. A melhoria destas características está associada ao projeto e otimização da antena empregada, que deve ser de alto ganho, à topologia do circuito retificador e ao dispositivo de retificação.

Neste contexto, este capítulo tem como foco explorar e discutir os atuais desafios da tecnologia rectena para reaproveitamento de energia. Na sequência, é feita uma rápida explanação das diversas topologias de circuitos retificadores apresentadas na literatura, concluindo com a justificativa para a escolha do circuito de projeto.

2.1 Rectenas

A busca por diferentes alternativas de captação e reutilização de energia sem fio, na faixa de micro-ondas, teve início na década de 1960, dado o interesse pós Segunda Guerra Mundial para fins de comunicação e vigilância. Motivados por esse desafio, W. C. Brown juntamente com o vice-presidente de engenharia da Companhia Raytheon[®], Ivan Getting, realizaram um estudo para construção de um veículo automotor denominado *Helicopter* inteiramente suportado por meio de transferência e retificação de energia eletromagnética (BROWN et al., 1969). O mesmo era constituído por uma rectena cuja antena foi ajustada para recepção de um feixe de energia na faixa de micro-ondas que era emitido por uma fonte fixa na terra. A rectena era responsável pelo acionamento do rotor da hélice do *Helicopter*. Pontes retificadoras de onda completa foram ligadas individualmente em série a cada dipolo de meio comprimento de onda, intitulados assim como elementos individuais. A partir de então, cada novo elemento foi ligado em paralelo aos demais elementos formando assim uma matriz multi-elementos construída em material flexível (permeável à energia eletromagnética). Segundo W. C. Brown, o emprego desse tipo de material foi interessante pois ele poderia ser enrolado, dobrado ou fechado dentro de uma

cápsula que poderia ser lançada e liberada em um ponto pré-determinado no espaço. A partir de um amplificador de banda larga denominado *Amplitron* (BROWN, 1960), um feixe de micro-ondas foi gerado e essa energia transmitida por um guia de onda até a antena transmissora, conforme apresentado na Figura 4. A fim de concentrar uma grande quantidade de energia em altas altitudes adotou-se um refletor de tamanho diferenciado, podendo ser amparado em uma grande área na superfície da Terra ou demais meios de apoio convenientes. Para a máxima eficiência, a impedância de carga da antena refletora foi adequadamente casada com o guia de ondas. A rectena era constituída de 4,480 diodos do tipo IN82G, e obteve uma potência máxima de saída 270W, mais do que suficiente para alimentar o rotor do helicóptero.

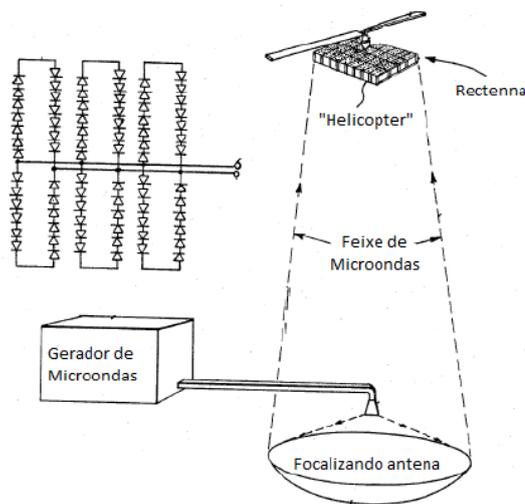


Figura 4 – Representação esquemática do helicóptero incorporando a rectena e ponte de diodos apresentado por W. C. Brown. Adaptado pelo autor de (BROWN et al., 1969)

O conjunto de rectenas tornou-se um marco devido à utilização de um grande número de diodos retificadores. Uma demonstração do *Helicopter* alimentado por energia sem fio para a mídia em outubro de 1964 resultou numa exposição considerável tanto na imprensa quanto na TV. A partir deste feito, representantes da HP[®] (*Hewlett Packard Associates*) encaminharam para os pesquisadores amostra de diodos Schottky recém-desenvolvidos. Esses novos diodos poderiam apresentar uma melhoria substancial em relação à eficiência dos diodos anteriormente utilizados. Ensaio realizados com os diodos Schottky, Tipo 2900, indicaram que os mesmos eram muito mais eficientes e possuíam uma maior capacidade de manipulação de potência.

No período de 1965 a 1970 o desenvolvimento de rectenas foi interrompido devido à falta de apoio direto do governo e da indústria. No entanto, no período de 1967-1968 pesquisadores como Brown e outros, continuaram efetuando experimentos com recursos próprios, estimulados pelo interesse de incorporar os melhores diodos Schottky para obtenção de maiores eficiências. Sob essas circunstâncias em 1968 W. C. Brown usou fundos

monetários pessoais para comprar diodos e outros materiais com intuito de construir uma rectena cujo objetivo era aumentar a potência transmitida por raio. Operando em 2,45 GHz esta rectena incorporava dipolos de meio comprimento de onda conectados a pontes retificadoras de onda completa, constituídas por diodos Schottky, HP 2900. Esse sistema possuía uma estrutura de $0,3\text{m}^2$ e pesava apenas 20g, mas produzia 20W de potência de saída CC e possuía uma eficiência total de 26% (BROWN, 1975).

Por volta dos anos 80 o formato mecânico da rectena foi aprimorado, migrando de um sistema tridimensional onde os elementos da rectena eram constituídos por um sistema físico contendo antenas, diodos, resistores e fios, para um de dois planos, ou seja, de circuito impresso. É válido ressaltar que na configuração da rectena bidimensional houve a inserção de um filtro passa baixa com a finalidade de rejeitar harmônicos provenientes da radiação. W. C. Brown propôs este novo formato de rectena constituído do uso de uma película fina dielétrica e circuitos de cobre gravados, colados à película. A nova configuração apresentou uma eficiência de 85% a 2,45GHz (BROWN; TRINER, 1982). A partir deste avanço as rectenas tornaram-se mais compactas, maleáveis e acessíveis.

Com intuito de diminuir os tamanhos físicos das antenas empregadas, sem sacrificar a eficiência dos componentes de desenvolvimento de uma rectena, a frequência de 5,8GHz começou a ser investigada. Em 1992, a primeira rectena operando na frequência de 5,8GHz alcançou uma eficiência de 70% e um rendimento de conversão de 80%. Estas eficiências foram medidas em um simulador de guia de onda com um nível de potência de entrada de cerca de 700mW por elemento. Esta rectena consiste de um dipolo impresso que alimenta um diodo Schottky (BHARJ et al., 1992). No entanto, pouca informação está disponível sobre o projeto e testes desta antena retificadora.

A partir dos anos 2000, as pesquisas a respeito de reaproveitamento de energia utilizando sistemas rectena foram impulsionadas, tendo em vista a disseminação de equipamentos móveis operando na faixa de radiofrequência. Uma máxima eficiência medida de 60% foi apresentada em (LE; MAYARAM; FIEZ, 2008), onde um circuito de conversão RF-CC com alimentação passiva, operando a 906MHz, foi projetado. O circuito retificador foi construído em uma tecnologia CMOS de 0,25 μm usando transistores como diodos de retificação. O retificador de 36 estágios, operando a uma potência recebida de apenas 22,6dBm, retifica tensões de entrada tão baixas quanto 50mV com um ganho de tensão de 6,4V. Otimizado para campo distante, o circuito opera a uma distância de 44m de uma fonte de radiação de 4W. A gama de alta tensão alcançada, em baixa corrente de carga, torna o sistema apresentado ideal para uso em redes de sensores passivamente alimentados.

Um sistema rectena para coleta de energia na frequência de 5,8GHz foi apresentado por (CHIAM et al., 2009). Uma antena circularmente polarizada, e um conjunto de 2x2 elementos foram construídos e acoplados a um diodo Schottky e um detector de potência RF LTC5535, para a retificação da energia e comparação de desempenho. A

tensão de saída medida para o diodo Schottky foi de 72,5mV, e para o circuito integrado retificador LTC5535 de 428,3mV, ambos a uma distância de 15cm da antena de referência de transmissão, utilizando o conjunto de antenas 2x2 como receptor. Como foi observado, o retificador constituído do LTC5535 obteve melhor performance quando comparado com o diodo Schottky.

Uma rectena de dupla polarização operando a 2,45GHz com eficiência de 15,7% e 42,1%, para os níveis de potência de entrada de -20dBm e -10dBm, foi apresentada em (VERA et al., 2010). A antena quadrada possui uma fenda em forma de cruz gravada em sua superfície a fim de diminuir o tamanho do patch. Ranhuras de acoplamento são inseridas na antena para induzir a polarização ortogonal. Assim, o sinal recebido na saída de cada ranhura é retificado por um circuito duplicador de tensão e combinado, permitindo assim, uma rectena de polarização arbitrária. Posteriormente, em (GEORGIADIS; ANDIA; COLLADO, 2010) os autores apresentaram um projeto de otimização dos elementos rectena utilizando a teoria da reciprocidade para cálculo do circuito equivalente de Thevenin da antena receptora, e análise HB (*Harmonic Balance*) para otimizar os parâmetros do circuito de retificação. O método é demonstrado para a mesma rectena projetada em (VERA et al., 2010), constituída da antena quadrada com fendas e ranhuras para diminuição do patch e ajuste da polarização. Os circuitos retificadores duplicadores de tensão convertem a potência de RF recebida em cada ranhura permitindo a recepção em polarização arbitrária. O circuito é otimizado para baixas densidades de potência de entrada e uma eficiência máxima simulada de 38,2% foi obtida para $1,5\mu\text{W}/\text{cm}^2$ de entrada de densidade de potência a 2,43GHz.

Aproveitando a energia disponível em torres de celulares, uma tensão de 2,78V foi medida a 10m de distância, e 0,87V a 50m, conforme apresentado em (ARRAWATIA; BAGHINI; KUMAR, 2011). A rectena era composta por uma antena impressa quadrada, de ganho de 9,1dB e largura de banda de 866MHz a 998MHz, acoplada a um circuito retificador duplicador de tensão de 6 estágios.

Em (ALAM; ULLAH; MOURY, 2013) Saad Bin Alam, Mohammad Sakib Ullah e Sanjida Moury do Departamento de Engenharia Elétrica e Ciência da Computação da Universidade de Dhaka, Bangladesh, apresentaram um circuito apropriado para reciclar a energia RF disponível no ambiente na frequência de 2,45GHz. O circuito apresentado era constituído de uma antena receptora e um circuito retificador. Para o circuito retificador a topologia de um circuito dobrador de tensão Grainacher foi utilizada devido aos baixos níveis de tensão recebidos pela antena, além disto, um circuito para efetuar o casamento de impedância foi utilizado com intuito de obter a máxima transferência de potência entre a antena e o circuito retificador. O estudo demonstrou o aumento gradual da potência de saída simultaneamente ao aumento da potência recebida, assim para a potência recebida variando de -15dBm a 0dBm a potência de saída DC varia de 9,2 a $359,5\mu\text{W}$.

Uma rectenna composta por uma antena de substrato flexível, ver Figura 5, um cir-

cuito de casamento de impedância, um circuito ressonante e um circuito de reforço, para converter e aumentar a potência recebida em tensão de CC foi apresentado em (KANAYA et al., 2013). A antena possui uma camada de metal flutuante na parte inferior e ao otimizar o comprimento da camada de metal, uma radiação direcional unilateral é atingida. O circuito de casamento de impedância também é projetado utilizando um *gap* e uma linha de transmissão coplanar. A fim de aumentar a amplitude do sinal de RF, um circuito ressonante foi construído em frente ao circuito de reforço. Além disso, este circuito de colheita foi montado na parte de trás da antena de substrato flexível. Uma eficiência de conversão simulada de 58,7% foi obtida. Segundo os autores, devido ao efeito dos componentes parasitas no circuito, a eficiência medida foi de 44%.



Figura 5 – Antena proposta em (KANAYA et al., 2013)

Pesquisadores da Escola de Eletrônica e Engenharia da Informação, da Universidade de Sichuan na China, apresentaram uma matriz de 50x50 centímetros contendo um conjunto de 72 elementos rectenas, constituídos de um dipolo impresso e um circuito retificador operando a uma frequência de 2,45GHz (HUANG et al., 2013). O dipolo foi disposto em uma placa dielétrica de 1mm com permissividade de 4,4 e comprimento igual a $\lambda/4$. *Stubs* e *baluns* foram anexados à parte superior da placa do dipolo a fim de efetuar o casamento de impedância da antena. O circuito retificador foi construído em uma placa dielétrica com permissividade de 2,65, um diodo Schottky HSMS-282x, um capacitor e um filtro passa-baixa. A Figura 6 exibe a matriz rectena composta pelos 72 elementos, onde em sua parte frontal encontram-se os dipolos e em sua parte posterior os circuitos retificadores. Em cada elemento rectena, a antena e o circuito retificador estão ligados a um conector SMA através da placa dielétrica. Esses elementos foram expostos em linhas de $\lambda/2$ sob um arranjo triangular. Conforme os autores este arranjo triangular assegura a mínima sobreposição da abertura entre as antenas e uma cobertura de recepção uniforme de toda a matriz. A compactação da matriz rectena é alcançada devido à conexão tridimensional de seus elementos, o que implica que a superfície refletora seja menor do que a área da antena. O arranjo triangular torna possível anexar mais elementos de forma independente num espaço limitado. Quanto maior o número de elementos da matriz rectena maior será sua eficiência. A matriz rectena completa foi testada para curtas e longas distâncias. A maior eficiência de conversão atingida foi de 67,6% a uma distância de 4 metros com uma carga de 6Ω e uma potência de saída de 7,1W.

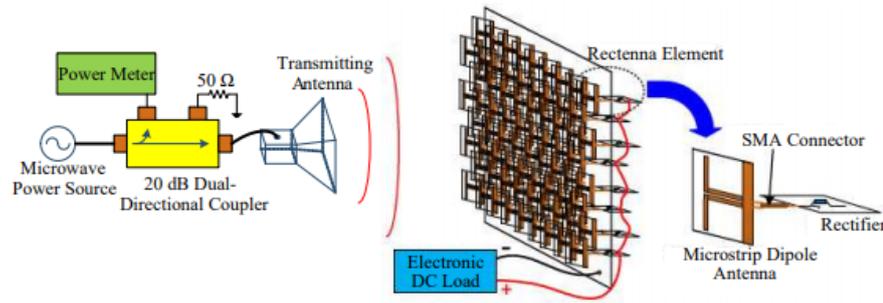


Figura 6 – Matriz rectena e esquema de medição apresentado em (HUANG et al., 2013)

A Figura 7 apresenta um esquemático dos sistemas rectenas tradicionalmente propostos e os atualmente estudados. Geralmente as rectenas são compostas pela antena, circuitos de casamento de impedância, filtros e o circuito retificador. Porém, a inclusão destes componentes aumenta a complexidade do design geral da rectena, conduzindo a maiores perdas e diminuindo a eficiência geral do sistema. É desejável que os filtros e circuitos de casamento de impedância sejam eliminados ou simplificados, resultando em uma estrutura de rectena simples e de baixo custo, porém com boa eficiência de conversão de energia RF-CC.

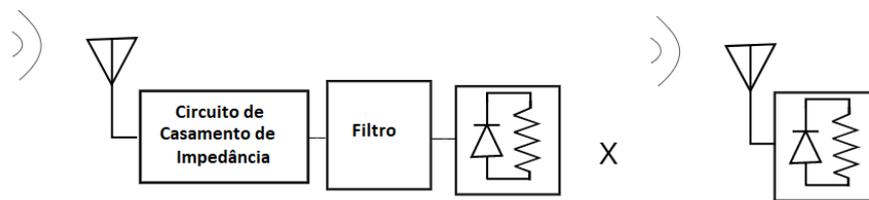


Figura 7 – Comparativo modelo rectena geralmente proposto na literatura versus modelo atualmente pesquisado

Seguindo este conceito, uma rectena para captação de energia de baixa potência RF foi apresentada em (SUN et al., 2012). A eficiência da rectena é melhorada a partir de dois aspectos. Primeiro, uma antena compacta de alto ganho é projetada, 8,6dBi, uma vez que a área de abertura de uma antena é proporcional ao seu ganho, a utilização de uma antena de alto ganho é capaz de receber mais energia de retificação, em grande medida quando a energia incidente é baixa. Em segundo lugar, como mostrado na Figura 8, a antena é co-projetada com o retificador, e seu desempenho correspondente é otimizado em pontos de baixa energia de entrada. O comprimento do *stub* é ajustado para a impedância do diodo. Linhas de transmissão coplanares são utilizadas para efetuar o casamento de impedância e eliminar os harmônicos de segunda e terceira ordem. Assim, eficiências de 80,3% e 50% com densidade de potência de 1,95 e 0,22W por cm, respectivamente, foram alcançadas. O sistema mostrou-se suficientemente capaz de reciclar baixa potência RF.

Em geral, as rectenas apresentadas na literatura são projetadas para um ponto de operação bem definido, ou seja, para uma frequência central específica. Nesta frequência

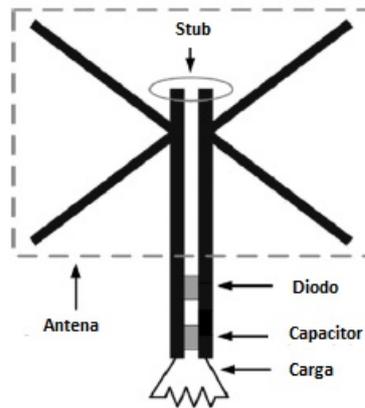


Figura 8 – Configuração da rectena proposta em (SUN et al., 2012)

apresentam boa eficiência de conversão para níveis característicos de potência de entrada, frequência central e impedância. Visando superar as limitações citadas, em (MARIAN et al., 2012) é apresentada uma rectena reconfigurável capaz de adaptar-se ao nível de potência incidente, garantindo uma melhor eficiência de conversão de energia a partir de diferentes níveis de potência de entrada. Os autores descrevem o comportamento e especificidade de três diferentes topologias de circuitos retificadores acoplados à rectena, sendo estes circuitos otimizados para níveis de potência incidente baixo, abaixo de 1mW ou 0dBm, médio, entre 1 a 100mW ou 0 a 20dBm, e alto, superior a 100mW ou 20dBm. Os novos circuitos retificadores adaptativos utilizam modelos circuitais baseados em elementos passivos que reconfiguram-se dependendo do nível de potência RF incidente. Assim, estas topologias são combinadas a fim de criar o sistema de aproveitamento de energia de RF disponível no ambiente (MARIAN et al., 2012).

Uma topologia, mais compacta, de rectena foi apresentada em (ZHANG et al., 2013). Utilizando um dipolo dobrado de banda larga como antena, pode-se ajustar a impedância do sistema eliminando assim os componentes de circuitos de casamento de impedância e ligando diretamente a antena ao diodo de retificação. Um par de linhas, de transmissão coplanares (ou tiras condutoras), foram introduzidas ao dipolo para rejeitar os harmônicos de segunda ordem. Assim, a área e o custo do sistema rectena foram reduzidos. A largura de banda medida é de cerca de 200MHz para manter a eficiência superior a 70%.

Um sistema rectena onde a impedância da antena corresponde ao complexo conjugado da impedância do circuito retificador é apresentado em (SONG et al., 2017). A rectena proposta possui boa largura de banda e alta eficiência, atingindo excelente desempenho em diferentes condições operacionais. O desempenho medido mostrou que as frequências de operação da rectena são de 0,9 a 1,1GHz e de 1,8 a 2,5GHz (que são as bandas móveis, WLAN e ISM típicas), enquanto a eficiência máxima de conversão é de até 75%. A faixa de potência de entrada ideal pode ser ajustada de 0dBm a 23dBm selecionando os diodos apropriados, no trabalho apresentado são utilizados diodos Schottky SMS7630 (fabricados

pela Skyworks[®]) e HSMS2860 (fabricados pela Avago[®]). A configuração da rectena é apresentada na Figura 9, a antena de alta impedância, uma antena dipolo descentralizada, é ligada diretamente ao circuito retificador. O circuito retificador é composto de um capacitor, utilizado para armazenar energia e suavizar as formas de onda de saída CC, conectado após o diodo. Além disso, um indutor de 47nH é conectado em série entre o diodo e o capacitor para bloquear os componentes CA gerados a partir do diodo. Para ter uma melhor configuração na placa, a antena e o retificador propostos são alimentados por linhas de transmissão coplanares. A topologia do retificador configurado com as tiras condutoras estendidas a partir da antena dipolo descentralizado segue os ajustes indicados em (GUO; ZHANG; ZHU, 2014).

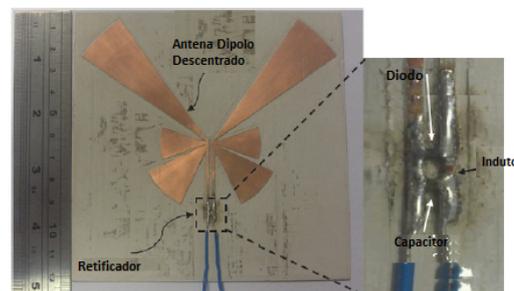


Figura 9 – Rectena proposta em (SONG et al., 2017)

A partir dos estudos apresentados, pode-se concluir que as maiores limitações do sistema rectena para reaproveitamento de energia são: operar em baixas densidades de potência e em diferentes frequências. Diversos trabalhos apresentados na literatura aplicam diferentes técnicas de casamento de impedância (ALAM; ULLAH; MOURY, 2013; VERA et al., 2010; JABBAR; SONG; JEONG, 2010), diferentes topologias de circuitos retificadores, como dobradores de tensão, multiplicadores, dentre outros (MARIAN et al., 2012; LE; MAYARAM; FIEZ, 2008; ARRAWATIA; BAGHINI; KUMAR, 2011; VERA et al., 2010; CHIAM et al., 2009), circuitos de armazenamento de carga (LE; MAYARAM; FIEZ, 2008), linhas de transmissão para rejeição dos harmônicos e projeto do circuito retificador junto a antena (SONG et al., 2017; ROBERG et al., 2012; ZHANG; ZHU, 2014; ZHANG et al., 2013; SUN et al., 2012), além de técnicas para aumento de ganho e polarização das antenas (SUN et al., 2012; ZHANG et al., 2013; VERA et al., 2010; GEORGIADIS; ANDIA; COLLADO, 2010).

2.2 Circuito Retificador

O circuito retificador é um elemento determinante na construção de uma rectena. Entender o seu comportamento é fundamental para se projetar um sistema eficiente, ou seja, com máxima conversão de energia, em baixa potência de entrada. Nesta Seção 2.2, é demonstrado que há uma variação na impedância e resposta do circuito retificador,

conforme alteração dos níveis de potência de entrada, frequência e valor de carga. Além disso, um método de análise de circuitos para cálculo da impedância de entrada de um diodo Schottky é apresentado, com intuito de demonstrar a influência dos parâmetros do diodo na tensão de saída.

2.2.1 Impedância do diodo Schottky

A escolha do tipo de diodo depende das particularidades de cada projeto e efetuar uma análise do diodo conduz ao conhecimento do comportamento deste dispositivo facilitando o projeto da retena. O diodo Schottky constitui um dos principais elementos de um circuito retificador, quando comparado a outros tipos de diodo, uma vez que possui baixa tensão de ruptura. Geralmente esses diodos são utilizados de forma imparcial, uma vez que não há energia disponível além da potência de RF fornecida pela antena. Por ser um dispositivo não linear, a impedância de entrada do diodo varia em função da frequência e potência de entrada e da carga a ser alimentada. Compreender o comportamento da impedância de entrada do diodo é importante, uma vez que, seus parâmetros influenciam na tensão de saída do sistema retena. Um método de análise de circuitos para calcular a impedância de entrada de um diodo Schottky foi introduzido em (FLERI; COHEN, 1973) e verificado em (OLGUN; CHEN; VOLAKIS, 2012; KEYROUZ; VISSER; TIJHUIS, 2012).

O circuito elétrico equivalente de um diodo Schottky SMD é ilustrado na Figura 10. Como pode ser observado, os nós 1 e 3 da Figura 10(a) correspondem aos pinos 1 e 3 do diodo SMD, Figura 10(b). A fonte de tensão V_g representa o gerador RF, sendo R_g sua resistência interna. Os elementos C_j , C_p e L_p constituem a capacitância de junção, e capacitância e indutância parasitas, e d refere-se ao diodo ideal. Geralmente estes valores são informados na folha de dados do diodo, ou *datasheet*.

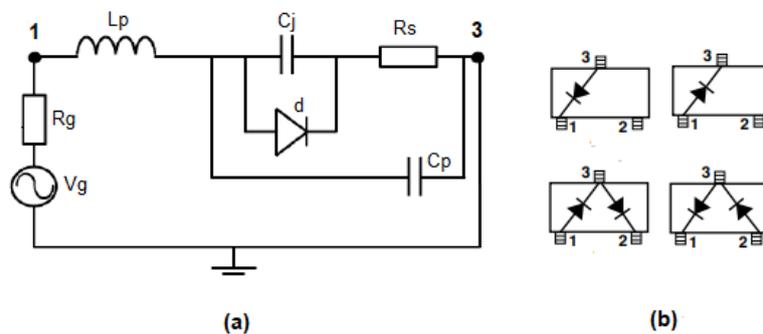


Figura 10 – Topologia do diodo SMD (a) Circuito elétrico equivalente (b) modelo comercial.

Assumindo-se uma fonte de tensão com uma única frequência, f_0 , de entrada, $V_g = |V_g| \cos(\omega t)$, e aplicando-se a Lei de Kirchoff, o comportamento do circuito pode ser des-

critério pelas seguintes equações:

$$V_g = I_g R_g + L_p \frac{\partial I_g}{\partial t} + V_{C_P}, \quad (1)$$

$$V_{C_P} = V_d + V_{R_S}, \quad (2)$$

$$V_{R_S} = R_S (I_{C_j} + I_d), \quad (3)$$

$$I_{C_j} = C_j \frac{\partial V_d}{\partial t}, \quad (4)$$

$$I_d = I_S e^{((\alpha - V_d) - 1)}, \quad (5)$$

$$\frac{\partial V_d}{\partial t} = \frac{1}{R_S C_j} \left\{ \psi \frac{\partial I_g}{\partial t} - R_S I_S (e^{(\alpha - V_d)} - 1) \right\}, \quad (6)$$

$$\psi \frac{\partial I_g}{\partial t} = V_g - R_g I_g - V_d - L_p \frac{\partial I_g}{\partial t}, \quad (7)$$

$$\alpha = \frac{q n K}{T}, \quad (8)$$

onde q é a carga de elétrons, n corresponde ao fator de idealidade do diodo, K é a constante de Boltzmann, igual a $1,38064852 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-2} \text{ K}^{-1}$, T é a temperatura em kelvin. Com a ajuda do método Runge-Kutta de quarta ordem (RK4), a Equação 6 pode ser resolvida como em (KEYROUZ; VISSER; TIJHUIS, 2012) e a tensão V_d através do diodo é calculada. Após a avaliação de V_d e I_d , e aplicando uma transformada rápida de Fourier (FFT), a impedância de entrada do diodo é encontrada usando a lei de Ohm:

$$Z_d = \frac{V_d}{I_d}. \quad (9)$$

A partir das equações apresentadas e aplicando-se os valores dos parâmetros construtivos do diodo, representados na Tabela 2, a impedância do diodo HSMS2850 é encontrada. A Figura 11 apresenta os valores de impedância conforme as variações de frequência, linha azul, e potência de entrada, linha laranja. Como pode ser observado, os valores de impedância variam significativamente conforme variação da frequência e potência de entrada. Para a frequência variando de 0,1GHz a 2GHz e potência fixa de -20dBm, os valores de impedância correspondem a $2091 - j3542\Omega$ e $18 - j223,20\Omega$ respectivamente. Com os níveis de potência variando de -45 a 0 dBm, para frequência de 2,45GHz, tem-se $Z_{P_{in}} = 4,8 - j108,5\Omega$ a $71 - j86,5\Omega$.

Conforme observado, os níveis de frequência e potência de entrada influenciam na escolha adequada do diodo para o projeto do circuito retificador. Diodos com baixa

Tabela 2 – Parâmetros construtivos do diodo para calcular a impedância de forma analítica

Parâmetros	HSMS2850
L_p	2nH
C_p	0,08pF
C_j	0,18pF
R_s	25 Ω
I_s	3e-6A
T	25°
q	0,69
n	1,06

tensão de ruptura normalmente são selecionados para aplicações de baixa potência de entrada, pois grande parte da energia é consumida para superar a tensão limite quando a potência de entrada é baixa. Por outro lado, diodos com alta tensão de ruptura são desejáveis para aplicações de alta potência de entrada, uma vez que a tensão de ruptura limita a capacidade de manipulação de energia do diodo. Portanto, para projetar um retificador com ampla faixa de potência de entrada de operação, devem ser selecionados diodos com baixa tensão limite e alta tensão de ruptura. No entanto, a tensão limite está diretamente relacionada à tensão de ruptura através das propriedades intrínsecas do material e da estrutura do diodo.

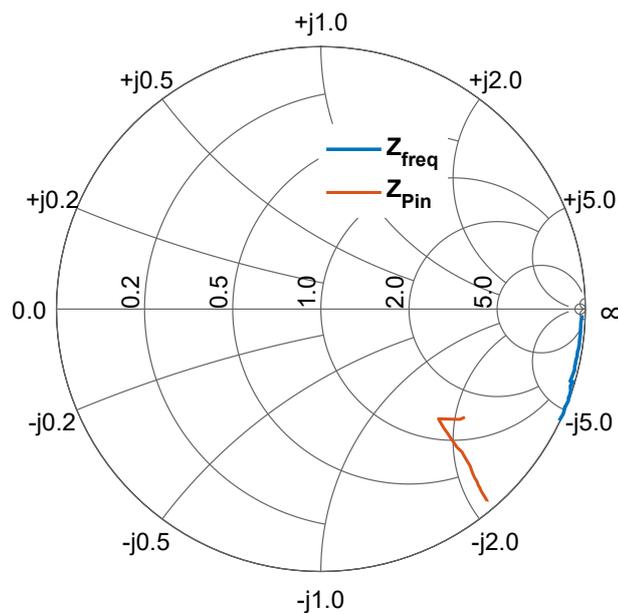


Figura 11 – Impedância calculada analiticamente do diodo HSMS2850 variando com a frequência e potência de entrada.

2.2.2 Tensão de saída e eficiência do diodo Schottky

O método de cálculo de médias Ritz-Galerkin (HARRISON; POLOZEC, 1994) é amplamente utilizado para prever a tensão de saída CC dos diodos a partir de diferentes valores de carga. Uma equação implícita é obtida para a tensão de saída em função da potência de entrada disponível, da resistência do gerador R_g , da corrente de saturação I_s , da resistência de contato R_s e da resistência de carga R_L ,

$$I_0 \left(\alpha \sqrt{8R_g P_{in}} \right) = \left(1 + \frac{V_{out}}{R_L I_s} \right) \exp \left(1 + \frac{R_g + R_s}{R_L} \right) \alpha V_{out} \quad (10)$$

onde $I_0 \left(\alpha \sqrt{8R_g P_{in}} \right)$ corresponde à função Bessel modificada de ordem zero do primeiro tipo, e $\alpha = \frac{q}{nKT}$ é obtido a partir das características construtivas do diodo, em que q é a carga elétrica, K é a constante de Boltzmann, T é a temperatura em Kelvin e n é o fator de idealidade. Devido ao descasamento do gerador com o retificador P_{in} corresponde à potência que estaria disponível se o diodo tivesse a mesma impedância do gerador. Portanto, P_{in} é a potência máxima disponível.

Assim, resolvendo a Equação 10, é possível obter os valores de tensão de saída para diferentes valores de carga. A eficiência de conversão $PCE(\%)$ é definida como a razão entre a potência de saída retificada e a potência de RF incidente da seguinte maneira

$$PCE(\%) = \frac{P_{Load}}{P_{in}} = \frac{V_{out}^2}{R_L} \frac{1}{P_{in}} \quad (11)$$

A partir da Figura 12 os valores calculados de tensão de saída e eficiência, do diodo HSMS2850, para diferentes valores de carga podem ser observados.

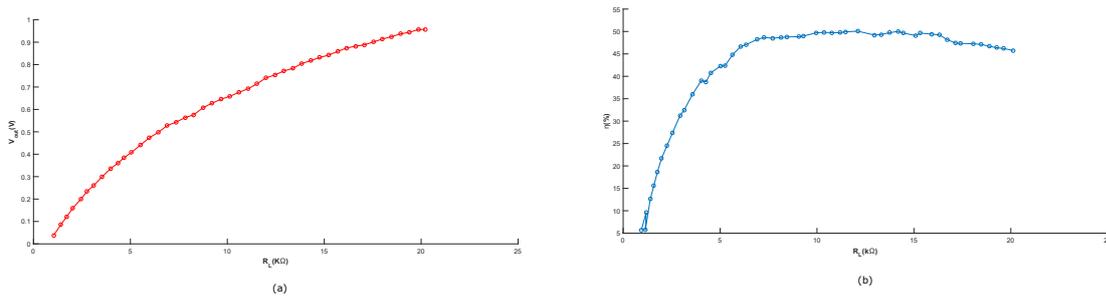


Figura 12 – Valores calculados do diodo HSMS2850 para diferentes valores de carga (a) tensão de saída (b) eficiência

Resultados medidos e simulados apontam que o método de Ritz-Galerkin pode prever com precisão a tensão de saída do retificador para altos valores de carga. Por outro lado, quando o valor da carga diminui, o método de Ritz-Galerkin não se sustenta, exceto para baixos níveis de potência de entrada, abaixo de -15 dBm (KEYROUZ; VISSER; TIJHUIS, 2012). Em (FUJIMORI et al., 2011) é apresentado um estudo sobre as influências dos parâmetros construtivos do diodo na eficiência de conversão do circuito retificador para

alta frequência. Segundo os autores, a partir do método proposto conclui-se que o emprego de diodos com baixa capacitância de junção conduzem a circuitos retificadores mais eficientes.

Normalmente os diodos são caracterizados por uma tensão de ruptura, uma capacitância de junção e uma resistência em série. A capacitância da junção afeta o tempo de comutação do diodo; um diodo rápido deve ter pequena capacitância de junção. A tensão limite é um fator muito importante, especialmente quando se deseja obter baixos níveis de energia (abaixo de 1 mW). Por exemplo, ao aumentar a tensão de ruptura aumenta-se a tensão limite. Quando níveis importantes de energia estão disponíveis, a tensão limite não é um problema. Neste caso, a eficiência de retificação é degradada por perdas resistivas devido à resistência interna dos diodos.

Assim, devido a não linearidade intrínseca do diodo, cada circuito retificador será eficiente em uma limitada faixa de potência de entrada. Quando o nível de energia de entrada sai da faixa de operação, a eficiência diminui acentuadamente. Isso acaba sendo um problema crítico para limitar as aplicações de carregamento sem fio nas quais o nível de energia de entrada pode mudar significativamente, pois é desejável alta eficiência em uma ampla faixa de energia de entrada para reduzir bastante o tempo de carregamento.

2.2.3 Circuito Retificador Dobrador de Tensão

Inúmeras topologias de circuitos retificadores de micro-ondas são encontradas na literatura. A Figura 13 apresenta algumas das topologias comumente utilizadas, circuitos simples contendo apenas um diodo 13(a), circuito multiplicador de tensão, também chamado de dobrador de tensão 13(b), e circuitos clássicos para geração de altas tensões em corrente contínua como o Greinacher e Dickson 13(c)(d). As configurações mais simples e comuns são os diodos simples em série ou em paralelo, uma boa escolha para níveis de potência incidente mais baixos (REN; CHANG, 2006; DOUYÈRE; LUK; ALICALAPA, 2008). Para níveis mais altos de energia, a topologia em ponte é a mais utilizada apresentando alta capacidade de manuseio de energia, porém considerando diodos de alta tensão de ruptura. Já que na retificação de onda completa os semiciclos positivo e negativo devem superar duas tensões de limiar do diodo (MERABET et al., 2009).

Com intuito de obter maior eficiência de conversão dos circuitos retificadores, filtros e circuitos de casamento de impedância são acrescentados no sistema. Em (ZHOU; FROPIER; RAZBAN, 2011), é proposto um método para projeto de um circuito de casamento de impedância com *stubs* e linhas de transmissão para o circuito retificador simples, operando em múltiplas bandas de frequência e potência. O circuito retificador apresentado constituído de um diodo, um capacitor e uma carga em paralelo é testado para diferentes tipos de diodo e valores de carga. É notório que a impedância de entrada do circuito retificador é afetada pelo comportamento dos diodos aos níveis de potência de entrada. Em (HUANG et al., 2013) duas linhas de transmissão para casamento de impedância são

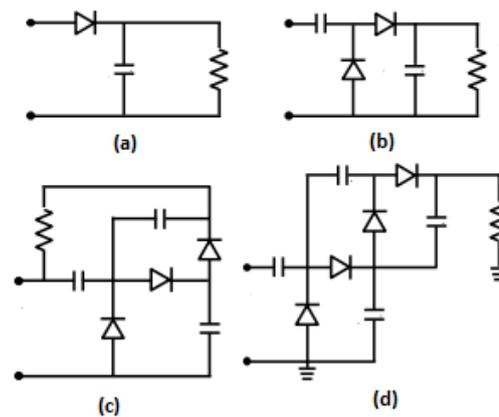


Figura 13 – Topologias circuito retificador (a) retificador de meia onda (b) multiplicador de tensão (c) Greinacher (d) Dickson

apresentadas. O circuito retificador é constituído de um diodo Schottky, um capacitor e uma linha de curto de $\lambda/8$ como filtro passa baixa.

Dados os baixos níveis de potência de entrada, quando comparado com solar, térmica e vibração, um retificador de banda larga é de grande interesse para colher mais energia. Fomentados por estes desafios, recentes estudos propõem diferentes topologias de circuitos retificadores adaptativos (MARIAN et al., 2011), circuitos com minimização da sensibilidade através de redes de compressão de resistência (NIOTAKI et al., 2014), projeto de CIs customizados para conversores boost (PAING et al., 2010), otimização das condições de carga, dentre outros (COLLADO; GEORGIADIS, 2014; VALENTA; MORYS; DURGIN, 2015; ROBERG et al., 2012). O aumento no número de estágios do circuito retificador implica em uma tensão de saída CC mais baixa e, conseqüentemente, a diminuição da eficiência, conforme apresentado em (DEVI et al., 2012).

Em (MARIAN et al., 2012) são apresentadas três diferentes topologias otimizadas para baixos (abaixo de 1 mW ou 0 dBm), médios (entre 1 e 100 mW ou 0 a 20 dBm) e altos níveis de potência incidente (acima de 100 mW ou 20 dBm). Como o nível de tensão de saída de uma rectena muitas vezes é insuficiente para garantir o fornecimento direto de energia para circuitos eletrônicos ou carregamento de uma bateria, em (YUAN; SOLTANI, 2008) circuitos retificadores do tipo multiplicadores de tensão são investigados com intuito de se obter melhores eficiências.

A fim de melhorar a eficiência da rectena, técnicas de terminação harmônica, normalmente utilizadas em amplificadores de potência de RF, são aplicadas no projeto do circuito retificador em (GUO; ZHU, 2013). Uma vez que o ajuste harmônico é útil para melhorar o desempenho da eficiência, as impedâncias harmônicas de ordem superior são definidas de acordo com a operação de classe-F, na qual uma linha de transmissão aberta é aplicada a harmônicos ímpares e uma linha em curto para harmônicos pares. Como exemplo, um retificador Classe-C atingiu uma eficiência de 72,8% operando em 2,45GHz (ROBERG et al., 2012), e um retificador classe-F uma eficiência de 80,4% em 900MHz (GUO; ZHU,

2013). Demais trabalhos sobre a aplicação das técnicas de terminação harmônica, Classe-C, Classe-F, são apresentados na literatura (SONG et al., 2017; ZHANG; ZHU, 2014).

Em (KUHN et al., 2015), um circuito retificador dobrador de tensão modificado apresentou uma eficiência de 85%. A configuração dos diodos dispostos em paralelo permite apenas uma tensão de limiar no diodo na entrada do circuito. Os capacitores são carregados completamente nos dois ciclos, duplicando a tensão de saída. Porém o sistema apresentado inclui filtros para operar em múltiplas bandas de frequência. Um circuito retificador convencional constituído do diodo em série com o capacitor e a carga adicionados a circuitos de casamento de impedância para operação em banda larga apresentou uma eficiência de 55%. Segundo os autores, o sistema pode ser utilizado para alimentar dispositivos e sensores eletrônicos de baixa potência, além de outras aplicações em potencial (SONG et al., 2015).

A partir de uma ampla pesquisa realizada e dos estudos apresentados, pode-se afirmar que, variações nos níveis de eficiência, de cada topologia de circuito retificador, estão ligadas a diferentes fatores, tais como, tipos de aplicação, que resulta no valor da carga a ser carregada, níveis de potência de entrada, frequência de entrada, e o tipo de diodo empregado. Em (CHEN; CHIU, 2017), um minucioso estudo destas características pode ser encontrado.

Conforme observado, as diferentes topologias de circuitos retificadores oferecem bons desempenhos em uma faixa limitada de energia. A escolha da topologia pode ser facilmente decidida quando o nível de potência incidente é bem determinado e não está sujeito a variações. Na prática, a energia disponível no receptor é influenciada por muitos fatores. Como resultado, o retificador geralmente funciona em uma região fora de sua faixa de potência ideal e a eficiência do processo de retificação é baixa (menos de 20%). Devido a esses fatores a inclusão de circuitos de casamento de impedância e filtros torna-se necessária para funcionamento eficiente do sistema. O circuito casador não apenas melhora a potência de transferência da antena para o diodo, como também evita que os sinais harmônicos gerados pelo processo de retificação cheguem à antena. Porém, a inclusão de componentes eletrônicos e linhas de transmissão induz a um aumento significativo dos tamanhos dos circuitos e conduz perdas. Também são apresentadas rectenas onde o diodo é integrado diretamente à antena, mas há necessidade de ligar vários elementos em conjunto para obter níveis mais altos de coleta de energia (HUANG et al., 2013). Os casos de acoplamento direto resultam em circuitos com altas impedâncias.

Geralmente circuitos retificadores em série são considerados para níveis de potência de entrada mais baixos. Para níveis de potência de entrada mais altos a configuração em ponte oferece melhor desempenho, principalmente devido a sua maior capacidade de manipulação de energia e circuitos retificadores de onda completa com derivação são mais adequados na faixa intermediária. Observando os circuitos retificadores existentes, os retificadores em série ou dobrador de tensão são os mais adequados para o processo

de reaproveitamento de energia, devido à simplicidade de construção e quantidade de componentes eletrônicos, que conduzem a circuitos compactos e com menos perdas.

O amplo espectro de frequência das fontes de energia RF disponíveis no ambiente conduz a busca por circuitos retificadores de banda larga, porém os baixos níveis de potência de entrada fomentam a busca por circuitos retificadores mais eficientes. Assim, em busca da redução da complexidade do sistema rectora, o circuito dobrador de tensão foi escolhido para este trabalho.

O circuito retificador multiplicador de tensão de estágio único é mostrado na Figura 13(b). Esse circuito também é chamado de dobrador de tensão porque, em teoria, a tensão que chega na saída é aproximadamente o dobro da entrada. O circuito consiste em duas seções: cada uma compreende um diodo e um capacitor para retificação. O sinal de entrada de RF é retificado na metade positiva do ciclo de entrada, seguido pela metade negativa do ciclo de entrada. Porém, a tensão armazenada no capacitor de entrada durante o semi ciclo inicial é transferida para o capacitor de saída durante o próximo semi ciclo. Assim, a tensão no capacitor de saída é aproximadamente duas vezes a tensão de pico da fonte de RF menos a tensão de ativação do diodo.

Geralmente a maioria dos trabalhos apresentados tratam os circuitos de casamento de impedância com componentes como indutores, capacitores ou linhas de transmissão, como elementos sem perdas. No entanto, em (CHEN; CHIU, 2017), um detalhado estudo demonstra que, mesmo que o casamento de impedância alcançado seja perfeito, existe uma perda de até 95% da energia.

2.3 Antenas de microfita

Outro ponto importante a ser levado em consideração no projeto da rectora esta na escolha da topologia da antena. Geralmente antenas de microfita são escolhidas devido à sua maleabilidade, baixo custo e facilidade de fabricação. Estas antenas apresentam maior facilidade de adaptação ao ambiente uma vez que são mais imunes à possíveis interferências e perturbações.

As antenas de microfita consistem em uma plaqueta metálica, largura W e comprimento L , posicionada a uma distância, h , acima de um plano de terra, conforme Figura 14. A plaqueta de microfita é projetada de modo que o seu diagrama de radiação seja máximo normal a ela (alcançado com uma adequada escolha de excitação da plaqueta). A plaqueta e o plano de terra são separados por uma camada dielétrica, referida como substrato. A escolha do substrato adequado é de suma importância no processo da construção da antena de microfita. As principais propriedades elétricas a serem consideradas são a constante dielétrica relativa e a tangente de perda. Altas constantes dielétricas resultam em uma menor dimensão da antena de microfita, porém reduz a largura de banda. Já a alta tangente de perda reduz a eficiência da antena aumentando assim as perdas de

alimentação. É válido ressaltar que diferentes materiais podem ser usados como substrato no projeto de antenas de microfita, mas, em geral, a constante dielétrica relativa, ϵ_r , desses materiais tem valores entre 2,2 e 12. Os substratos mais adequados para que as antenas apresentem bom desempenho são os de constante dielétrica de baixo valor e espessura elevada, permitindo assim maior eficiência, largura de banda e distribuição de campos mais uniformes facilitando a radiação. Contudo, os substratos que contém estas propriedades possuem alto custo e acessibilidade reduzida.

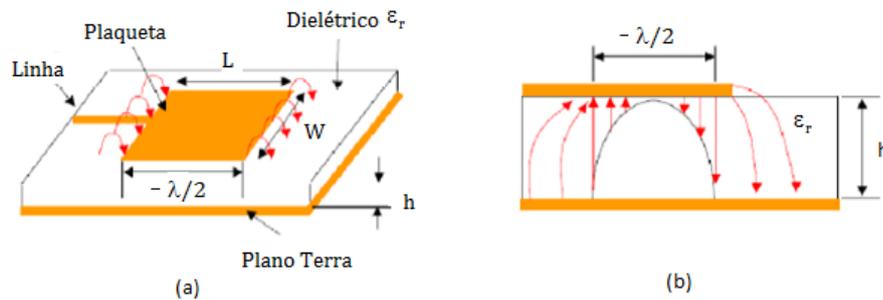


Figura 14 – Comportamento do campo elétrico de uma antena de microfita retangular (a) vista superior (b) vista lateral do substrato

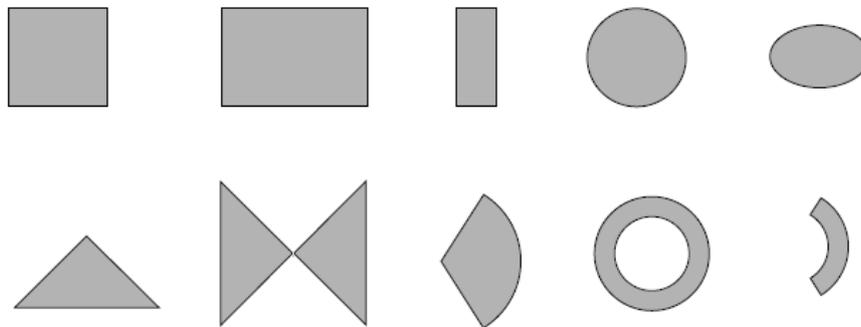


Figura 15 – Possíveis formatos de antenas de microfita. Adaptado de (BALANIS, 2016)

A capacidade de difundir o sinal de forma eficiente é uma importante característica das antenas de microfita. A principal fonte dessa radiação é o campo elétrico entre a borda do elemento radiante e o plano terra da antena. Conforme ilustrado pela Figura 14, o campo elétrico é considerado uniforme ao longo de W variando senoidalmente com L . Já o campo magnético nas duas extremidades adiciona uma fase no campo distante da direção do eixo principal, ou vetor normal ao plano terra, e é cancelado ao longo da borda lateral. As ondas de superfície que viajam no interior do substrato são espalhadas nas curvas e descontinuidades da superfície, como truncamento do dielétrico e do plano terra, degradando o diagrama da antena e suas características de polarização. A função básica do plano terra é modificar o diagrama de radiação da antena, concentrando em determinada direção de interesse a maior parte possível da energia transmitida ou aumentando a área

efetiva de recepção da energia. Em outras palavras, ocorre uma melhor adequação do sistema radiante a condições de ganho e diretividade.

O elemento radiante ou plaqueta pode ser quadrado, retangular, com tira fina (dipolo), circular, elíptico, triangular ou qualquer outra configuração, conforme apresentado na Figura 15. Os elementos quadrado, retangular, dipolo (tira) e circular são os mais comuns devido à facilidade de análise e fabricação e às suas características atraentes de radiação, especialmente baixa radiação de polarização cruzada. Os dipolos microstrip são atraentes porque possuem inerentemente uma grande largura de banda e ocupam menos espaço, o que os torna atraentes para matrizes (BALANIS, 2016). Polarizações lineares e circulares podem ser alcançadas com elementos únicos ou com matrizes de antenas de microfita.

A polarização é a propriedade de uma onda eletromagnética que descreve a direção e amplitude, variantes no tempo, do vetor campo elétrico, ou seja, a direção de ganho máximo (BALANIS, 2016). Em outras palavras, a polarização define a orientação do vetor campo elétrico à medida que a onda se propaga no meio. A Figura 16 apresenta os diferentes tipos de polarização. Na polarização linear, Figura 16(a), o vetor campo elétrico possui componentes apenas na direção vertical, as componentes têm amplitudes arbitrárias e estão defasadas entre si por $\delta = m\pi$ rad, sendo m um número inteiro. Na polarização circular as componentes perpendiculares devem ter amplitudes iguais mas com defasagem igual a $\pm\pi/2$ rad, Figura 16(b). Já quando a projeção do vetor campo elétrico no plano normal ao vetor de onda descreve uma elipse, tem-se a polarização elíptica, Figura 16(c). Um detalhado estudo sobre os tipos de polarização das antenas é apresentado em (BALANIS, 2016).

Logo, a escolha do tipo de antena e sua polarização dependerá do tipo de aplicação utilizado no projeto de reaproveitamento de energia.

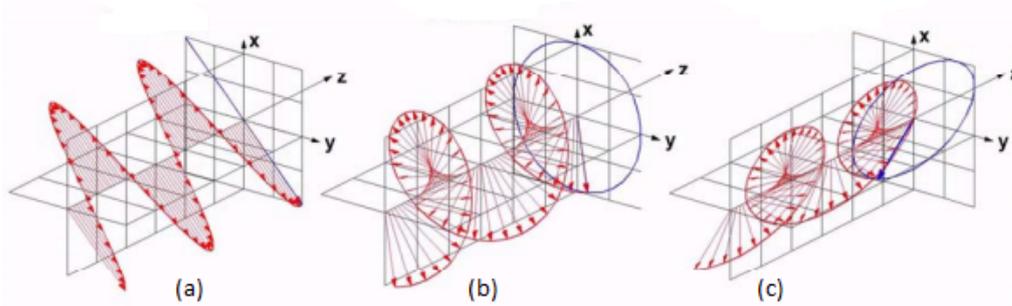


Figura 16 – Tipos de polarização: (a) linear (b) circular, (c) elíptica

2.4 Considerações Finais

O estudo do estado da arte realizado ao longo deste capítulo demonstrou que a utilização de rectenas para reaproveitamento de energia eletromagnética deve levar em consideração as características do sinal recebido, tais como alta frequência e baixos níveis de potência. Diferentes técnicas de projeto são apresentadas na literatura com intuito de se obter máxima eficiência do sistema, tais como, circuitos de casamento de impedância, circuitos de armazenamento de carga, circuitos retificadores adaptativos.

Uma vez que o comportamento do diodo, e do circuito retificador é sensível às condições de operação, uma breve análise foi apresentada para o cálculo da impedância e tensão de saída. A análise demonstra variações em diferentes frequências, níveis de potência de entrada e valor da carga a ser empregada.

Devido a não linearidade do circuito retificador, a maioria dos trabalhos propostos operam em uma única frequência e potência. Além disso, diferentes técnicas de análise do sistema rectena foram apresentadas, tais como análise eletromagnética utilizando um método numérico, e análise de circuitos, separadas ou em conjunto utilizando softwares específicos. Em alguns trabalhos propostos a otimização do sistema é realizada com intuito de obter o casamento de impedância entre a antena e o circuito retificador, 50Ω , ou obter um casamento direto da impedância da antena com o circuito retificador.

Assim, a finalidade deste trabalho está em investigar um sistema rectena simples, constituído apenas da antena e circuito retificador dobrador de tensão, para reaproveitamento de energia que possa operar em uma múltipla faixa de frequências.

Ferramentas de Análise

O sistema rectena tem sido amplamente estudado nos últimos anos como proposta de transferência e colheita de energia sem fio, assim o desenvolvimento de métodos computacionais para a análise das características eletromagnéticas das rectenas é de grande importância. Para a análise computacional, é importante considerar as duas partes de uma rectena: a antena e o circuito retificador. Embora a análise do problema eletromagnético completo seja possível, a simulação geralmente possui um custo computacional elevado. Assim, neste capítulo é apresentada uma ferramenta de análise para rectena que consiste de um modelo circuital, SPICE, para a antena e o circuito retificador. O modelo SPICE proposto permite a incorporação de cargas, quer variáveis no tempo, ou não lineares, e pode ser aplicado em análises tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo. Além disto, o modelo pode ser utilizado como alternativa para ferramentas computacionais baseadas na solução do modelo de onda completa utilizando um método numérico, como por exemplo FEM (*Finite Element Method*) ou FDTD (*Finite Difference Time Domain*), uma vez que esses métodos requerem elevado custo computacional, dificultando uma possível otimização do sistema.

3.1 Modelo de onda completa e análise de circuito

A investigação completa da rectena implica em diferentes análises, ou seja, análises eletromagnéticas e não lineares, que na maioria das vezes requerem cálculos no domínio do tempo demandando um alto custo computacional. Quando a constante de tempo do circuito é muito maior que o período da onda eletromagnética, o número de etapas de tempo necessárias para simular o problema aumenta consideravelmente. Uma possibilidade de reduzir o custo computacional e acelerar a convergência de cálculos transitórios é aplicar um método de Correção de Erro Explícito Periódico, denominado TP-EEC (*Time Periodic Explicit Error Correction*) (WATANABE; IGARASHI, 2012). Este método (TP-EEC) baseia-se no pressuposto de que as variáveis desconhecidas são temporariamente periódicas.

cas no estado estacionário e os componentes que convergem lentamente sem periodicidade podem ser separados deles. Os componentes de convergência lenta são então determinados pela resolução de equações de correção em pequena escala para corrigir as soluções transitórias. O método TP-EEC tem sido aplicado na análise de motores e análise de acoplamento de circuitos e campos de Foucault utilizando FEM (TAKAHASHI et al., 2009; TAKAHASHI et al., 2010). Em (WATANABE; IGARASHI, 2012), o método TP-EEC foi utilizado com sucesso na análise transitória de uma antena dipolo de meia onda carregada por circuitos não lineares, incluindo diodos. Demonstrou-se numericamente que o método TP-EEC efetivamente acelera a convergência para o regime permanente.

Uma abordagem alternativa consiste em gerar um modelo de circuito equivalente para o modelo tridimensional da antena (ESSAKHI; AKOUN; PICHON, 2007; GAO; DU, 2014). Esta abordagem é particularmente interessante uma vez que o modelo de circuito equivalente pode ser usado para analisar várias topologias diferentes, de forma muito mais eficiente do que um simulador de análise de ondas completas, que aplica métodos numéricos. Em (STOCKMAN; GINSTE, 2015) foi proposto um método para calcular a eficiência de uma rectenna na região de campo próximo. O modelo da antena receptora foi substituído pelo seu equivalente de Norton. Posteriormente, a antena e o circuito retificador dobrador de tensão foram combinados usando um indutor, conforme Figura 17. Assim, a interação eletromagnética dos dispositivos, quando posicionados arbitrariamente, pode ser calculada aplicando uma única simulação ou medida dos padrões individuais de radiação. Desse modo, o método proposto possibilita a modelagem de qualquer configuração sem a necessidade de novas simulações cada vez que um dispositivo é reposicionado. Os autores concluem que o método apresentado é adequado para diferentes cenários de recepção, desde que exista um acoplamento entre dois transmissores na região reativa de campo próximo, de modo que o reposicionamento das antenas pode ser feito sem grandes custos adicionais.

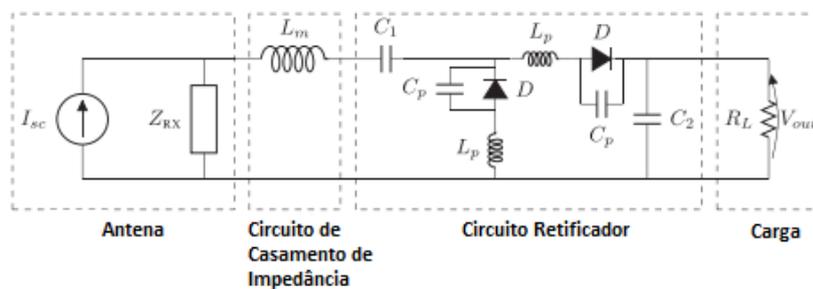


Figura 17 – Modelo rectenna proposto em (STOCKMAN; GINSTE, 2015)

Em (LEROY et al., 2005; CHOUA; BIHAN; PICHON, 2006; ESSAKHI; AKOUN; PICHON, 2007) foi apresentado um modelo de circuito equivalente Thevenin que permite a simulação global de uma rectenna. O circuito equivalente da antena foi deduzido a partir de uma modelagem FEM no domínio do tempo da estrutura de uma antena loop.

A impedância equivalente é obtida em função da impedância de entrada da antena em uma ampla faixa de frequência. A tensão equivalente de Thevenin para cada onda incidente foi calculada usando a força eletromotriz induzida entre as portas da antena em um problema de dispersão transiente tridimensional. O circuito equivalente da antena e os elementos discretos do circuito retificador foram incorporados num circuito geral para simulação. O circuito resultante forneceu toda a estrutura viável de um circuito SPICE para simulação no domínio do tempo.

Um modelo mais completo que também incorpora o campo distante característico da antena no modelo de circuito é apresentado em (GAO; DU, 2014). Este modelo pressupõe que a impedância de entrada e as características de campo distante podem ser calculadas analiticamente. A resposta de frequência da antena é modelada através do uso de ajuste vetorial (*Vector Fitting* - VF) para aproximá-la de funções racionais (GUSTAVSEN; SEMLYEN, 1999) e depois usá-lo para criar um circuito equivalente SPICE. O modelo de circuito equivalente permite o acoplamento de diferentes circuitos. Um modelo SPICE para o cálculo das tensões de acoplamento de antenas de microfitas quando iluminadas por ondas planas foi apresentado. Além disso, a proposta foi comparada com o modelo de simulação de onda completa do software CST[®] (*Computer Simulation Technology*)¹.

Uma limitação na criação do modelo SPICE equivalente é a presença ocasional de resistências negativas no modelo, o que pode levar a simulações instáveis no domínio do tempo. Para evitar esta desvantagem, uma abordagem iterativa para a aplicação da passividade de modelos de pós-resíduos é sugerida em (GUSTAVSEN; SEMLYEN, 2001). Esta aplicação é geralmente utilizada na modelagem dependente da frequência para linhas e cabos de transmissão (GUSTAVSEN, 2008a). No entanto, diferente das linhas de transmissão, as características de dependência da frequência da antena, no campo distante, nem sempre podem ser representadas como um elemento passivo. Como consequência, o modelo se tornará instável se a impedância que representa a característica de campo distante da antena tiver uma parte real negativa dentro da faixa de frequência de análise.

Assim, para solução deste problema, neste trabalho o modelo descrito em (GAO; DU, 2014) é estendido, apresentando um método simples para lidar com valores de resistência negativos. A adição de uma resistência de deslocamento, denominada *offset*, é efetuada ao circuito. Como resultado, a precisão do modelo não é afetada e a simulação é sempre estável. A metodologia aqui proposta não é limitada por qualquer faixa de frequência e funciona para impedância de entrada de campo distante calculada analiticamente ou através de algum método numérico (por exemplo, FEM ou FDTD).

¹ <https://www.cst.com/>

3.2 Circuito equivalente para antenas

3.2.1 Representação SPICE para a antena

Considerando a metodologia utilizada em (GAO; DU, 2014), a antena receptora é representada como uma combinação de dois circuitos equivalentes SPICE, como mostrado na Figura 18. O primeiro circuito, Figura 18a, destina-se a reproduzir a onda plana incidente recebida pela antena como fonte de tensão, V_s , levando em consideração a amplitude do campo elétrico incidente $E_{in}(V/m)$ (representada como fonte de corrente independente) e o acoplamento entre a antena e a onda incidente (padrão de radiação, ângulo de incidência e polarização da onda incidente). Esses parâmetros são representados como uma impedância de campo distante, Z_s , que pode ser calculada analiticamente ou a partir de um simulador de análise de ondas completas. A impedância Z_{sc} entre os nós 1 e 0 é utilizada para representar Z_s após extração dos parâmetros do circuito.

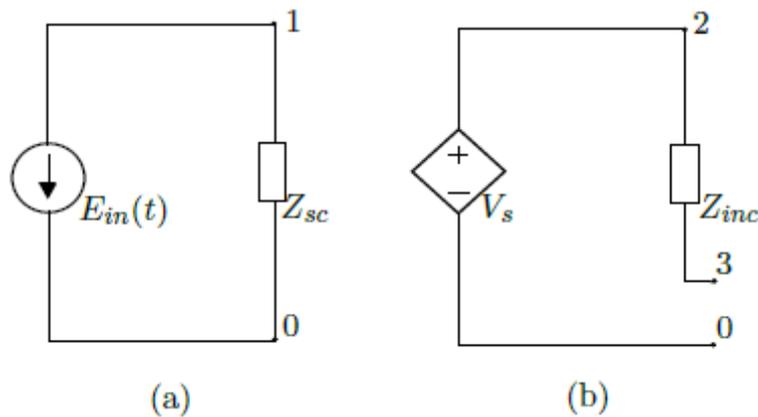


Figura 18 – Modelo circuital da antena receptora. a) modelo da fonte de tensão. b) modelo da antena.

O segundo circuito, Figura 18b, constitui o circuito equivalente de Thevenin que é conectado ao circuito não linear usado na análise no domínio do tempo. V_s representa a tensão entre os nós 1 e 0, e o circuito entre os nós 2 e 3 representa a impedância de entrada dependente da frequência da antena. Por conveniência de notação, é utilizado Z_{em} para representar a impedância de entrada da antena obtida analiticamente ou usando alguma ferramenta computacional baseada em solução de métodos numéricos. Z_{inc} é usado para representar a impedância de entrada após a extração dos parâmetros do circuito (ou seja, a impedância entre os nós 2 e 3). Finalmente, os nós 3 e 0 constituem os terminais do circuito da antena que podem ser conectados a um circuito linear ou não linear.

Em (GAO; DU, 2014), Z_{sc} e Z_{inc} são representados como uma série de circuitos RLC em cascata, como mostrado na Figura 19a. No entanto, neste trabalho, as impedâncias serão implementadas como em (GUSTAVSEN, 2002), isto é, como conjunto de circuitos RL e RLC paralelos, representados pela Figura 19b. Nesta figura, o ramo RLC é o dual do apresentado na Figura 19a e conduz a resultados equivalentes. Além disso, o modelo na

Figura 19b possui outros ramos (C_0 , R_0 e R_i, L_i) que generalizam o circuito equivalente. Uma discussão sobre diferentes circuitos equivalentes no contexto da simulação de antena pode ser encontrada em (ANTONINI, 2003).

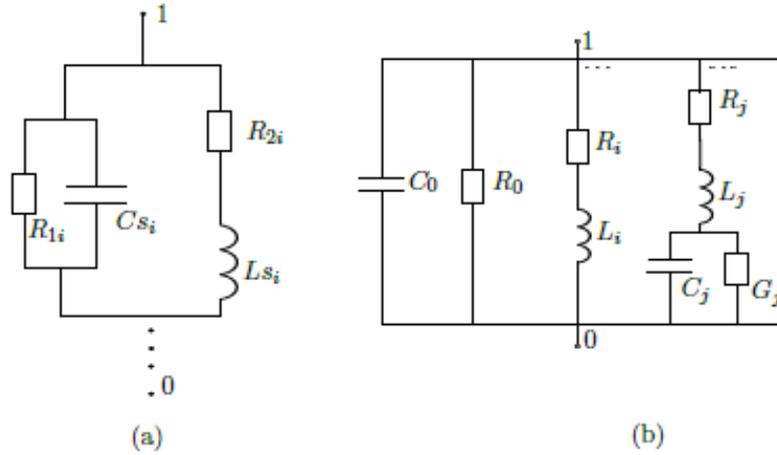


Figura 19 – Modelos de impedância, (a) rede RLC série. (b) rede paralela RL e RLC

3.2.2 Caracterização da impedância Z_{inc}

O circuito equivalente para Z_{inc} operando em uma faixa de frequência f_{min} para f_{max} pode ser obtido usando um conjunto de amostras de admitância de entrada no domínio de frequência $Y_{in}(s_i) = 1/Z_{in}(s_i)$; $s_i = 2\pi f_i$; $f_i = \{f_{min}, f_{min} + \Delta f, f_{min} + 2\Delta f, \dots, f_{max}\}$.

O procedimento para obter Z_{inc} de $Y_{in}(s_i)$ consiste em encontrar um conjunto de funções de aproximação racional de mínimos quadrados para $Y_{in}(s_i)$ (GUSTAVSEN, 2002). Conforme apresentado na seguinte equação:

$$Y_{in}(s_i) \approx \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - a_m} + d + se \quad (12)$$

em que $s = j\omega$ corresponde a um ponto de frequência único, c_m , a_m , são os valores de resíduos e polos, respectivamente, de $m = 1, 2, \dots, N$ onde N é o número de polos (ordem de aproximação) e d e e são coeficientes reais. Os parâmetros de (12) são obtidos usando ajuste vetorial (GUSTAVSEN; SEMLYEN, 1999). Uma vez que os valores dos parâmetros são determinados, a rede pode ser obtida por simples inspeção: $R_0 = 1/d$, $C_0 = e$, onde cada polo real gera um ramo RL , enquanto cada par complexo gera um ramo RLC .

Alguns parâmetros do circuito podem ter valores negativos, conduzindo a um modelo de antena (um dispositivo passivo) capaz de funcionar como um dispositivo ativo em algumas frequências, o que pode levar à instabilidade durante a simulação. Isso implica em um dos principais problemas desta metodologia. Para evitar este problema, um procedimento de execução de passividade foi utilizado (GUSTAVSEN, 2008b). Este procedimento modifica iterativamente a função racional para obter uma função passiva dentro da faixa de

frequência. A aplicação da passividade não evita o surgimento de parâmetros negativos, mas sim tenta garantir que Z_{inc} seja sempre passivo para que as simulações permaneçam estáveis (ALI et al., 2013) ².

3.2.3 Caracterização da impedância Z_s

A impedância de campo distante Z_s liga a amplitude do campo elétrico incidente com o equivalente de Thevenin à fonte de tensão (V_s) na Figura 18b. Sendo que V_s é definido como a queda de tensão entre nós 1 e 0 na Figura 18a. Consequentemente,

$$V_s = E_{inc} Z_{sc} \quad (13)$$

Como Z_s leva em consideração o padrão de radiação, o ângulo de incidência e a polarização da onda incidente, V_s também pode ser escrito como (GAO; DU, 2014):

$$V_s = E_{inc} \cdot \frac{r}{e^{-jkr}} \frac{4\pi[\hat{\rho}\mathbf{E}_1(\mathbf{r})]}{jk_0\eta_0 V(0)} Z_{in} \quad (14)$$

onde $\hat{\rho}$ é um vetor unitário que indica a polarização do campo elétrico incidente; \mathbf{E}_1 é o campo irradiado pela antena, k_0 e η_0 são o número de onda e impedância intrínseca no espaço livre respectivamente; e $V(0)$ é a tensão nos terminais da antena. A fonte de tensão ideal V_s em (14) pode ser dividida em duas partes, sendo E_{inc} a primeira. Assim, cada parte é modelada por um elemento do modelo SPICE de circuito equivalente. Comparando (13) e (14) tem-se:

$$Z_s = \hat{\rho} \frac{4\pi}{jk\eta} \frac{r\mathbf{E}_1(\mathbf{r})}{e^{-jkr}} \frac{Z_{in}}{V(0)} \quad (15)$$

sendo $\hat{\rho}$ uma função apenas da onda incidente, e os termos restantes função apenas das características da antena. Portanto, pode ser obtido por dualidade usando a antena no modo de transmissão, como mostrado na Figura 20.

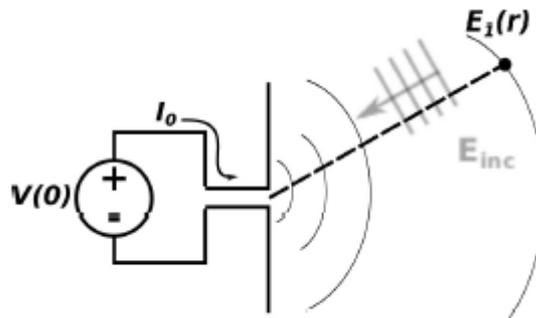


Figura 20 – Antena equivalente no modo de transmissão.

² Foi utilizada a ferramenta *Matrix Fitting Toolbox* (<<https://www.sintef.no/projectweb/vectfit/downloads/matrix-fitting-toolbox/>>), que implementa rotinas VF em Matlab, para montagem de vetores e execução de passividade

Da Figura 20, $V(0)$ é uma fonte de tensão conhecida usada para gerar $\mathbf{E}_1(\mathbf{r})$ em qualquer ponto \mathbf{r} na região de campo distante, orientado na mesma direção da onda incidente no modo de recepção. O termo $\mathbf{E}_1(\mathbf{r})$ é então normalizado pela distância r - ou seja, o termo r/e^{-jkr} em (15) - e pela corrente nos terminais da antena, $I_0 = V(0)/Z_{in}$. Consequentemente, Z_s é uma função apenas dos parâmetros da antena. É importante notar que $V(0)$ é um fasor, e que $\mathbf{E}_1(\mathbf{r})$ é um vetor de fase tridimensional. Dito isto, Z_s deve ser amostrado na faixa de frequência de interesse, ou obtido a partir de uma análise no domínio do tempo seguida de uma transformada inversa de Fourier.

3.2.4 Modelo de circuito equivalente modificado

Uma vez que Z_s é obtido, o procedimento para encontrar o circuito equivalente pode seguir os mesmos passos usados para gerar Z_{inc} . No entanto, o procedimento pode levar a redes instáveis. Isso ocorre porque Z_s modela uma resposta do sistema (V_s/E_{inc}) em vez de uma impedância efetiva. Por isso, a parte real de Z_s pode ser negativa e, neste caso, a execução da passividade falhará (GUSTAVSEN, 2008a).

A fim de solucionar este problema, uma resistência de compensação R_s é adicionada a Z_s , e a impedância equivalente $Z'_s = R_s + Z_s$ é usada para encontrar o circuito. A resistência R_s , denominada resistência *offset*, é escolhida para evitar valores reais negativos, da forma apresentada na equação:

$$R_s = -\min(\Re\{Z_s(s_i)\}) + \epsilon \quad (16)$$

onde ϵ é uma constante real positiva pequena.

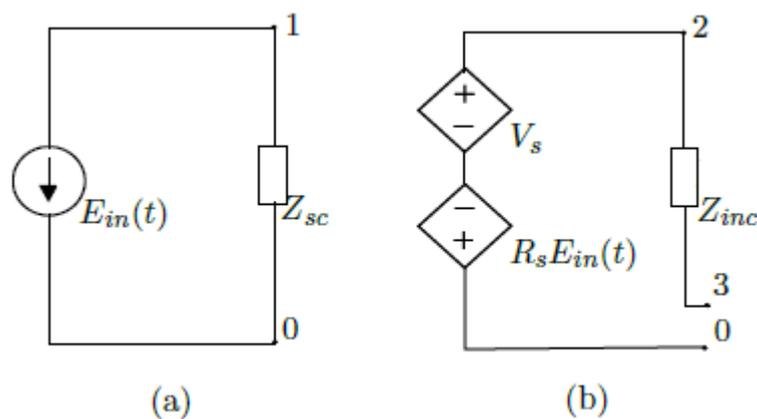


Figura 21 – Versão modificada do circuito usado em (GAO; DU, 2014). (A) modelo de fonte de tensão obtido usando Z_{sc} . (B) modelo de extração de circuitos da antena corrigido.

Uma vez que a parte real de Z'_s é sempre positiva, a aplicação da passividade pode ser usada para evitar instabilidade numérica mesmo para valores negativos de $\Re\{Z_s\}$. Embora estável, o novo circuito apresentará um erro no valor de V_s . Para corrigir este

efeito, uma fonte de tensão controlada por corrente (*Current Controlled Voltage Source* - CCVS) é introduzida no circuito da Figura 18 em série com V_s mas com polaridade oposta, como mostrado em 21b. A CCVS é controlada pela corrente que flui através do circuito da Figura 21a, onde a impedância Z'_{sc} é usada para representar Z'_s ; e a constante de proporcionalidade entre as variáveis dependente e independente é definida como R_s . O circuito proposto é equivalente ao original do ponto de vista dos nós 2 e 3 para qualquer $R_s > 0$, uma vez que a tensão no nó 2 permanece inalterada. É importante notar que o circuito original apresentado em (GAO; DU, 2014) pode ser obtido como um caso especial desta versão modificada, definindo $R_s = 0$.

O modelo SPICE proposto nesta seção permite o acoplamento de diferentes circuitos ou cargas, mesmo com variáveis temporais ou não lineares, e pode ser aplicado tanto à análise de frequência quanto ao domínio do tempo. Outra vantagem importante do uso do modelo de circuito, quando comparado à realização de análise de ondas completas usando FDTD, é o ganho em tempo computacional. Embora uma análise detalhada desta aceleração esteja fora do escopo deste trabalho, em nossas simulações ³, o modelo de circuito geralmente levaria alguns segundos para executar, em comparação com aproximadamente 30 minutos para o modelo de ondas completas utilizando o software HFSS® (*High Frequency Electromagnetic Field Simulation*) ⁴. Assim, na Seção 3.3, um exemplo de aplicação do método proposto, envolvendo uma rectena para colheita de energia é apresentado.

3.3 Validação do modelo completo utilizando Rectena

O modelo completo deste trabalho é baseado em (MORI et al., 2015), onde um projeto ótimo de rectena para colheita de energia foi proposto. O projeto apresentado considerou como fonte de energia para o sistema um roteador operando na frequência de 2,45GHz, em um ambiente interno, com intensidade de campo elétrico medida igual a 0,1V/m. O modelo rectena era constituído do modelo de extração de circuitos para a antena, similar ao apresentado na seção anterior, um circuito de casamento de impedância e o circuito retificador. Inicialmente a estrutura da antena, uma antena espiral planar, foi otimizada usando um Algoritmo Genético μ GA (*Genetic Algorithm*), para minimizar sua perda de retorno, considerando uma linha de transmissão de 50Ω , e maximizar seu ganho sobre a faixa de frequência de 1,5 a 3,5GHz (MORI RYO MURAKAMI; CAMPELO; IGARASHI, 2015).

Os parâmetros da antena (Z_{in} e Z_s) foram obtidos usando FDTD considerando incidência normal e polarização- ϕ . A análise numérica da antena foi efetuada a partir do

³ Executado em um Intel Core i3-3110M CPU @2.40GHz

⁴ <http://www.ansys.com/>

método FDTD acoplado à análise nodal modificada (*Modified Nodal Analysis* - MNA), e então realizado um comparativo com o modelo de circuito equivalente. A impedância de entrada da antena calculada pelo método FDTD, $Z_{in}(f)=172,5 + j63,4\Omega$ em $f=2,45\text{GHz}$, foi assumida para a análise do modelo de circuito equivalente. Conforme apresentado pela Figura 22, a antena pode ser modelada pelo circuito equivalente de Thevenin que é composto da fonte de tensão de circuito aberto V_{open} , impedância de entrada da antena $Z_{in}(f)=R_{in}+2j\pi fL_{in}$ e circuito retificador.

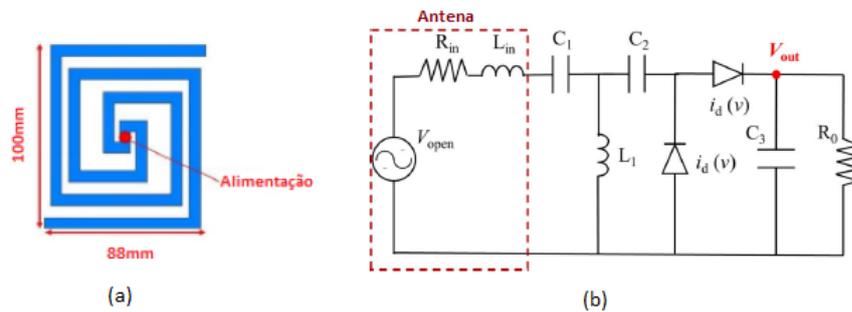


Figura 22 – Circuito equivalente para colheita de energia RF (MORI et al., 2015). (a) modelo da antena (b) modelo extração de circuitos da antena acoplado ao circuito casador e retificador

A Figura 23 apresenta a diferença entre as tensões de saída V_{out} do modelo de circuito equivalente versus o modelo FDTD acoplado com MNA. Como pode ser observado a diferença não é significativamente grande, porém o custo computacional do método FDTD acoplado ao MNA é excessivamente maior do que o método de extração de circuitos, conduzindo os autores a utilizar o método do circuito equivalente para a otimização dos circuitos de casamento de impedância e circuito retificador. Assim, os parâmetros da rectenna foram otimizados para maximizar a potência de saída usando um GA. Como resultado, a otimização aumenta em 5 vezes a potência de saída. Nesta configuração, o tempo de convergência das soluções é de cerca de 5 minutos, usando o processador Intel Xeon (2,4GHz, 15 núcleos), diferente do tempo de convergência de 3 dias gastos para a otimização do modelo completo, antena acoplada aos circuitos de casamento de impedância e retificador, utilizando um processador Intel Xeon (2,4GHz, 4 núcleos). Os valores otimizados para as dimensões da antena, ganho, perda de retorno, potência e tensão de saída são encontrados em (MORI et al., 2015).

Conforme observado, o método de extração do circuito equivalente para o sistema rectenna é um recurso computacionalmente rápido e eficiente. Logo, a próxima seção apresenta a validação do modelo equivalente de extração de circuitos, acoplado a um circuito não linear, para diferentes tipos de rectenna.

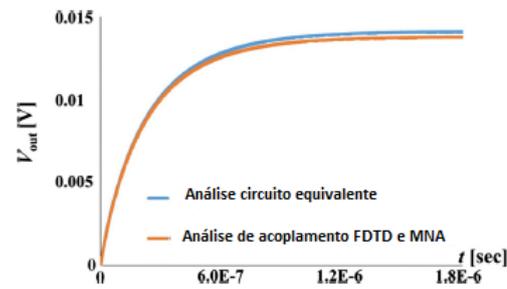


Figura 23 – Comparação da tensão de saída (MORI et al., 2015).

3.3.1 Modelo de extração do circuito equivalente

A fim de validar o modelo proposto dois diferentes tipos de rectenna são simulados. O primeiro modelo, denominado PSA, consiste em uma rectenna usando uma antena espiral planar (*Planar Spiral Antenna*), conforme mostrado na Figura 24a, acoplada ao circuito retificador apresentado na Figura 24a. O segundo modelo rectenna é constituído de uma antena patch retangular de 50Ω , conforme apresentado na Figura 24b, acoplada ao circuito retificador apresentado na Figura 24b, disponível em (MARIAN et al., 2012). As dimensões das geometrias das antenas podem ser encontradas em (MORI et al., 2015; PEREIRA et al., 2017)

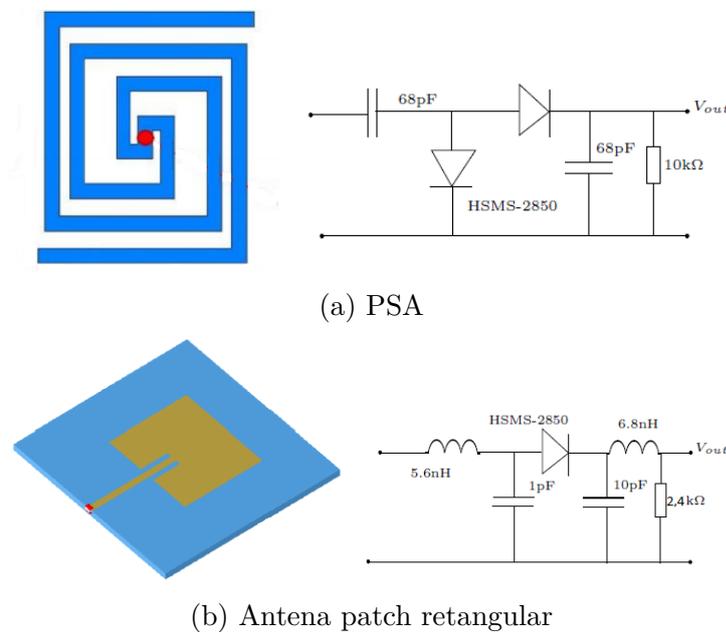


Figura 24 – Modelos das antenas e circuitos retificadores usados nas análises da rectenna.

A partir do processo apresentado na seção 3.2, os valores de Z_{em} e Z_s são obtidos. Então é possível gerar os parâmetros estáveis de circuito equivalente SPICE, Z_{inc} e Z'_{sc} , o que permite a simulação do comportamento da antena quando conectada a qualquer circuito de carga, neste caso circuito retificador, como indicado na Figura 18. A Figura

25 mostra o parâmetro S_{11} da antena PSA (*Planar Spiral Antenna*) em ambos os casos, usando a análise FDTD apresentada em (MORI et al., 2015) e o modelo de circuito equivalente proposto usando 4 e 8 polos ⁵. Deve-se notar que a escolha do número de polos depende do tamanho do espectro de frequência. Neste caso, 8 polos foram suficientes para que a curva fosse adequadamente representada. O erro médio relativo para ambas as aproximações é de cerca de 10^{-2} (4 polos) e 10^{-3} (8 polos), o que sugere que os resultados do modelo de circuito estão próximos do original obtido através do FDTD, e que o aumento do número de polos resulta em melhores aproximações, como esperado.

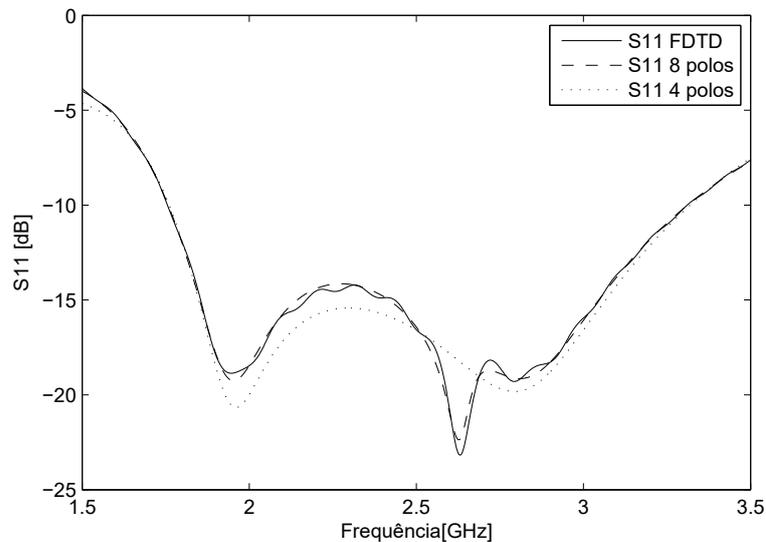


Figura 25 – S_{11} da antena PSA, original e obtido a partir do modelo de circuito SPICE usando 4 e 8 polos.

A Figura 26 compara os valores de Z_{in} obtidos a partir do método FDTD proposto em (MORI et al., 2015) com os calculados por meio da simulação do modelo de circuito SPICE usando 4 e 8 polos. Uma vez que a parte real de Z_{em} é sempre positiva, a metodologia descrita em (GAO; DU, 2014) conduz a valores corretos.

No caso de Z_s , no entanto, valores reais negativos estão presentes dentro da faixa de frequência, causando instabilidade no modelo apresentado em (GAO; DU, 2014). Assim, a Figura 27 mostra os valores reais originais de Z_s e os obtidos após a adição da resistência de deslocamento, *offset* descrita pela equação 16 usando $\epsilon = 0.1|\min(\text{Re}\{Z_s(s_i)\})|$. Conforme mostrado na Seção 3.3.2, esta modificação traz estabilidade à simulação, fazendo com que a parte real de Z_s seja sempre positiva em toda a faixa de frequência.

Para validação do modelo SPICE completo de extração de circuitos, nesta Seção foi realizada apenas a simulação da antena PSA, uma vez que os resultados são comparados com os disponíveis na literatura.

⁵ As simulações foram realizadas usando o simulador de circuito de código aberto NGSPICE (<<http://ngspice.sourceforge.net>>)

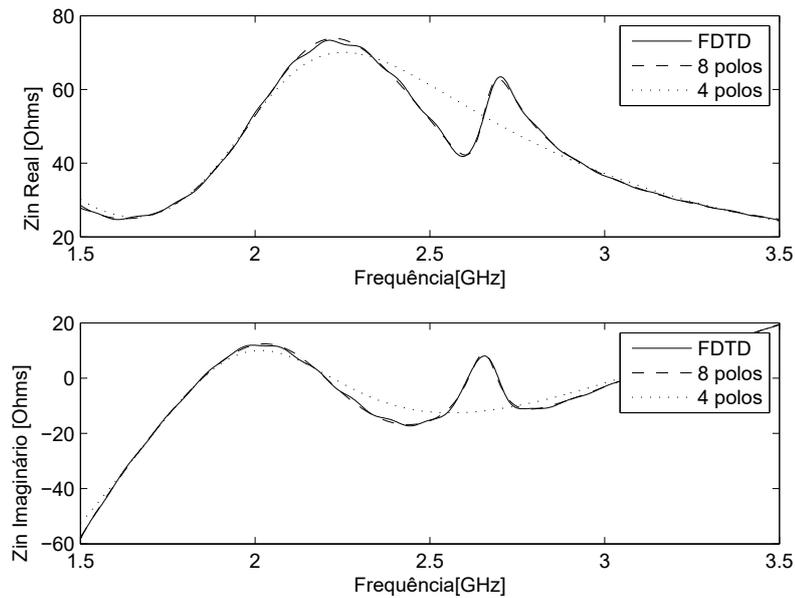


Figura 26 – Impedância de entrada Z_{in} da antena PSA.

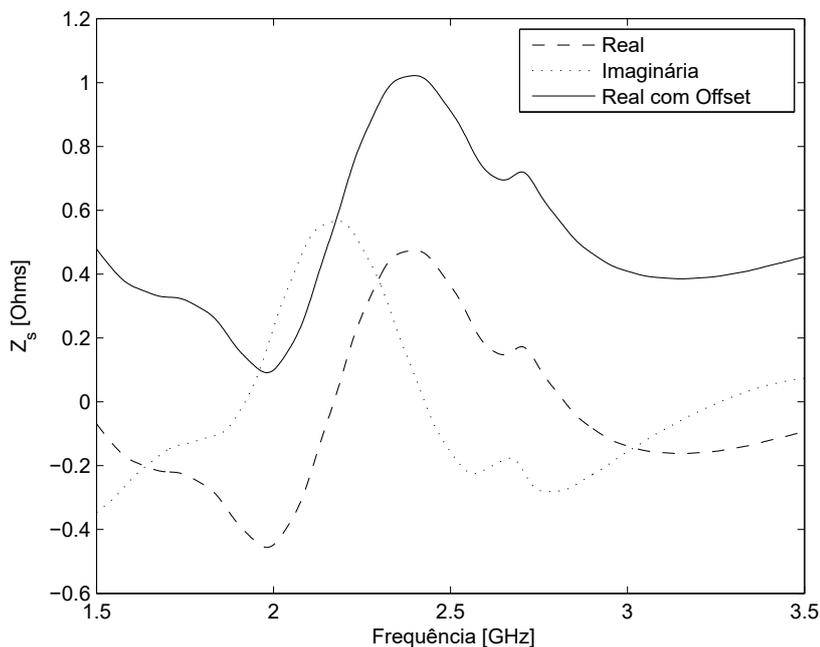


Figura 27 – Z_s com e sem a resistência *offset* para a antena PSA.

3.3.2 Análise de acoplamento não linear

A possibilidade de simulação e análises transitórias de circuitos não lineares acoplados à antena (modelo circuital) torna o modelo equivalente de circuito SPICE vantajoso e eficiente. Para isso, o circuito não linear deve ser conectado entre os nós 3 e 0 do modelo

equivalente da antena, conforme indicado na Figura 18. Assim para validar a proposta, o circuito retificador da Figura 24a (WATANABE; IGARASHI, 2012) foi conectado ao modelo de antena espiral planar, PSA, e o modelo do retificador da Figura 24b (MARIAN et al., 2012) foi conectado ao modelo de uma antena patch retangular. Diferentes topologias dos circuitos retificadores foram escolhidas a fim de validar o modelo com um circuito mais completo.

Assim, a partir da Figura 28 é possível observar a tensão de saída em uma carga de $10k\Omega$ usando os circuitos equivalentes de 4, 8 e 16 polos, para a antena PSA, quando iluminados por uma onda incidente de $E_{in} = 3V/m$. Para avaliar os resultados, foi realizada uma simulação contendo o modelo de onda completa simulado no HFSS[®] acoplado ao circuito retificador.

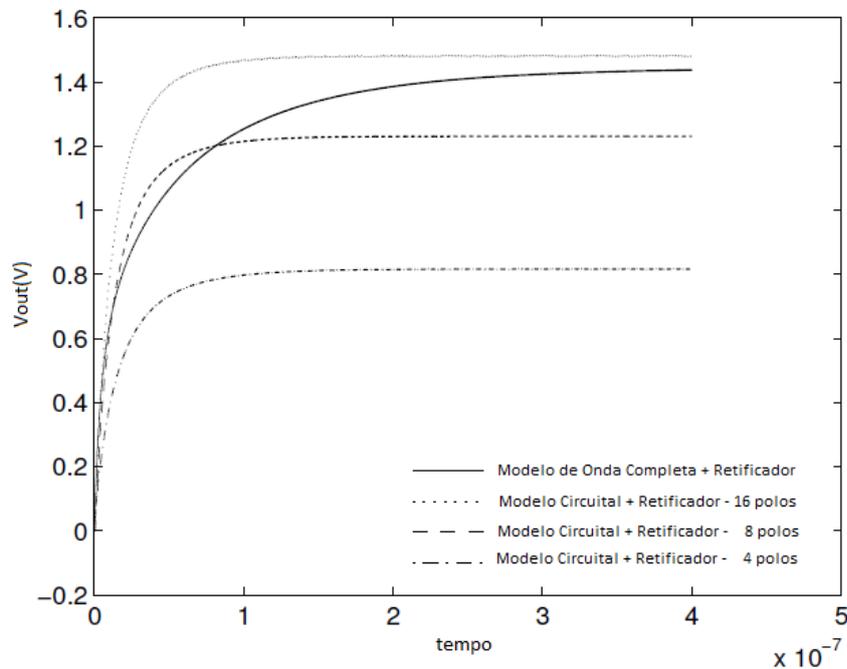


Figura 28 – Tensão de saída da rectenna composta pela antena PSA acoplada ao circuito retificador de carga de $10k\Omega$.

Conforme apresentado na Figura 28, usando apenas 4 polos, o circuito equivalente não é capaz de lidar com o problema corretamente, enquanto o circuito equivalente de 16 polos e o modelo de onda completa atingem aproximadamente o mesmo valor final. O mesmo comportamento pode ser observado na Figura 29, onde o modelo de circuito de 16 polos da antena patch retangular, com $E_{in} = 15V/m$, se aproxima da solução dada pelo modelo de onda completa (HFSS[®]). É importante enfatizar que a pequena diferença entre o circuito de 16 polos e o modelo acoplado (modelo de onda completa) é sensível ao modelo do diodo usado em cada simulação, particularmente porque a tensão de entrada se aproxima da tensão da barreira. A análise desse efeito é, no entanto, além do alcance deste trabalho.

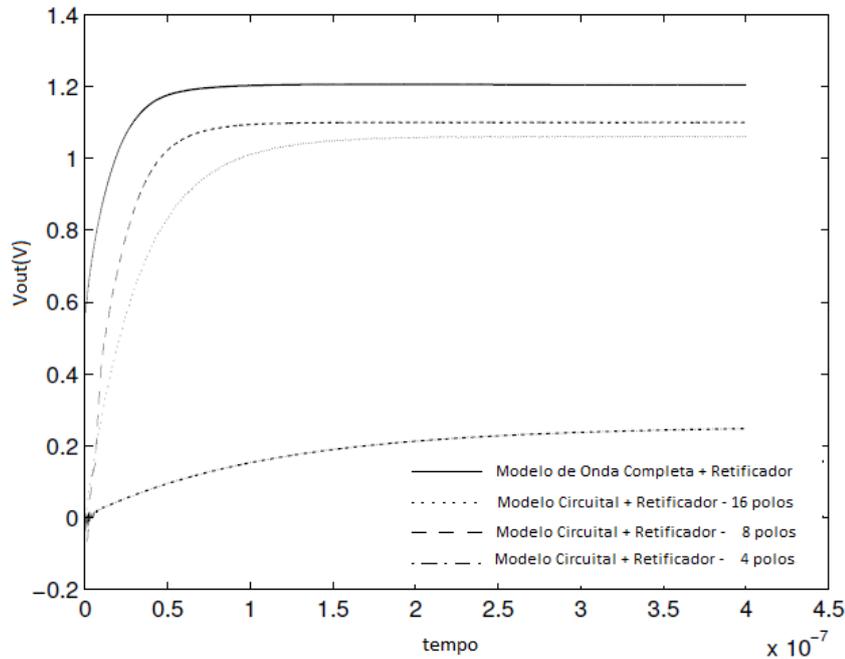


Figura 29 – Tensão de saída da rectenna composta pela antena patch retangular acoplada ao circuito retificador de carga de $2.4k\Omega$.

Além disso, a qualidade do modelo SPICE também é sensível ao número de pontos usados para a faixa de frequência. Para a antena PSA, são utilizados 1501 pontos para a faixa de frequência $f_{min} = 500MHz$ e $f_{max} = 3,5GHz$, enquanto a antena patch retangular usou apenas 101 pontos para as frequências variando de $f_{min} = 2GHz$ e $f_{max} = 3GHz$. Esta diferença explica a baixa qualidade do modelo de 4 polos da antena retangular. A quantidade de pontos utilizada na simulação da antena retangular se deve ao objetivo de validar a viabilidade da metodologia proposta com menos pontos, ou seja, investigar até quantos pontos o modelo fornece um resultado adequado.

3.3.3 Influência da resistência de deslocamento ou *offset*

Embora os circuitos nas Figuras 18 e 21 sejam equivalentes do ponto de vista dos nós 3 e 0, cada valor de R_s gera um Z_s diferente. Mesmo aplicando a estratégia de execução de passividade junto ao ajuste vetorial para aproximação dos valores, alguns erros de aproximação podem ser gerados. Para investigar a influência de R_s na qualidade dos modelos, as rectennas da Seção 3.3.2 foram simuladas para diferentes valores de ϵ e diferentes números de polos. A Tabela 3 apresenta a tensão CC na saída do circuito retificador considerando $E_{in} = 3V/m$ e $15V/m$ para a antena PSA e Retangular, respectivamente. Os valores de ϵ foram calculados usando

$$\epsilon = \alpha |\min(\text{Re}\{Z_s(s_i)\})| \quad (17)$$

com $\alpha = \{0.2, 0.4, \dots, 1.4\}$. Como pode ser verificado a partir da última linha da Ta-

bela 3, quando o número de amostras da faixa de frequência e o número de polos estão corretamente configurados, o circuito tende a ser insensível à escolha de R_s .

Tabela 3 – Tensão de saída em função da resistência *offset*

α	PSA			Antena Retangular		
	4 poles	8 poles	16 poles	4 poles	8 poles	16 poles
0.2	0.8162	1.2301	1.4806	0.2478	1.0996	1.0605
0.4	0.7207	1.2509	1.5264	0.1327	1.1292	1.0741
0.6	0.6941	1.2581	1.4117	0.1989	1.1585	1.0777
0.8	0.6740	1.2639	1.4785	0.0814	1.1524	1.0923
1.2	0.6453	1.2726	1.5170	0.1235	1.2290	1.0896
1.4	0.6346	1.2759	1.5180	0.1468	1.1167	1.0854
st. dev.	0.0661	0.0167	0.0428	0.0592	0.0455	0.0118

3.4 Considerações Finais

Um modelo SPICE de circuito equivalente para representação de antenas no modo receptor foi proposto neste Capítulo. Além disso, uma metodologia para garantia de estabilidade para o circuito equivalente foi aplicada e validada. Assim, o modelo pode ser usado para avaliar o desempenho da antena quando acoplada a diferentes circuitos elétricos, inclusive circuitos não-lineares. A metodologia proposta é particularmente adequada para aplicações de rectena, uma vez que permite a análise de diferentes configurações. Logo, a metodologia apresentada possui uma forma computacionalmente mais eficiente para análise de sistema rectena quando comparado com simuladores de análise de onda completa, que utilizam métodos numéricos tais como FEM, FDTD, MOM (*Method of Moments*) dentre outros.

Com base no modelo apresentado nesta Seção pode-se afirmar que o modelo SPICE de extração de circuitos para a antena é vantajoso e computacionalmente eficiente. Porém, para efetuar a otimização do modelo completo, os valores das variáveis de otimização, ou seja, componentes eletrônicos, devem obedecer aos limites máximo e mínimo dos componentes discretos, implicando em maiores restrições no processo. Tendo em vista esta limitação, no próximo capítulo, diferentes técnicas de projeto são propostas para análise do sistema rectena completo.

Técnicas de Projeto

Projetar um sistema rectena é uma tarefa desafiadora pois envolve a análise eletromagnética da antena junto à análise de circuitos não lineares, correspondentes ao circuito retificador. Uma vez que o nível de potência de entrada é baixo e a frequência é variável é necessário um projeto apurado tanto para a antena quanto para o circuito retificador, isso pode ser feito de diferentes formas. A Figura 30 apresenta três diferentes cenários de análise para o sistema rectena.

A primeira abordagem, denominada modelo acoplado na Figura 30(I), constitui o modelo SPICE completo de extração de circuitos. O modelo acoplado permite a análise de onda completa da antena e análise do circuito retificador simultaneamente. Utilizar o modelo acoplado tem como vantagem uma solução global, ou seja, a parametrização de todos os elementos discretos do circuito é feita simultaneamente. Este problema pode ser tratado como um problema misto, pois os componentes são discretos e os parâmetros de otimização da antena são contínuos. Tradicionalmente a otimização topológica é aplicada, uma vez que o espaço de busca é grande, apresentando potencialmente a melhor solução quando comparada aos outros métodos. Porém, nessas soluções específicas é mais difícil prever o comportamento quanto às imperfeições do projeto. Além disso, o problema torna-se computacionalmente mais caro e de difícil convergência, necessitando de técnicas de busca local, onde o espaço de busca acaba tendo que ser limitado para obter um resultado interessante.

Geralmente a análise desacoplada consiste em projetar um circuito de casamento de impedância e filtros acoplados ao circuito retificador assumindo uma antena de 50Ω . Os filtros e o circuito de casamento tem a função de reduzir os harmônicos e maximizar a eficiência. No entanto, na maioria dos trabalhos apresentados componentes como indutores, capacitores ou linhas de transmissão são utilizados nos circuitos casadores como elementos “sem perdas”. Mas na verdade estes componentes induzem perdas no sistema rectena. Um detalhado estudo demonstra que, mesmo que o casamento de impedância alcançado seja perfeito, existe uma perda de até 95% da energia (CHEN; CHIU, 2017).

Em busca da redução de perdas e da complexidade do circuito casador, e da compacta-

bilidade da rectena duas abordagens são apresentadas. O modelo desacoplado apresentado na Figura 30(II) constitui em efetuar a otimização da antena para a impedância do circuito retificador. Assumindo uma antena de 50Ω como ponto inicial, o circuito retificador é então projetado com um circuito casador simples constituído de um *stub*. A antena então é otimizada para minimizar o descasamento com o circuito resultante.

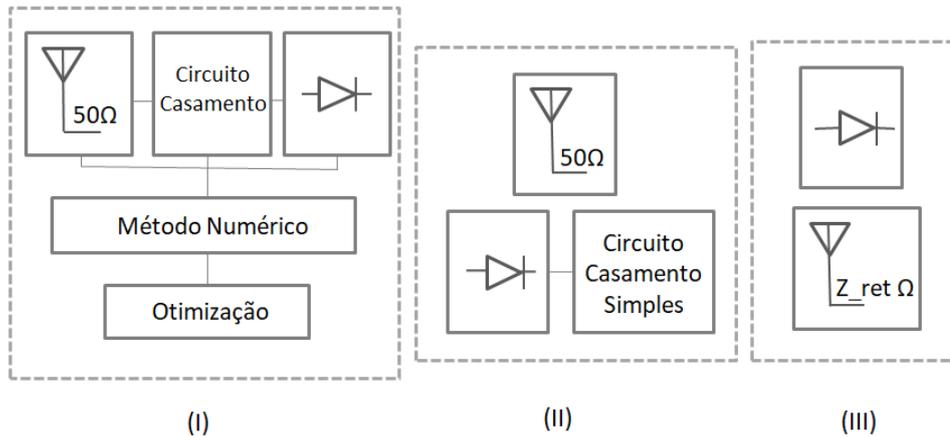


Figura 30 – Modelo de análise rectena (I) modelo completo (II) modelo desacoplado com casador simples (III) modelo desacoplado sem casador

Outra abordagem consiste no projeto desacoplado onde inicialmente o circuito retificador é projetado e depois uma antena específica é otimizada para o casamento direto, como mostra a Figura 30(III). Recentemente essas técnicas têm sido aplicadas para circuitos retificadores de meia onda que apresentam alta impedância de entrada (SONG et al., 2016). Então, a antena é otimizada para altos valores de impedância. Neste trabalho a técnica é aplicada ao circuito retificador dobrador de tensão, que após análise realizada demonstrou baixa impedância de entrada.

4.1 Modelo Rectena Desacoplado: Correção Impedância com circuito casador simples

A fim de fornecer a máxima transferência de energia e maior eficiência, os circuitos de casamento de impedância são amplamente utilizados para conectar a antena ao circuito retificador. Diferentes técnicas para a equivalência de impedância são usadas (MARIAN et al., 2012; SONG et al., 2016). A maioria dos trabalhos apresentados na literatura utilizam uma antena padrão com impedância de 50Ω acoplada ao retificador. Assim, a eficiência de conversão e largura de banda são baixas, normalmente $< 20\%$ (HAGERTY et al., 2004), ou a largura de banda operacional é estreita (SUN et al., 2012). Além disso, os complexos circuitos de casamento de impedância requerem a introdução de vários componentes no circuito, aumentando a complexidade do projeto. Aumentar o número de componentes também pode aumentar a perda e diminuir a eficiência geral do sistema. A eliminação,

ou simplificação dos circuitos de casamento de impedância torna-se interessante para a compactação de uma rectena.

Nesta Seção, uma topologia tradicional de uma antena de 50Ω é utilizada e o circuito de casamento de impedância simplificado. A Figura 31 apresenta o fluxograma com os processos utilizados no projeto do modelo rectena desacoplado com correção de impedância. Inicialmente o circuito retificador é otimizado com um *stub* simples para impedância de 50Ω . O circuito retificador projetado é então construído e medido. Então a impedância da antena de referência é corrigida para casamento direto com o circuito retificador. Assim, o sistema é reduzido a um único elemento de casamento cujo objetivo é apenas fornecer uma impedância de entrada próxima a 50Ω . Além disso, a antena de 50Ω utilizada como solução inicial na correção da impedância da antena, resulta em um problema de otimização paramétrica de espaço reduzido.

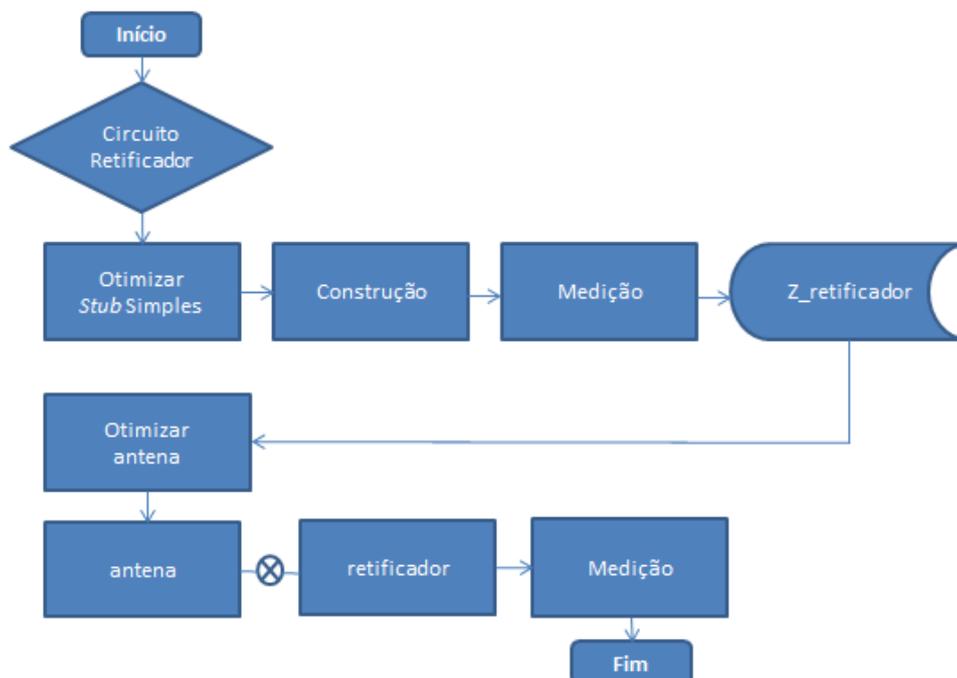


Figura 31 – Fluxograma da técnica de projeto de modelo desacoplado com casador simples

4.1.1 Projeto do Circuito Retificador

O projeto do circuito retificador é um dos passos mais importantes na construção da rectena. Dado que o circuito retificador é um dispositivo vital na realização da conversão da energia, sua topologia bem como a escolha de seus componentes eletrônicos deve levar em consideração as características operacionais do sistema, como a frequência de operação e a potência de entrada. Como o comportamento da fonte de sinal, roteador, é conhecido, o circuito retificador deve ser capaz de manter o sinal de saída na carga para um sinal de

entrada intermitente, visto que a frequência de operação e a potência transmitida variam a cada instante de acordo com o canal do roteador e o tráfego de rede.

Um roteador TP-Link WR 841HP (TPLINK,) é utilizado como a fonte de RE, e a potência de entrada $P_{in} = -20\text{dBm}$, e frequência de operação de 2,45GHz, são utilizados como referência para o projeto. Os valores foram medidos a uma distância de 2 metros. Devido ao baixo nível de potência de entrada, P_{in} , uma topologia de circuito retificador duplicador de tensão é selecionada. Essa topologia fornece uma conversão RF-CC de alta eficiência para baixos níveis de energia (RAZAVI, 2008). A variação no sinal recebido torna a impedância de entrada do circuito retificador de difícil controle. Para minimizar esse efeito, um *stub* aberto é conectado ao terminal de entrada do circuito retificador, com a função de aproximar a impedância equivalente a 50Ω .

A Figura 32 apresenta o esquemático do circuito dobrador de tensão com o *stub* simples usando a ferramenta de otimização do software ADS® (*Advanced Design System*)¹. Como pode ser observada a contribuição do conector SMA, a ser utilizado nas medições e acoplamento com a antena, é inserida no projeto. A otimização é então realizada a partir de um algoritmo genético com 100 iterações tendo como objetivo a impedância de 50Ω na frequência de 2,45GHz e potência de -20dBm . A caracterização do conector e do substrato FR-4 utilizados para o projeto podem ser encontradas em (BRANDAO, 2017).

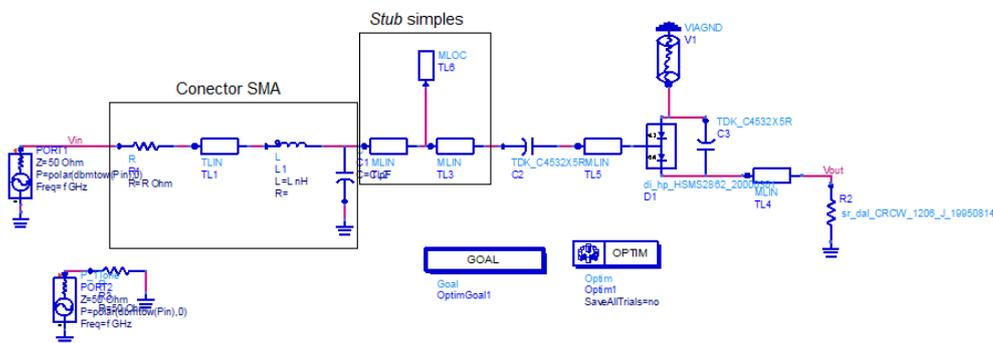


Figura 32 – Esquemático utilizado para projeto do circuito retificador dobrador de tensão com *stub* simples. Componentes eletrônicos utilizados: um diodo HSMS2860, dois capacitores de $100\mu\text{F}$, e uma carga de $1\text{k}\Omega$. Simulação software ADS®.

Para adequar a precisão do circuito retificador proposto, os modelos SPICE dos componentes eletrônicos foram incorporados à biblioteca do software ADS®. A lista dos componentes foi obtida a partir dos fornecedores: os capacitores TDK (TDK, 2017); o resistor Vishay (VISHAY, 2017), e o diodo Schottky Avago Technologies (AVAGO, 2017). O circuito retificador foi fabricado em uma placa de substrato FR-4 de dupla face de cobre com uma constante dielétrica de 4,3 e tangente de perda de 0,001. A caracterização do substrato foi obtida a partir de um estudo realizado por (BRANDAO, 2017). Os valores de carga, $1\text{k}\Omega$ e capacitor $100\mu\text{F}$ foram escolhidos obedecendo o comportamento intermi-

¹ <http://www.keysight.com/>

tente do roteador. E o diodo HSMS2860 escolhido devido à baixa tensão de ruptura e disponibilidade no laboratório.

Dada a frequência de operação, o nível de potência de referência e a topologia do circuito, os parâmetros da Figura 33 podem ser obtidos a partir da otimização realizada assumindo uma carga fixa de $1k\Omega$.

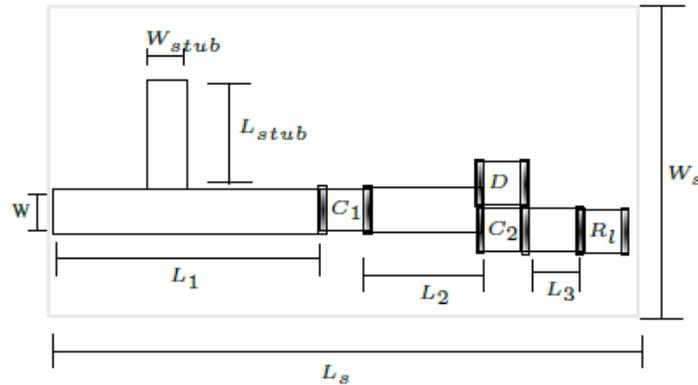


Figura 33 – Topologia do circuito retificador com casador *stub* simples.

O comportamento da impedância do circuito retificador em função das variações de potência e frequência recebidas foram simulados. Conforme Figura 34 (a), a impedância do circuito retificador é alterada de acordo com a variação da potência. Como pode ser observado, mantendo a frequência fixa em 2,45GHz, para a potência de entrada de -20dBm a impedância é $48,61 + j1,17\Omega$, para -30dBm a impedância é de $30,94 - j8,40\Omega$ e $32,488 + j69,13\Omega$ para 0dBm. Alternativamente, uma variação da frequência de 2 a 3GHz foi efetuada, mantendo a potência de entrada fixa em -20dBm. Conforme apresentado na Figura 34 (b), variando a frequência a impedância obtida a 2GHz é igual a $2,4 + j49,5\Omega$, enquanto a 3GHz é igual a $58,52 + j613,59\Omega$ e para 2,45GHz $48,65 + j1,19\Omega$. Os resultados apresentados mostram como o circuito retificador é altamente variável com a frequência e a potência. Por isso é preciso projetar um circuito de fato para o ponto de operação desejado.

4.1.2 Otimização da antena considerando o ponto de operação

A instabilidade da potência recebida pela antena receptora torna difícil a combinação da impedância da antena com o circuito retificador, uma vez que a impedância do circuito retificador varia de acordo com a potência de entrada. Como a antena é um dispositivo linear, o casamento de impedância deve ser realizado considerando um único nível de potência de entrada. Uma escolha natural é aplicar o mesmo ponto de operação usado para projetar o circuito retificador. A principal vantagem de projetar a antena a posteriori é que a impedância da antena pode ser configurada para corresponder ao complexo conjugado da impedância do retificador. Esse processo permite levar em consideração toda a incerteza

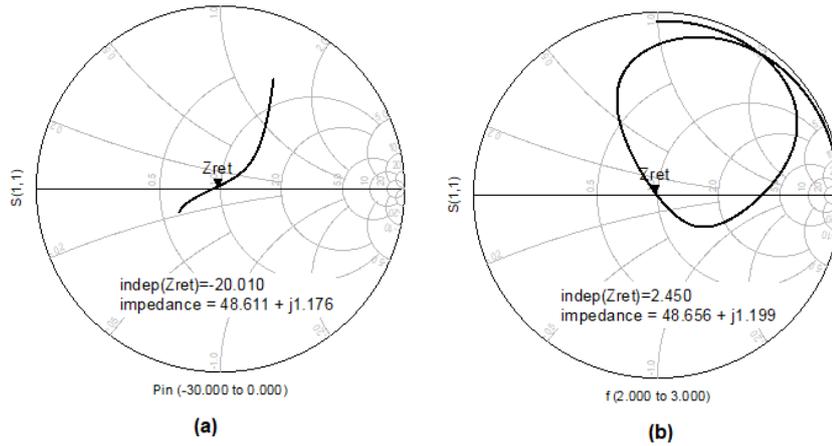


Figura 34 – Impedância do circuito retificador (a) variação na potência de -30 a 0dBm com $f = 2,45\text{GHz}$ fixo (b) variação na frequência em -20dBm.

relacionada com o projeto do circuito retificador, por exemplo, a incerteza relacionada com as propriedades dielétricas do FR-4 ou a incerteza relacionada à não linearidade dos componentes.

Para medir a impedância equivalente do circuito retificador, utilizou-se um analisador de rede vetorial (*Vector Network Analyzer* - VNA). Como resultado, a impedância medida é igual a $49,5 + j31,82\Omega$. A contribuição do conector SMA também foi considerada, uma vez que o mesmo é utilizado para conectar a antena ao circuito retificador. Assim, uma simulação no ADS[®] foi realizada considerando a contribuição do conector para encontrar a impedância conjugada do circuito retificador conforme apresentado na Figura 35. Embora diferente da impedância inicial ($48,61 - j1,17\Omega$), ambas as impedâncias são próximas de 50Ω e podem ser obtidas com simples modificações na geometria da antena.

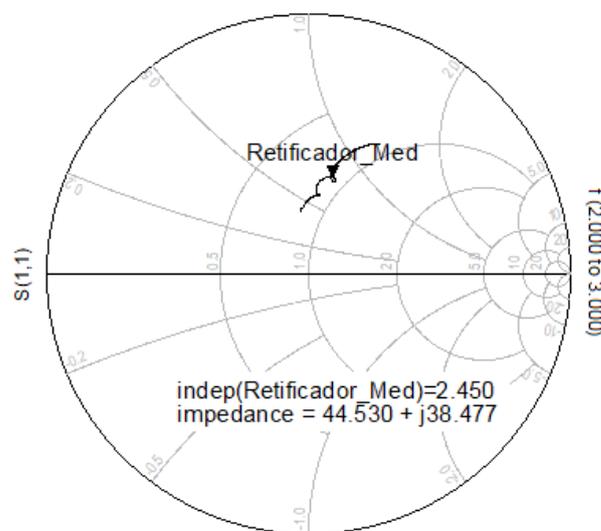


Figura 35 – Impedância complexa do circuito retificador com efeito do conector SMA. Simulação Software ADS[®].

A antena escolhida para casar a impedância do retificador é uma antena patch re-

tangular descrita na Figura 36. As dimensões da antena foram otimizadas a partir do software CST[®], aplicando a técnica de otimização do Algoritmo Genético com tamanho da população igual a 20, 30 iterações e taxa de mutação de 60%. A função objetivo foi definida para atingir $Z_{in} = Z_{ret}^* = 44,5 + j38\Omega$ na frequência de 2,45GHz. A Figura 37 apresenta a impedância da antena otimizada simulada no CST[®]. Uma vez que a impedância de entrada do circuito retificador é próxima de 50Ω , as expressões de forma fechada para a frequência de ressonância podem ser usadas para estimar um espaço de busca reduzido para o algoritmo de otimização. Como consequência, uma convergência rápida foi obtida.

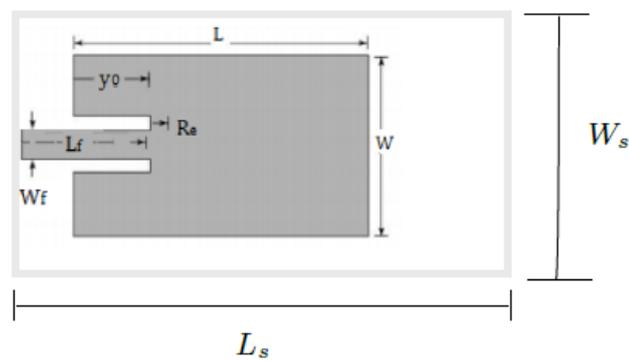


Figura 36 – Geometria da antena modelada no CST[®] e parâmetros de otimização.

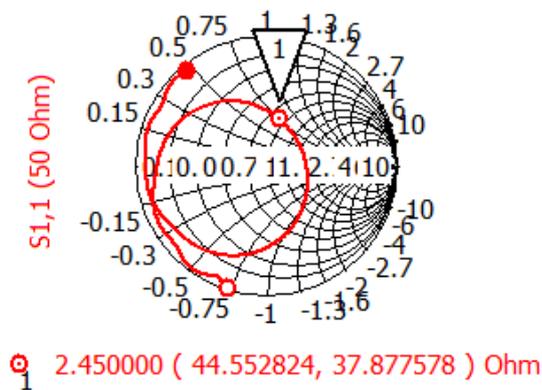


Figura 37 – Impedância Otimizada da antena no CST[®].

O ganho da antena otimizada é apresentado pela Figura 38, e corresponde a 3,386dB. Como esperado, para a geometria retangular a antena apresenta uma diretividade significativa, característica esperada para reaproveitamento de energia, uma vez que a antena é capaz de captar maior quantidade de energia.

Nesta seção a análise completa do sistema rectena foi realizada comparando uma antena convencional de 50Ω com uma antena modificada, ou seja, antena otimizada com impedância para o complexo conjugado da impedância do circuito retificador, projetado e

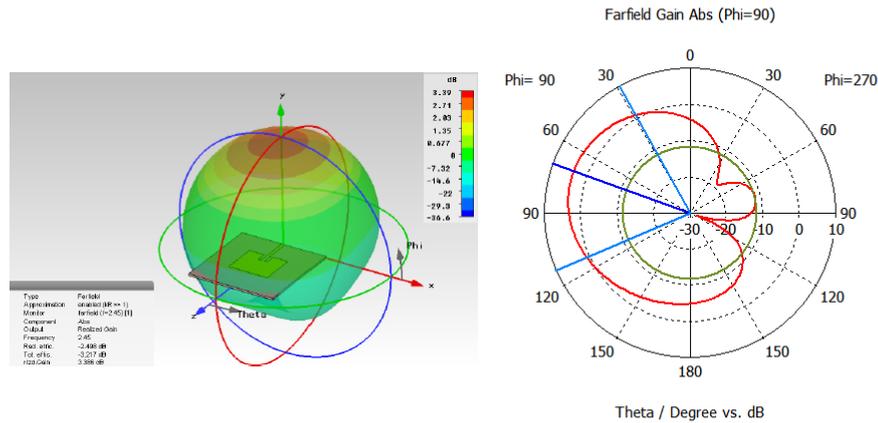


Figura 38 – Ganho 3D e 2D simulado da antena no software CST[®].

medido. Inicialmente, o circuito retificador foi projetado para uma determinada condição de operação. O circuito de casamento de impedância foi substituído por um *stub* simples para manter a impedância do retificador próxima de 50Ω . Assim, a impedância do circuito retificador, medida, foi utilizada para realizar a otimização da antena, demonstrando que antenas de 50Ω podem ser usadas como ponto inicial para projeto de antenas otimizadas. Os resultados da fabricação e medição são apresentados no Capítulo 5. A fim de diminuir o tamanho do sistema rectena e aumentar sua eficiência, os circuitos de casamento de impedância são removidos e a antena é diretamente otimizada para a impedância do circuito retificador ($Z_{antena} = Z_{retificador}^*$). O projeto da rectena acoplada diretamente ao circuito retificador é apresentado na Seção 4.2.

4.2 Modelo Rectena Desacoplado: sem Circuito Casador

Fornecer uma estrutura simples que garanta alta eficiência de conversão RF-CC é uma questão desafiadora. Poucos trabalhos são dedicados a sistemas que não incluem circuitos de casamento de impedância. Em (SUN et al., 2012) é apresentada uma rectena de alta eficiência para colheita de energia, onde a antena foi projetada para combinar diretamente com o circuito retificador a 2,45GHz, e descartar o segundo e terceiro harmônicos, da frequência retificada. Assim o circuito de casamento de impedância pode ser eliminado. Alternativamente, em (SONG et al., 2016) foi proposta uma antena dipolo descentralizada de alta impedância, onde a impedância da antena corresponde ao complexo conjugado da impedância de um circuito retificador. A potência de RF recebida pela antena é entregue ao retificador de forma eficiente sem a necessidade de circuitos de casamento de impedância. Assim, a rectena proposta possui uma simples estrutura, baixo custo e tamanho compacto. No entanto, em ambos os casos, a impedância de entrada das antenas resultantes está longe de 50Ω .

Nos capítulos anteriores pode-se notar que devido a não linearidade e impedância de entrada complexa do circuito retificador, o projeto de uma rectena de banda múltipla e/ou banda larga é sempre desafiador e seu desempenho pode ser facilmente afetado pela variação no nível de potência de entrada. Nesta Seção é apresentada a realização do casamento de impedância entre o circuito retificador e a antena utilizando-se a própria estrutura da antena. A Figura 39 apresenta o fluxograma com as etapas de projeto .

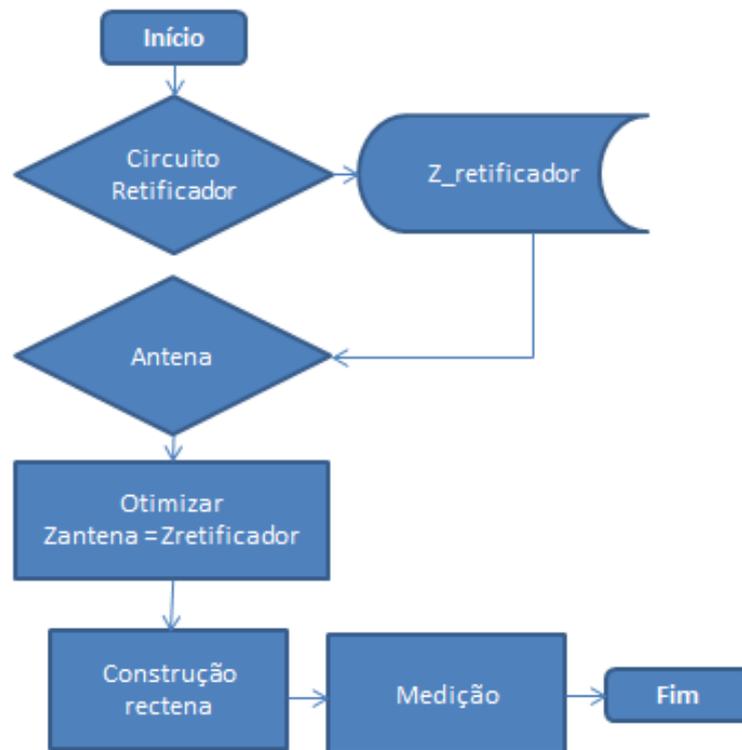


Figura 39 – Fluxograma da técnica de projeto de modelo desacoplado sem circuito casador.

Inicialmente uma criteriosa análise do circuito retificador é realizada. Conforme apresentado no Capítulo 2, a análise do diodo conduz ao conhecimento do comportamento deste dispositivo facilitando o projeto da rectena. Assim a topologia do circuito retificador pode ser facilmente selecionada e analisada. Após avaliação do circuito retificador a escolha de uma geometria de antena que se adeque aos valores desejados de impedância é então efetuada. O casamento direto da antena com o retificador possibilita que a potência de RF recebida pela antena seja fornecida ao retificador de forma eficiente sem a necessidade de inclusão de circuitos de casamento de impedância. Proporcionando um sistema rectena de simples estrutura, baixo custo e tamanho compacto. A geometria da antena é então parametrizada e um algoritmo de otimização é escolhido para o casamento direto na faixa de frequência e potência de operação desejada. Feitas as análises computacionais o sistema pode ser construído e medido.

4.2.1 Análise do circuito retificador dobrador de tensão

Considerando um roteador como fonte de sinal para reaproveitamento da energia, o dispositivo rectena proposto deve ser capaz de operar na faixa de frequência de 2GHz a 2,4835GHz e potência de entrada de -20dBm. Assim o circuito dobrador de tensão foi escolhido por possuir resposta eficiente para baixas potências e poucos componentes eletrônicos, implicando em baixa complexidade de construção. Um circuito retificador dobrador de tensão constituído de um diodo Schottky HSMS2850, dois capacitores $100\mu\text{F}$, e carga de $2,7\text{k}\Omega$, foi simulado no software ADS[®], utilizando os módulos disponíveis para simulação e análise de circuitos operando em RF, HB e LSSP (*Large Signal S-Parameter*). Estes modos de análise foram escolhidos uma vez que consideram a dependência da impedância de entrada dos circuitos retificadores com a frequência e a potência². Devido as taxas de chaveamento do roteador, os capacitores de $100\mu\text{F}$ foram utilizados uma vez que possuem maior tempo de carga, característica importante para o sistema rectena.

A fim de obter melhor precisão do circuito retificador proposto, os modelos SPICE dos componentes eletrônicos foram incorporados à biblioteca do software ADS[®]. A lista dos componentes é facilmente disponibilizada pelos fornecedores: capacitores, resistores e diodo dos fabricantes TDK (TDK, 2017), Vishay (VISHAY, 2017), Avago Technologies (AVAGO, 2017), respectivamente. O circuito é simulado com um valor de carga alto, uma vez que este valor é compatível com muitos tipos de sensores, conversores boost que apresentam alta impedância. A Figura 40 apresenta o esquemático do circuito retificador simulado sem casador. Como pode ser observado, os componentes são ligados bem próximos simulando a situação real do projeto resultando em um circuito simples e compacto. A escolha do diodo HSMS2850 se deve à sua baixa tensão de ruptura (150-250mV) e bom desempenho para potências baixas, cenário que estamos interessados.

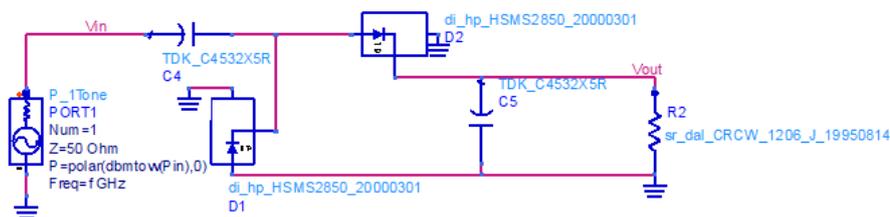


Figura 40 – Esquemático utilizado para projeto do circuito retificador dobrador de tensão. Componentes eletrônicos utilizados: um diodo HSMS2850, dois capacitores de $100\mu\text{F}$, e uma carga de $2,7\text{k}\Omega$. Simulação software ADS[®].

A análise da impedância do circuito retificador dobrador de tensão é apresentada na Figura 41. Conforme esperado, os valores de impedância variam conforme a alteração da frequência e potência de entrada. Para a frequência variando de 800MHz a 3GHz a uma potência fixa de -20dBm, valores de impedância de $114-j287\Omega$ a $10-j65\Omega$ são observados.

² <http://www.keysight.com/>

Impedâncias de $23 + j22\Omega$ a $8 - j89\Omega$ são encontradas para variação de -30 a 30dBm da potência de entrada para frequência fixa de 2,45GHz. Os resultados apresentados demonstram a importância da análise, a priori, do comportamento do circuito retificador para o projeto.

A análise do circuito retificador dobrador de tensão realizada nesta seção apresentou uma baixa impedância no nível de potência e faixa de frequência de interesse. Assim, é necessária a escolha adequada de uma geometria de antena que possua bom comportamento em baixa impedância e graus de liberdade para otimização.

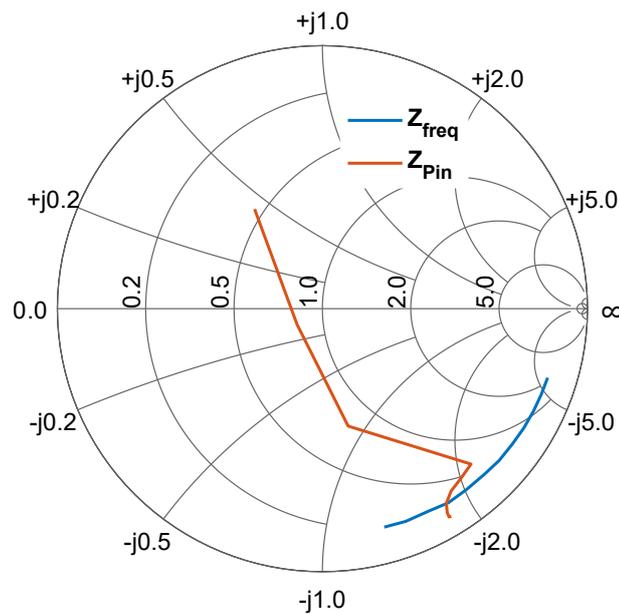


Figura 41 – Impedância do circuito retificador dobrador variando com a frequência e potência de entrada. Simulação software ADS®.

4.2.2 Modelo e Otimização da antena

Dado que os níveis de potência disponíveis no ambiente para RE são baixos, uma criteriosa escolha da configuração da antena a ser empregada na rectena e a otimização de sua geometria são importantes para que bons níveis de potência possam ser coletados.

Inúmeros métodos de otimização são apresentados na literatura, sendo que o melhor resultado depende de cada tipo de problema. A escolha do método depende de uma série de características do problema a ser otimizado, principalmente do comportamento da função que o representa, o que muitas vezes é de difícil determinação.

Problemas de antenas geralmente constituem problemas complexos, não lineares, de difícil representação e derivação, e necessitam de métodos numéricos para se obter a solução. Por isto, ferramentas de programação não lineares estocásticas são as mais aptas para a otimização destes problemas. Assim, para a otimização realizada neste trabalho um algoritmo de Evolução Diferencial, DE (*Differential Evolution*) implementado, foi utilizado. O DE pode ser descrito como uma manipulação de indivíduos que representam

as soluções candidatas. No decorrer das gerações, essas soluções candidatas sofrem modificações de mutação e cruzamento, onde são geradas novas soluções candidatas, e logo após é feita a seleção e o ciclo se repete (GASPAR-CUNHA; TAKAHASHI; ANTUNES, 2012).

O casamento de impedância direto da antena para o circuito retificador já vem sendo proposto por alguns trabalhos (SUN et al., 2012; SONG et al., 2016), onde as antenas são otimizadas para circuitos com solução de alta impedância. Diferente destes projetos, a análise do circuito retificador apresentada neste trabalho demonstrou baixa impedância. Não foram encontradas na literatura soluções envolvendo o casamento direto de reatâncias com circuitos retificadores de baixa impedância. A solução apresentada neste trabalho consiste em adaptar uma topologia de antena semelhante as antenas de RFID que tradicionalmente são otimizadas para casamento do chip de baixa impedância (ZHANG et al., 2008; ZHANG; LI, 2010; ZHANG; ZHU, 2014).

A geometria da antena selecionada para sintonização corresponde a uma antena Bowtie. A escolha da geometria da antena se deve ao seu padrão de radiação omnidirecional e facilidade de alteração. A Figura 42 apresenta a geometria da antena proposta e os parâmetros de otimização. O circuito retificador será acoplado diretamente ao gap desta antena. A modificação consiste em adicionar tiras de curto-circuito nos braços da Bowtie, fornecendo assim meios para a sintonização da impedância de entrada. Esta sintonização é necessária para conectar diretamente a antena à impedância de entrada complexa do retificador. Assim a impedância de entrada pode ser modificada sem alterar as características da antena. Este princípio foi demonstrado em (VISSER, 2013).

Para o circuito retificador dobrador, apresentado neste trabalho, o ponto de operação inicial escolhido para otimização corresponde à frequência de 2,45GHz. Assim, a antena deve ter uma impedância de entrada de $Z_a = Z_{ret}^* = 14 + j90\Omega$. A função objetivo é apresentada pela equação:

$$\begin{aligned} \text{Minimize } f_o &= \sum_{i=0}^N |Z_{ret}^* - Z_a|^2 \\ x_i^{(inferior)} &\leq x_i \leq x_i^{(superior)}, \quad i = 1, 2, \dots, n; \end{aligned} \quad (18)$$

onde f_o representa a função objetivo e $x_i^{(inferior)}$ e $x_i^{(superior)}$ representam os limites das variáveis de decisão. A Tabela 4 apresenta os limites das variáveis de sintonização.

Inicialmente a geometria da antena foi implementada no software HFSS[®] a fim de se obter os valores de impedância. Além disso, as variáveis de projeto são parametrizadas de forma que possam ser utilizadas no processo de otimização. VBScript (*Visual Basic Scripting Edition*) Scripts³ são gerados para executar a interface entre os softwares HFSS[®] e Matlab[®]. Assim, a rotina de otimização pode ser executada a partir de um *Script* ou *toolbox* de otimização do Matlab. O Matlab executa a rotina de otimização criando *Scripts*

³ VBScript (Visual Basic Scripting Edition) é uma linguagem de script ativo desenvolvida pela Microsoft e modelada em Visual Basic.

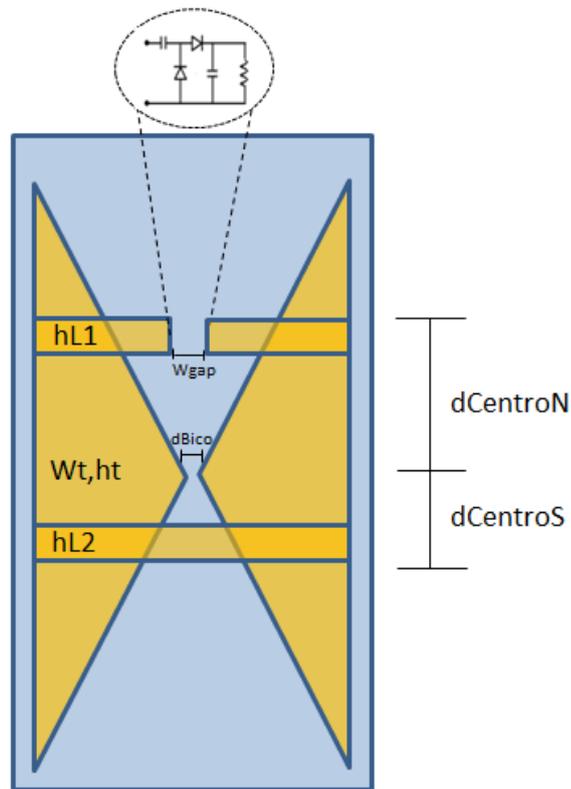


Figura 42 – Geometria antena Bowtie e parâmetros de otimização.

Tabela 4 – Limites das variáveis de decisão de otimização para a antena Bowtie.

Parâmetros (mm)	dBico	hL1	hL2	Wgap	dCentroN	dCentroS	Wt	ht
Min	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	15	25
Máx	3	5	5	3	10	10	35	60

na linguagem de programação *Visual Basic* para obter os dados de simulação do HFSS, esses *scripts* geram comandos automáticos no HFSS a fim de alterar valores das variáveis de projeto, executar a simulação e exportar os dados de forma que possam ser abertos pelo Matlab.

A otimização das antenas foi realizada a partir do algoritmo DE em conjunto com o software Matlab[®]. Aplicando-se a norma-2 ou norma euclidiana, na função objetivo, para otimização da impedância, e utilizando uma população de 30 indivíduos e 30 gerações, obteve-se convergência em um tempo satisfatório. Na Figura 43 pode ser observada a impedância da antena otimizada para a frequência de 2,45GHz, denominada antena O1. Uma impedância de $16+j53\Omega$ foi encontrada. Nota-se que uma boa aproximação foi efetuada para a parte real, mas na parte imaginária obteve-se pequeno desvio. A antena foi então construída e os resultados são apresentados no Capítulo 5.

O próximo passo consiste em aumentar o número de objetivos, ou seja, otimizar a antena para uma faixa de frequência desejada. Para impedância em diversos pontos, na faixa de 800MHz a 3GHz, o algoritmo DE teve dificuldade em convergir. Assim, um

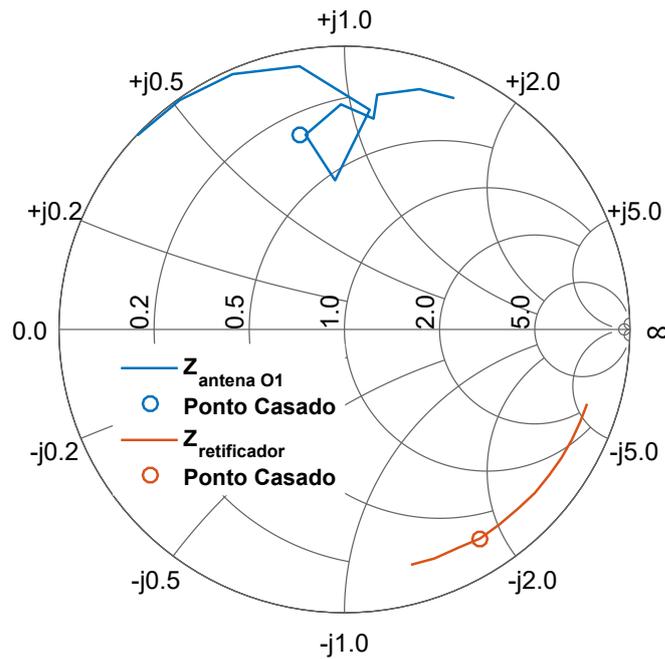


Figura 43 – Impedância antenna otimizada 1 ponto

novo método de otimização foi utilizado, o algoritmo genético NSGA-II (*Non Dominating Sorting Algorithm II*) proposto por (DEB et al., 2002). O algoritmo convergiu para 30 gerações e para 3 pontos de frequência, 2GHz, 2,2GHz e 2,45GHz, respectivamente. A antena casada para 3 pontos de operação na faixa ISM foi nomeada como antena O3, e apresentou impedâncias de $25+j99\Omega$, $18+j113\Omega$ e $15+j132\Omega$, respectivamente. A Figura 44 apresenta a impedância da antena e os pontos casados entre a antena e o circuito retificador.

Acredita-se que o algoritmo obteve convergência somente para os pontos mais próximos devido a similaridade do comportamento do circuito retificador e da antena, suave dentro da banda. Ao aumentar o número de pontos, o algoritmo não converge corretamente uma vez que a antena não possui graus de liberdade suficientes.

As alterações das características geométricas da antena bowtie apresentada, não alteraram o valor do ganho. Então, o foco do processo de otimização se limitou aos valores de impedância. A otimização não foi aprofundada uma vez que o foco do trabalho era a construção e análise experimental. Os resultados da antena construída e medida são apresentados no Capítulo 5.

4.3 Considerações Finais

Uma metodologia de dois passos para projetar um dispositivo de colheita de energia sem fio de baixa potência foi proposta. Inicialmente, o circuito retificador foi projetado para uma determinada condição de operação. O circuito de casamento de impedância

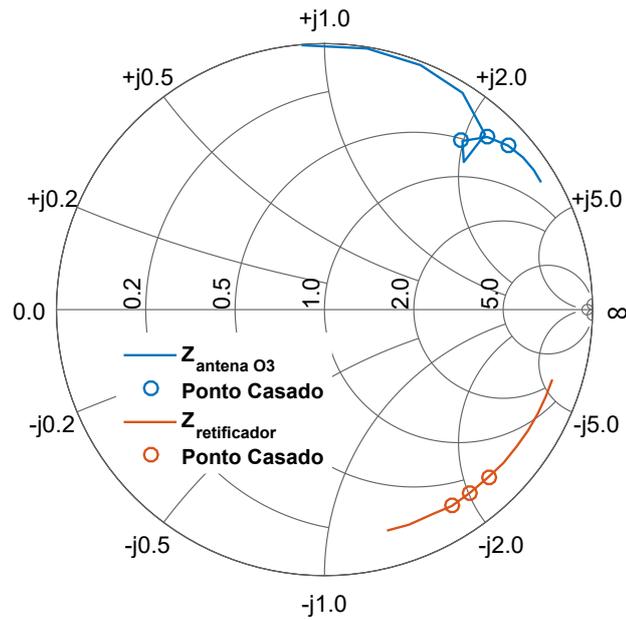


Figura 44 – Impedância antena otimizada para 3 pontos

foi substituído por um *stub* simples para manter a impedância do retificador próxima de 50Ω . A impedância do circuito retificador foi medida e utilizada para realizar a otimização da antena. Como resultado, antenas de 50Ω podem ser usadas como ponto inicial para projetar antenas otimizadas.

Posteriormente, o projeto com eliminação completa do circuito de casamento de impedância foi apresentado. A partir dos dados de impedância do circuito retificador dobrador, uma antena Bowtie foi sintonizada para minimizar o descasamento com o circuito resultante. A impedância pode ser modificada sem alterar as características da antena, a partir de um curto-circuito inserido entre os braços da Bowtie. Notou-se que ao inserir um curto assimetricamente em relação a alimentação pode se obter um grau adicional de liberdade no ajuste da impedância de entrada. Porém, esta sintonização pode ser realizada para um pequeno número de pontos.

A validação dos resultados para as técnicas de projeto apresentadas neste Capítulo seguem no Capítulo 5.

Resultados

Este capítulo tem como objetivo validar as técnicas de projeto apresentadas nos Capítulo 4 a partir de medições dos protótipos construídos. Inicialmente o modelo desacoplado de correção de impedância com circuito casador simples é apresentado. Depois, o modelo da rectena sem circuito casador.

5.1 Setup de Medição

Antes de iniciar o capítulo de resultados, é importante apresentar o setup utilizado para realização das medições. No Laboratório de Eletromagnetismo do Cefet-MG, uma sala de 27m², foram dispostos os equipamentos de medição e os protótipos das rectenas. Conforme apresentado na Figura 45, uma bancada de madeira (1) foi utilizada para dispor os equipamentos: gerador de sinais e antena ou somente o roteador (2), rectena (3) e o osciloscópio(4). Ressalta-se que todos os equipamentos contidos no laboratório tais como: demais roteadores, telefones celulares, monitores de computador, e computadores foram desligados.

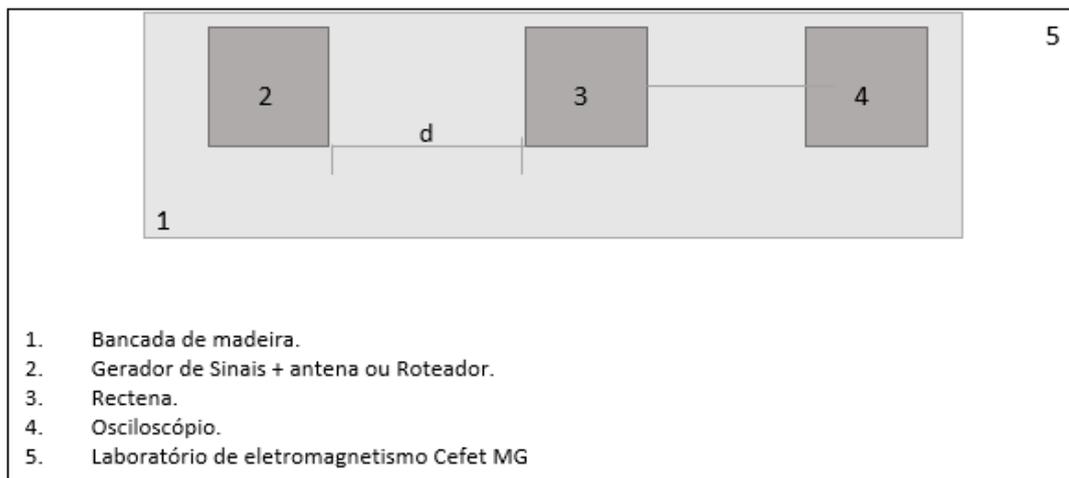


Figura 45 – Setup de medição utilizado nos experimentos.

Então, uma medição dos protótipos rectena com todos os equipamentos desligados foi efetuada. A Figura 46 apresenta um comparativo dos valores de tensão versus distância, para os protótipos rectena compostos pelas antenas O1 e O3, sem fonte de sinal ligada e com uma fonte de sinal ligada. Neste caso um roteador foi utilizado atuando como fonte transmissora para o teste de reaproveitamento de energia. Valores de tensão de 9,5mV e 6,22mV são observados quando não há nenhum equipamento ligado no laboratório. Pode-se verificar, que apesar do ambiente não ser um ambiente anecoico ideal, o ruído ambiente tem pouca influência nos resultados.

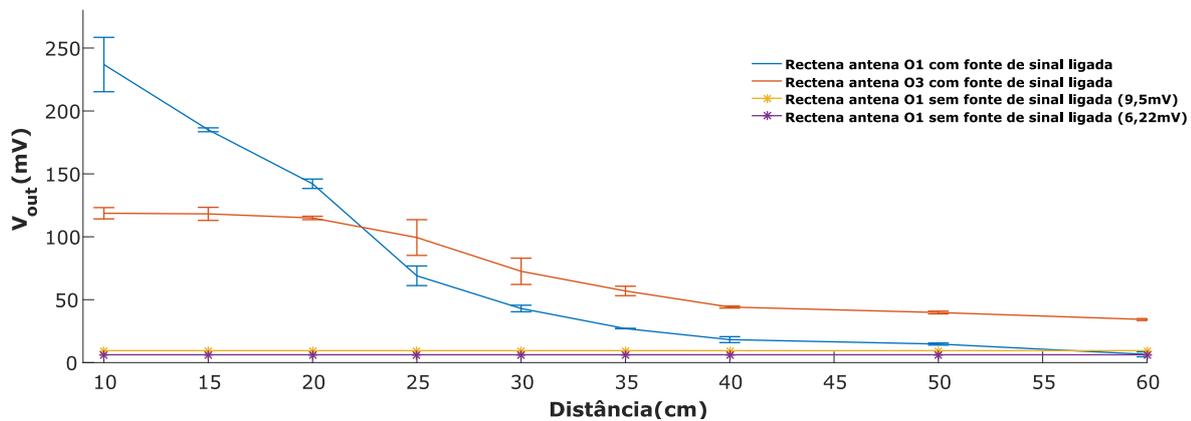


Figura 46 – Comparativo medição rectena com roteador atuando como fonte de sinal e sem fonte de sinal ligada.

5.2 Modelo Rectena Desacoplado: correção de impedância com circuito casador simples

O modelo desacoplado de correção de impedância consiste em um modelo rectena onde a antena é acoplada ao circuito retificador com casador simples. Conforme apresentado na Figura 33, a geometria do circuito retificador com *stub* simples de casamento de impedância foi otimizada e as novas dimensões do circuito são mostradas na Tabela 5. O circuito retificador foi construído em uma placa de FR-4, contendo dupla face de cobre, os componentes eletrônicos utilizados no projeto e construção do circuito são apresentados na Tabela 6. Dois conectores SMA fêmea 3011 foram soldados junto a placa para acoplamento do circuito à antena e à carga, conforme apresenta a Figura 47 (a) e (b).

Após a otimização do circuito duas antenas foram construídas utilizando o mesmo substrato de FR-4 do circuito retificador. Os parâmetros de geometria obtidos na simulação e os utilizados para o espaço de busca correspondentes a uma antena de 50Ω utilizada como referência estão na Tabela 7. Na Tabela 7, a antena A corresponde à antena com impedância de 50Ω e a antena B é a antena com a impedância corrigida para a impedância do retificador. Ressalta-se que os protótipos foram construídos a partir de um processo

Tabela 5 – Dimensão das linhas de casamento do circuito retificador.

Parâmetros	Dimensões (mm)
L_s	30
W_s	20
L_1	11
L_2	5
L_3	8
L_{stub}	14
W_{stub}	3
$W_{L_{1,2,3}}$	2

Tabela 6 – Componentes eletrônicos utilizados na simulação e construção do circuito retificador.

Componente	Características
D	Avago HSMS2860TR1G
C_1C_2	100 μ F, TDK C4532X5R1A107M280KC
R_l	1k Ω , Vishay CRCW1206102J

manual de construção, e que o substrato FR-4 utilizado possui permissividade elétrica relativa igual a 4,3 e tangente de perdas de 0,025.

Tabela 7 – Dimensões das antenas otimizadas.

Parâmetros	Antena A (mm)	Antena B (mm)
L_s	67	73
W_s	70	72
L	29	28
W	30	33,5
L_f	14	20,5
W_f	2,5	2,7
y_0	8,9	8,2
R_e	2,9	2,8
Gap	1	2,67

A técnica de projeto apresentada na Seção 4.1 é aqui validada experimentalmente. O sistema rectena é composto por uma antena impressa retangular, conforme Figura 47 e circuito retificador com casador simples. O desempenho da antena B, com impedância corrigida para a impedância do circuito retificador, é comparado ao desempenho de uma antena de 50 Ω , denominada antena A.

Inicialmente, a fim de validar a funcionalidade do circuito retificador, o gerador de sinais de alta frequência N5181A da fabricante Keysight[®] foi conectado à entrada do circuito retificador e a tensão de saída CC foi medida utilizando-se o osciloscópio DSOX6004A, também da fabricante Keysight[®]. A Figura 48 mostra a curva de tensão de saída do retificador para diferentes níveis de potência de entrada. Como pode ser observado, o circuito

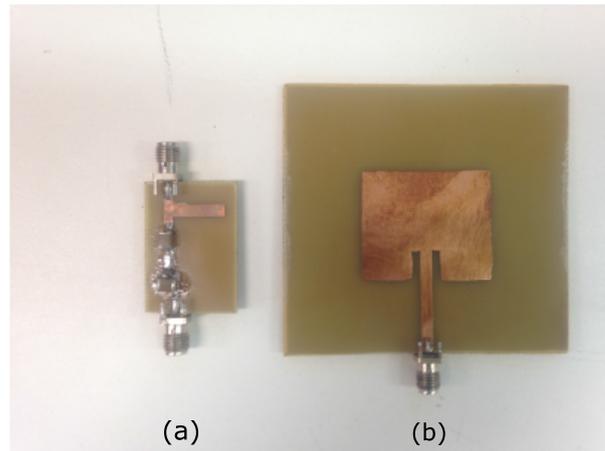


Figura 47 – Protótipo rectena construído: (a) circuito retificador com casador simples, (b) antena impressa retangular.

começa a funcionar a partir da potência -20dBm , potência de entrada na qual o circuito foi projetado. Também é possível verificar que a medida que a potência de entrada aumenta, a tensão de saída também aumenta, de forma não linear demonstrando o comportamento não linear do circuito retificador. Esse comportamento pode ser observado em outros trabalhos (YOO; CHANG, 1992; NISHIDA et al., 2011).

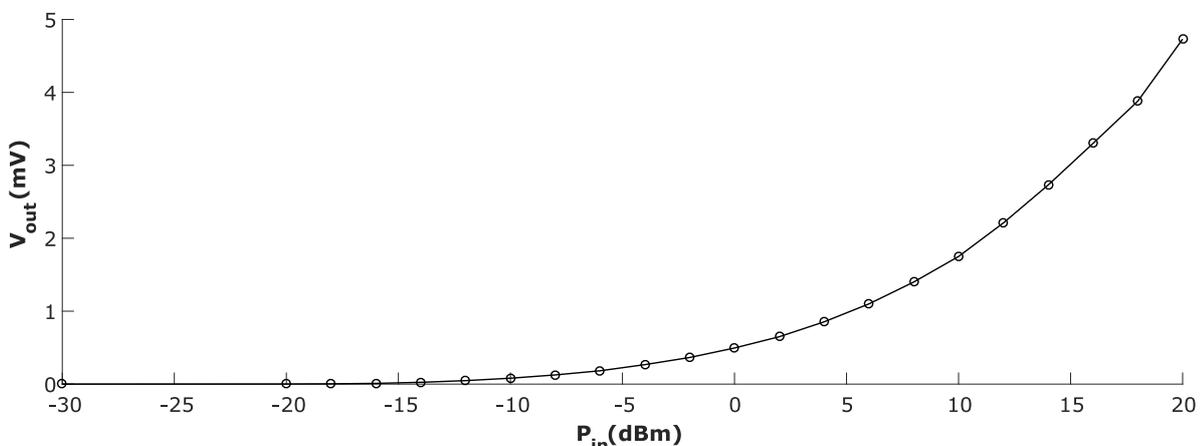


Figura 48 – Tensão de saída CC do circuito retificador em diferentes níveis de potência de entrada.

Assim como o circuito retificador, os protótipos das antenas também foram medidos utilizando o analisador de rede da fabricante Keysight[®]. A impedância da antena simulada no CST[®], Z_{CST} , e otimizada para correção da impedância é apresentada na Figura 49 e os resultados são comparados com as medidas obtidas das antenas construídas, A e B. Uma forte similaridade entre o comportamento das impedâncias simulada e medidas é observada. Os valores de impedância de entrada, simulados e medidos, são destacados na frequência de $2,45\text{GHz}$, bem próximos do valor da impedância do circuito retificador projetado e medido. Pequenas diferenças estão relacionadas com o processo de fabricação.

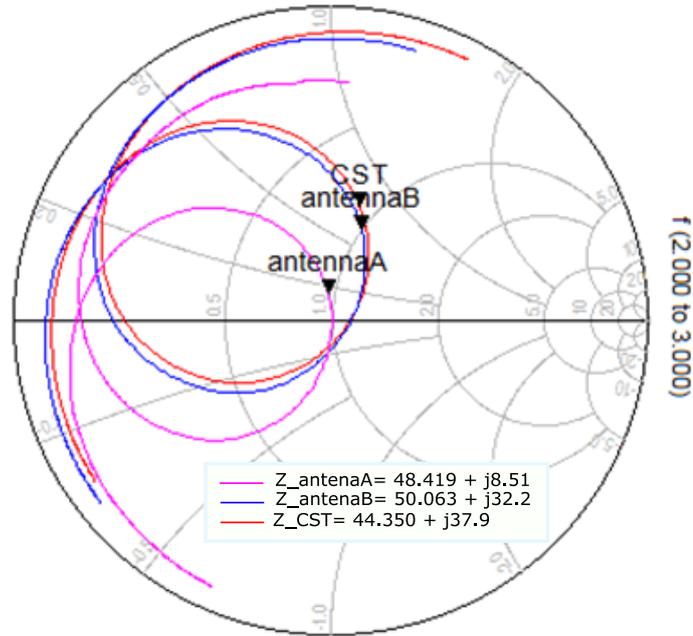


Figura 49 – Dados medidos e simulados na frequência de 2,45GHz para impedância das antenas A e B

Após a construção e validação dos protótipos, das antenas e do circuito retificador, a análise completa do sistema rectena pode ser realizada.

5.2.1 Análise da Rectena

Para validar o desempenho do sistema completo rectena, composto pela antena com impedância otimizada e o circuito retificador, um teste de reuso eletromagnético foi realizado usando um roteador TP-Link WR 841HP (TPLINK,). O roteador foi configurado para operar na frequência de 2,452GHz, com a potência de saída igual a 26dBm. O esquema de medição para o sistema rectena é apresentado na Figura 50. Uma antena patch retangular construída em um substrato Rogers RT/Duroid[®] 5880, $\epsilon_r = 2,2$ e $\delta = 0,0009$, com impedância de 50Ω e ganho de 6,928 dB, é ligada ao roteador para operar como transmissora. Esta antena foi escolhida por ser mais diretiva. A Tabela 8 apresenta os equipamentos utilizados na medição. O desempenho da rectena é medido, a partir de um osciloscópio, para diferentes distância entre o sistema e o roteador.

A fim de validar a proposta de que a antena casada para a impedância do circuito retificador possui melhor desempenho, os resultados são comparados com o obtido usando a antena 50Ω . Cada antena receptora, A e B, foi acoplada ao circuito retificador usando um adaptador SMA macho. A Figura 47 mostra um dos protótipos construídos (antena B) e o circuito retificador. O conector SMA também é usado para conectar o circuito retificador à carga resistiva de $1k\Omega$.

Assim, o sistema rectena é afastado, à distâncias de centímetros, da fonte de sinal, o roteador. Para cada distância, ambas as antenas, A e B, foram utilizadas para colher



Figura 50 – Setup de medição utilizando como transmissora antena de 50Ω ligada ao roteador.

Tabela 8 – Descrição dos equipamentos utilizados nas medições.

	Equipamento	Fabricante
1	Roteador WR 841HP	TP-LINK
	Antena 50Ω	Rogers RT/Duroid 5880
2	Rectena	—
3	Osciloscópio DSOX6004A	Keysight

a energia RF. A tensão de saída CC medida em função da distância é apresentada. De acordo com a Figura 51 é possível verificar que a tensão diminui com o aumento da distância, conforme esperado, já que a potência coletada pela antena receptora é menor.

A eficiência de conversão de energia medida é calculada conforme Equação 19. Tradicionalmente a eficiência dos sistemas rectenas são calculadas dessa forma (SUN et al., 2012; SONG et al., 2016; RAZAVI, 2008; MARIAN et al., 2012; KANAYA et al., 2013).

$$\eta(\%) = \frac{P_r}{P_{in}} = \frac{(V_{out})^2}{R_L} \frac{1}{P_{in}}. \quad (19)$$

A Figura 52 apresenta o comparativo das eficiências das rectenas compostas pelas antenas A e B. Conforme esperado, a medida que a distância entre a rectena e a fonte aumenta a eficiência diminui. Uma eficiência máxima de 56,1% foi observada, valor consideravelmente maior do que o obtido com a antena de 50Ω , 40,96%.

Nesta seção foi feita uma análise de dois diferentes sistemas rectena. Um dos modelos constituído por uma antena com impedância de 50Ω acoplada ao circuito retificador dobrador de tensão com um *stub* simples de casamento. E o outro modelo rectena composto da antena com impedância otimizada para a impedância do circuito retificador proje-

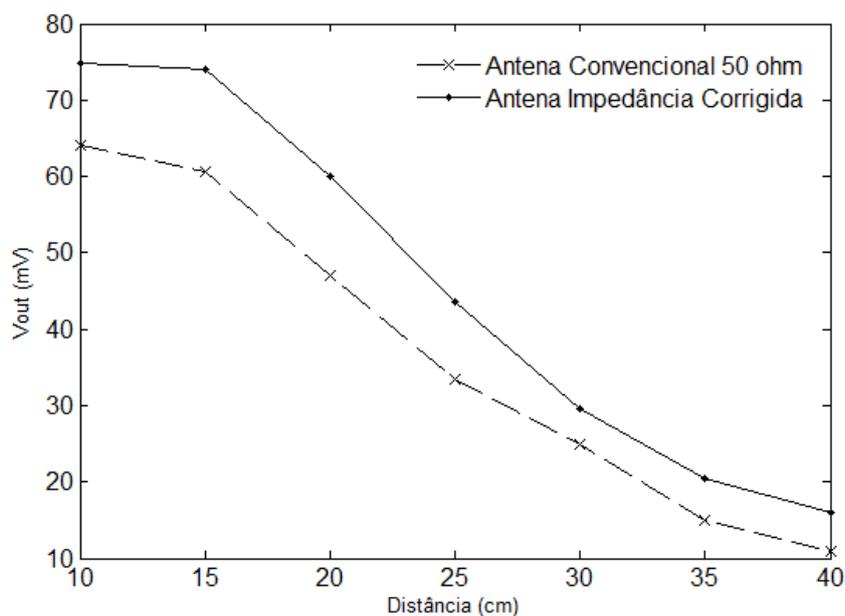


Figura 51 – Comparativo tensão de saída rectena constituída pelas antenas A e B.

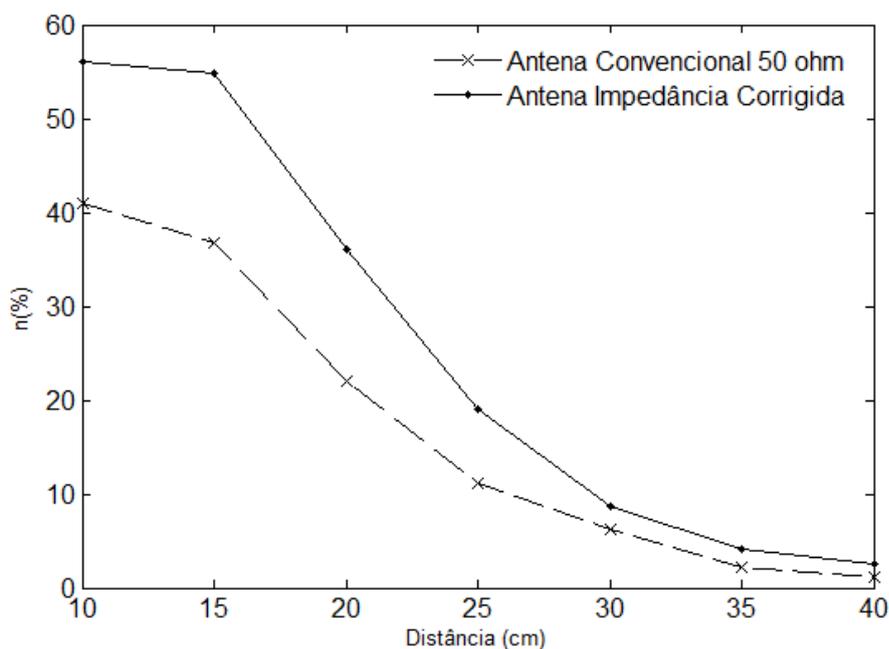


Figura 52 – Comparativo eficiência rectena constituída pelas antenas A e B.

tado e medido, acoplada ao circuito retificador. Comparando uma antena convencional, 50Ω , com a antena modificada pode ser observado que a antena modificada possui melhor desempenho, mesmo em diferentes condições de operação. Confirmando assim, a importância do casamento de impedância em um sistema rectena.

Tabela 9 – Dimensões de projeto das antenas otimizadas.

Parâmetros	Antena O1 (mm)	Antena O3 (mm)
dBico	0,93	1,21
hL1	3,32	0,5
hL2	2,89	2,26
Wgap	0,91	2,35
dCentroN	1,2	3,21
dCentroS	1,85	0,88
Wt	16,85	20,77
ht	57,10	35,99

5.3 Modelo Rectena Desacoplado: sem circuito casador

O processo de validação do modelo completo é feito em duas etapas. Inicialmente as antenas e o circuito retificador são construídos e medidos separadamente. Depois o protótipo do sistema rectena proposto é construído e validado experimentalmente.

5.3.1 Validação da Antena

Após processo de otimização, os protótipos das antenas foram construídos conforme dimensões apresentadas na Tabela 9 em um substrato de FR-4, $\epsilon_r = 4,4$ e $\delta = 0,002$, com uma face de cobre utilizando-se a prototipadora Proto TTP2, da fabricante TTP Ind. Mecânica[®]. A antena otimizada para a frequência central de 2,45GHz foi nomeada como antena O1, e a antena otimizada para 3 pontos como antena O3.

Para medição da impedância da antena O1 um conector SMA 3011 foi soldado entre os terminais. Ao inserir o conector e a solda, interferências adicionais são notadas no comportamento da impedância da antena conforme apresentado pela Figura 53.

Nota-se que há uma diferença entre os valores simulados e medidos. Na Figura o ponto de operação em azul corresponde à impedância simulada da antena $16+j53\Omega$. Já o ponto de operação sinalizado em verde corresponde à impedância medida para a frequência de 2,45GHz, ponto no qual a antena foi otimizada, correspondendo a $70+j4\Omega$.

A Figura 54 apresenta os valores medidos comparados aos simulados para a antena otimizada para 3 pontos de operação. Conforme esperado, a inclusão do conector SMA para medição da impedância da antena conduz a valores de impedância medidos diferentes dos simulados. Os pontos de operação sinalizados em azul, correspondem aos pontos otimizados para as frequências de 2, 2,2 e 2,45GHz e os valores de impedância são $25+j99\Omega$, $18+j113\Omega$ e $15+j132\Omega$, respectivamente. Os valores medidos correspondentes aos pontos de operação das frequências otimizadas estão sinalizados em verde na Figura 54 e equivalem a $60+j29\Omega$, $151+j23\Omega$ e $102-j51\Omega$.

O sistema rectena foi projetado para operar junto ao circuito retificador, assim, os pontos de medição encontram-se apenas na saída CC do sistema. Então, para medição do comportamento da impedância da antena, sem o circuito retificador, foi necessário a inclusão do conector SMA. Os protótipos das antenas foram conectados ao analisador de rede para medição da sua impedância. Como pode ser observado, o efeito do conector influencia os resultados medidos. Sabe-se que a impedância de entrada do conector SMA é praticamente imaginária. Deste modo, ao ligar o conector à antena o mesmo se comporta como uma linha de transmissão de impedância característica de 50Ω operado em aberto.

O modelo do conector SMA foi incluído nas simulações com intuito de corrigir o problema dos resultados. Mas diversas incertezas quanto ao ajuste da solda, aos furos para inclusão do conector, ao material e fabricante do conector são encontradas. Assumindo as experiências anteriores (PEREIRA, 2014), onde os resultados simulados e medidos são próximos, optou-se por não aprofundar nas técnicas de correção dos efeitos do conector e partir para a análise do sistema completo.

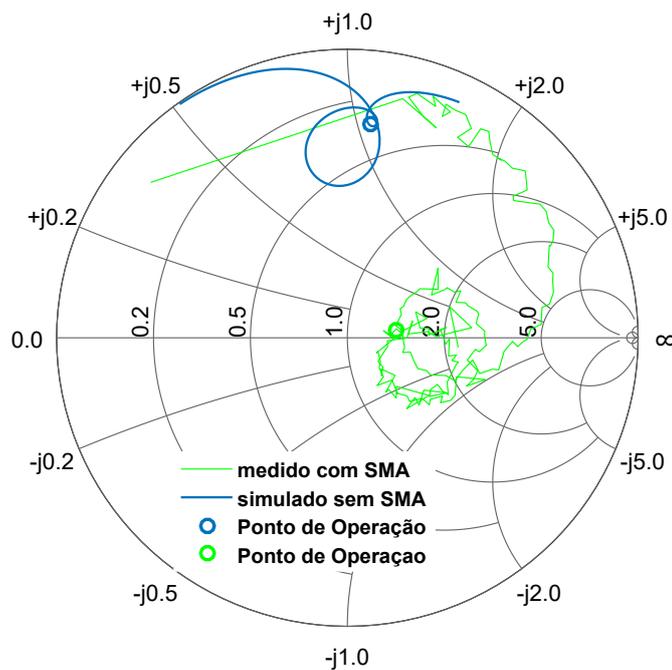


Figura 53 – Comparativo impedância medida versus simulada antena O1.

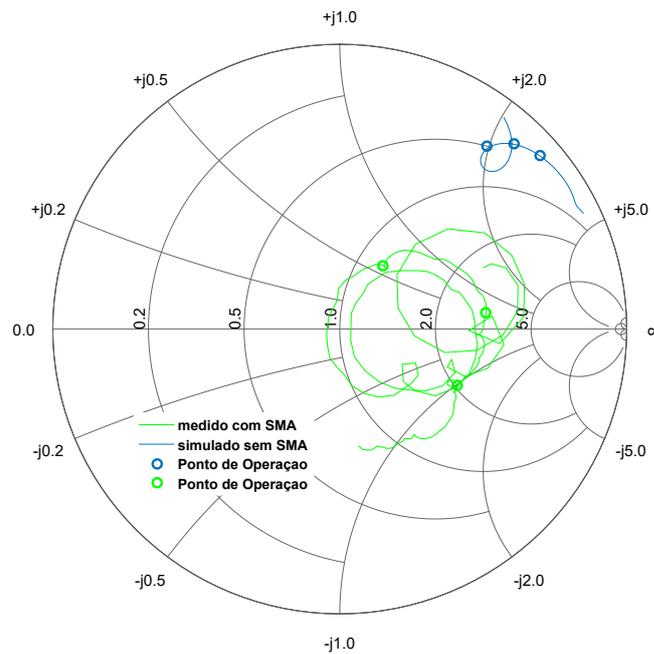


Figura 54 – Comparativo impedância medida versus simulada antena O3.

5.3.2 Validação do Circuito Retificador

O protótipo do circuito retificador dobrador de tensão foi construído utilizando-se 2 capacitores TDK (C4532X5R1A107M280KC), 2 diodos Schottky HSMS2850 e 1 resistor de $2,7k\Omega$ (CRCW12102K70JNEA), dos fabricantes TDK[®], Broadcom[®] e Vishay[®], respectivamente.

O circuito retificador foi simulado acrescentando a contribuição do conector SMA, visto que o mesmo foi utilizado para medição. A Figura 55 apresenta o comparativo dos valores de impedância do circuito retificador dobrador de tensão simulado, simulado com SMA e medido. Observa-se que para a frequência de 2,45GHz as impedâncias simuladas do retificador sem conector, com conector e medido com conector correspondem a $Z_{ret} = 14 - j90\Omega$, $Z_{ret_{SMA}} = 17 - j150\Omega$, $Z_{ret_{Medido}} = 25 - j25\Omega$, respectivamente. Ligeiras diferenças nos valores das impedâncias estão associadas ao processo de construção, ao conector SMA e interferências no VNA.

Para validar o comportamento da tensão de saída, o circuito retificador foi ligado diretamente ao gerador de sinais N5181A da fabricante Keysight[®] com uma frequência fixa de 2,45GHz e potência variando de -30 a 20dBm. A Figura 56 apresenta a tensão de saída medida do circuito retificador com a variação da potência recebida. Nota-se que a medida que a potência de entrada aumenta, a tensão de saída do circuito também aumenta, conforme esperado.

A análise do modelo computacional com as contribuições do conector SMA comparada ao modelo medido corresponde a uma validação indireta dos resultados que estamos

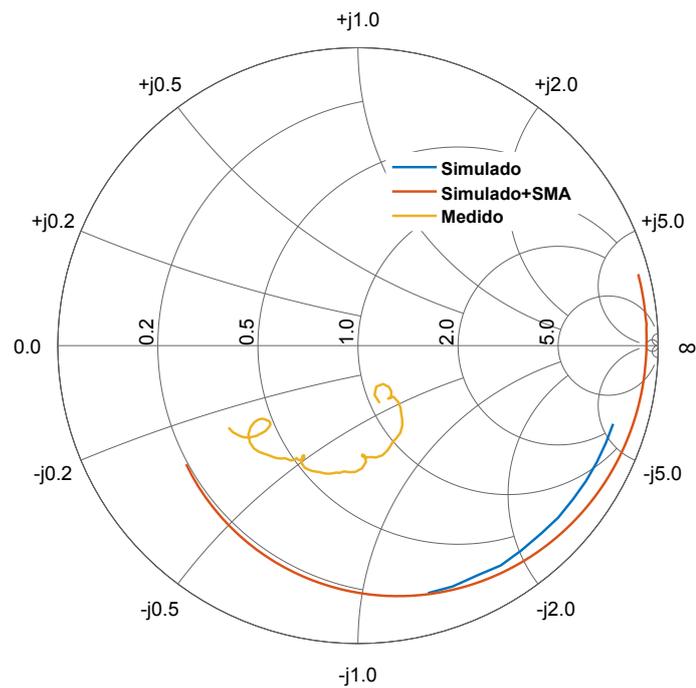


Figura 55 – Comparativo da impedância do circuito retificador: Simulado, Simulado com SMA e Medido.

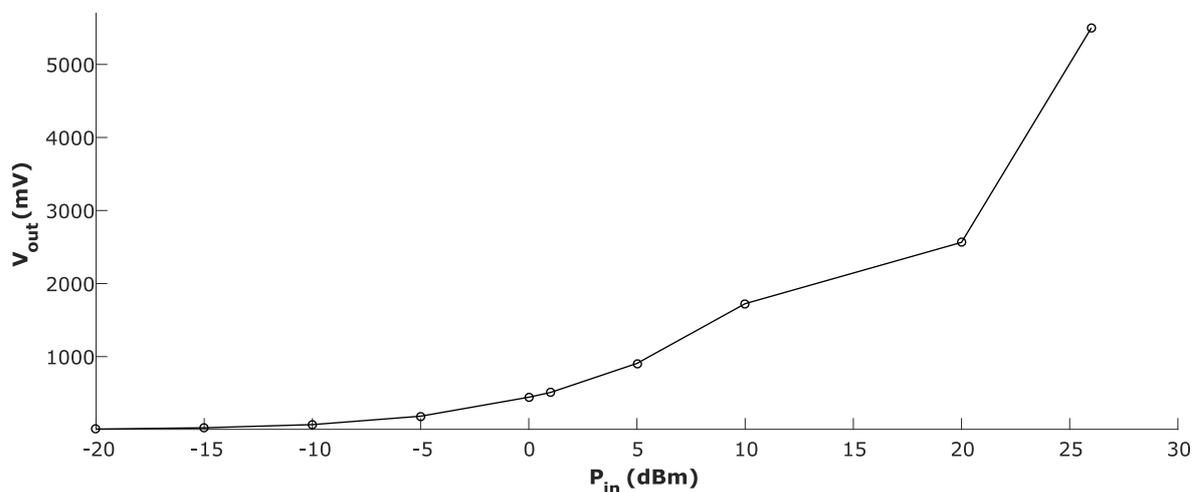


Figura 56 – Tensão de saída CC do circuito retificador medida com frequência fixa de 2,45GHz e variação da potência de entrada. Osciloscópio DSOX6004A Keysight®

trabalhando. Os erros associados aos efeitos dada a contribuição do conector SMA são maiores que os valores de impedância que se deseja medir, dando uma indicação que o projeto está correto.

5.3.3 Análise dos protótipos rectena

As antenas otimizadas foram construídas junto ao circuito retificador dobrador de tensão, em um substrato de FR-4 de uma face de cobre utilizando-se a prototipadora Proto TTP2, da fabricante TTP Ind. Mecânica[®]. A Figura 57 apresenta as duas rectenas construídas. Como pode ser observado, a esquerda da figura é apresentada a rectena constituída da antena O1 acoplada diretamente ao circuito retificador. Já a direita é representada a rectena composta pela antena O3 acoplada ao circuito retificador dobrador de tensão escolhido para o projeto.

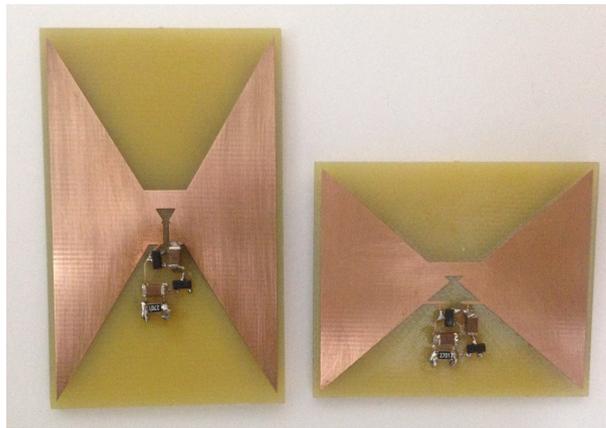


Figura 57 – Protótipos rectena construídos em que as antenas otimizadas estão acopladas diretamente ao circuito retificador. A esquerda antena O1, a direita antena O3.

Replicando o mesmo procedimento realizado para análise do modelo desacoplado, na seção 5.2.1, um teste de RE foi realizado usando o roteador TP-Link WR 841HP conforme apresentado pela Figura 58. O roteador foi configurado para operar na frequência de 2,452GHz, a uma potência de saída igual a 26dBm. Para garantir diretividade e maior concentração de potência, inicialmente a antena de 50Ω apresentada na subseção 5.2.1, foi ligada ao roteador operando como transmissora.

A densidade de potência é calculada a título de comparação com a potência recebida pela antena conforme a distância. Assim, a densidade de potência é obtida distribuindo a potência total sobre uma superfície esférica com a área $4\pi R^2$ (BALANIS, 2016):

$$S = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2}. \quad (20)$$

A antena no lado receptor captura parte dessa densidade de potência com uma abertura efetiva. A potência recebida P_r é dada por:

$$P_r = A_r S_r. \quad (21)$$

onde A_r é a abertura efetiva da antena receptora na direção da antena transmissora. A abertura efetiva está relacionada ao ganho da antena por

$$A_r = G_r \frac{\lambda_0^2}{4\pi}. \quad (22)$$

onde λ_0 é o comprimento de onda do sinal transmitido. Substituindo a Equação 22 na Equação 21 tem-se a equação de transmissão de Friis onde a potência recebida nos terminais da rectena é dada como

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2. \quad (23)$$

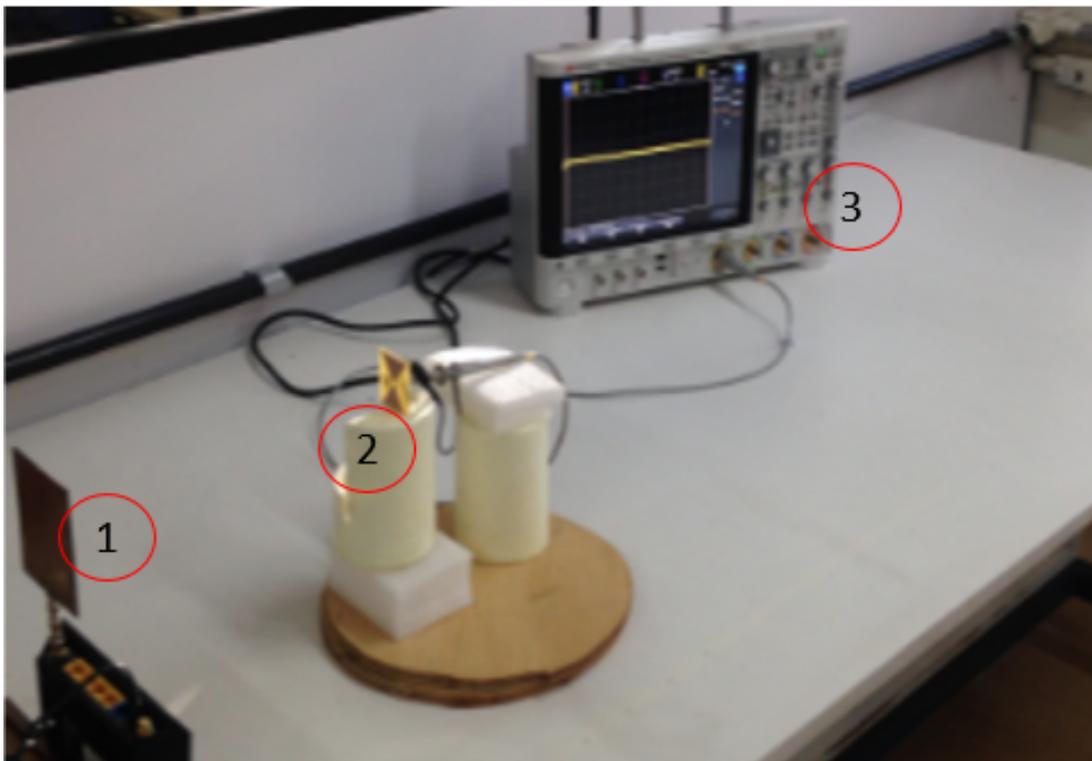


Figura 58 – Setup de medição utilizando roteador como fonte de sinal.

Tabela 10 – Descrição dos equipamentos utilizados nas medições.

	Equipamento	Fabricante
1	Roteador WR 841HP	TP-LINK
	Antena 50Ω	Rogers RT/Duroid 5880
2	Rectena	—
3	Osciloscópio DSOX6004A	Keysight

As Figuras 59 (a) e (b) apresentam a densidade de potência disponível no ambiente versus a potência recebida pelas rectenas compostas das antenas A e B, ou seja, antena 50Ω e a antena com a impedância corrigida. O gráfico apresenta a disponibilidade de potência no ambiente e o quanto de potência pode ser extraído pelo sistema rectena. Conforme

observado há um decaimento da potência com o aumento a distância, da rectena com a fonte, conforme esperado.

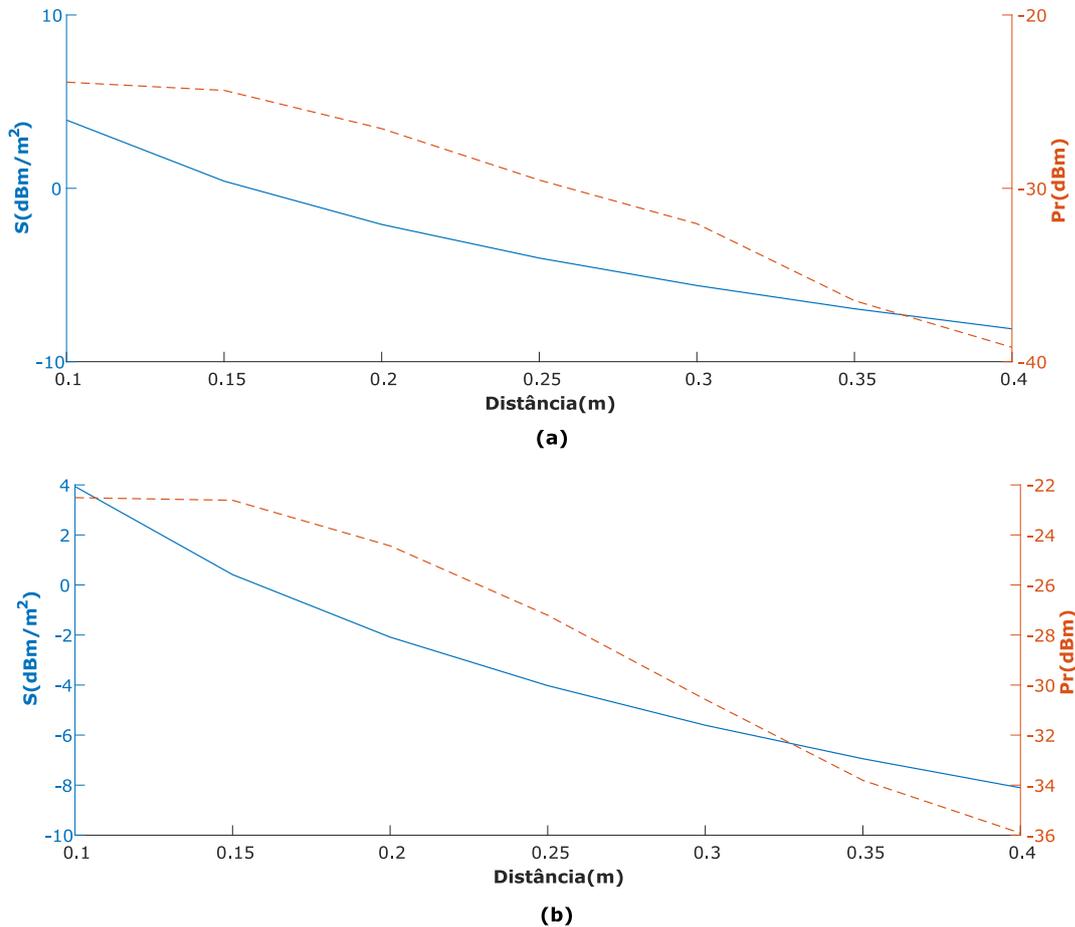


Figura 59 – Densidade de potência versus potência recebida pelas rectenas compostas pelas antenas: (a) antena 50Ω, (b) antena impedância corrigida. Teste roteador com antena 50Ω diretiva.

O comparativo entre a densidade de potência disponível no ambiente e a potência recebida pelas rectenas compostas pelas antenas O1 e O3 é apresentado na Figura 60(a) e (b). Como pode ser observado, a potência recebida pelas rectenas acompanha o comportamento da densidade de potência diminuindo conforme aumenta-se a distância entre a rectena e a fonte de sinais, o roteador.

A Figura 61 apresenta o comparativo dos valores de eficiência para as diferentes rectenas em função da distância. Conforme esperado, a medida que a distância aumenta a tensão de saída diminui, conseqüentemente há diminuição da eficiência. Mas, os protótipos construídos com impedância sintonizada diretamente para a impedância do circuito retificador apresentaram melhores resultados. A região de campo distante foi calculada conforme apresentado em (BALANIS, 2016).

Mesmo que as rectenas compostas pelas antenas diretivas de 50Ω e impedância corrigida apresentem maior potência recebida, sua eficiência é baixa devido às perdas no

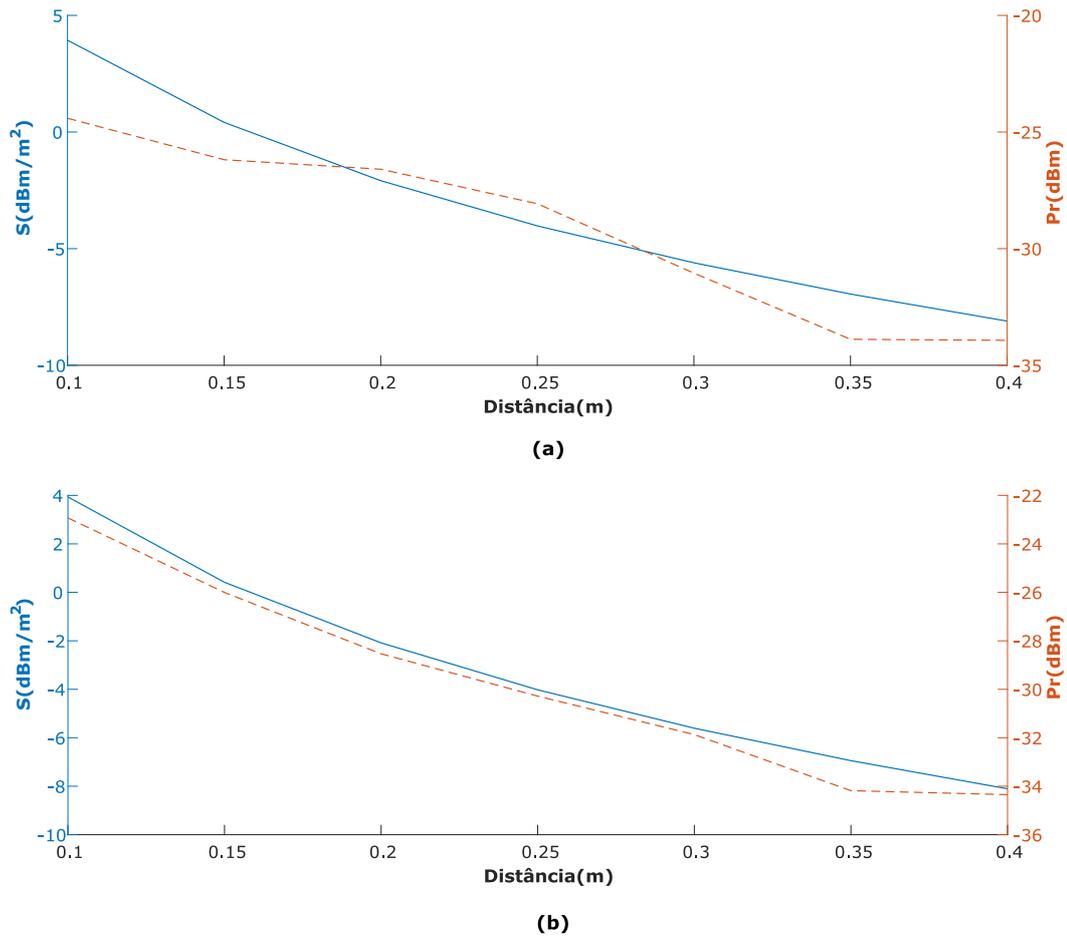


Figura 60 – Densidade de potência versus potência recebida das rectenas constituídas das antenas: (a) antena O1, (b) antena O3. Teste roteador com antena 50 Ω diretiva.

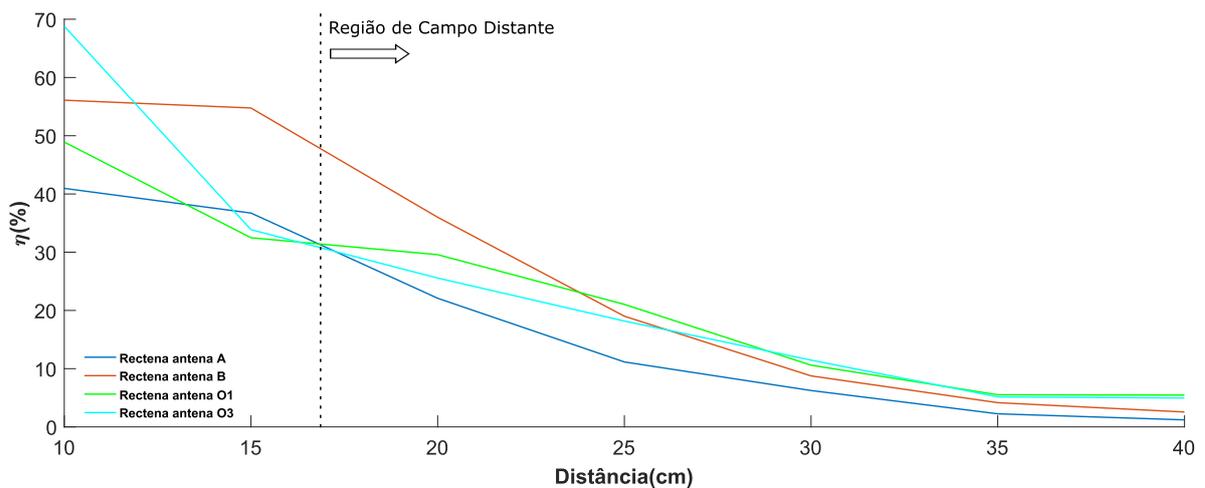


Figura 61 – Comparativo eficiência diferentes rectenas. Teste roteador com antena 50 Ω diretiva.

circuito retificador relacionadas ao tamanho das linhas de casamento e aos conectores SMA utilizados para acoplamento do sistema.

Assim, a partir dos testes realizados utilizando o roteador e uma antena de 50Ω atuando como transmissora, notou-se que ao aumentar a distância a densidade de potência e consequentemente a potência recebida pelos sistemas rectena testados diminuiu, conforme esperado. Além disso, as rectenas constituídas das antenas otimizadas para impedância direta do circuito retificador possuem melhor desempenho.

5.3.4 Validação utilizando Gerador de Sinais

Nesta etapa, o teste de coleta de energia foi realizado para as rectenas compostas pela antena O1 e O3. A Figura 62 apresenta o novo esquema de medição e a Tabela 11 os equipamentos utilizados. A antena transmissora Hiperlog 7040 da fabricante Aaronia[®] é ligada ao gerador de sinais de alta frequência, ajustado a uma potência de 26dBm e frequência de 2,45GHz. A rectena foi ligada ao osciloscópio DSOX6004A Keysight[®] para obtenção dos valores de tensão de saída.



Figura 62 – Setup utilizado para medição de reaproveitamento de energia das rectenas O1 e O3.

Tabela 11 – Descrição dos equipamentos utilizados nas medições.

	Equipamento	Fabricante
1	Gerador de Sinais N5181A	Agilent
2	Hiperlog 7040	Aaronia
3	Rectena	—
4	Osciloscópio DSOX6004A	Keysight

A Figura 63 apresenta a densidade de potência disponível no ambiente, calculada conforme Equação 20, comparada com a potência recebida para as rectenas compostas pela antena O1 e antena O3. Nota-se, que a potência recebida pelas rectenas composta pelas antenas O1 e O3 é consideravelmente expressiva ao aumentar a distância, dado a característica omnidirecional das antenas. Além disso, devido a maior disponibilidade de potência no ambiente, uma potência maior pode ser coletada pelo sistema rectena, diferente dos resultados apresentados no teste da seção 5.2.1. E conforme esperado, há um decaimento da potência recebida pela rectena a medida que a distância aumenta.

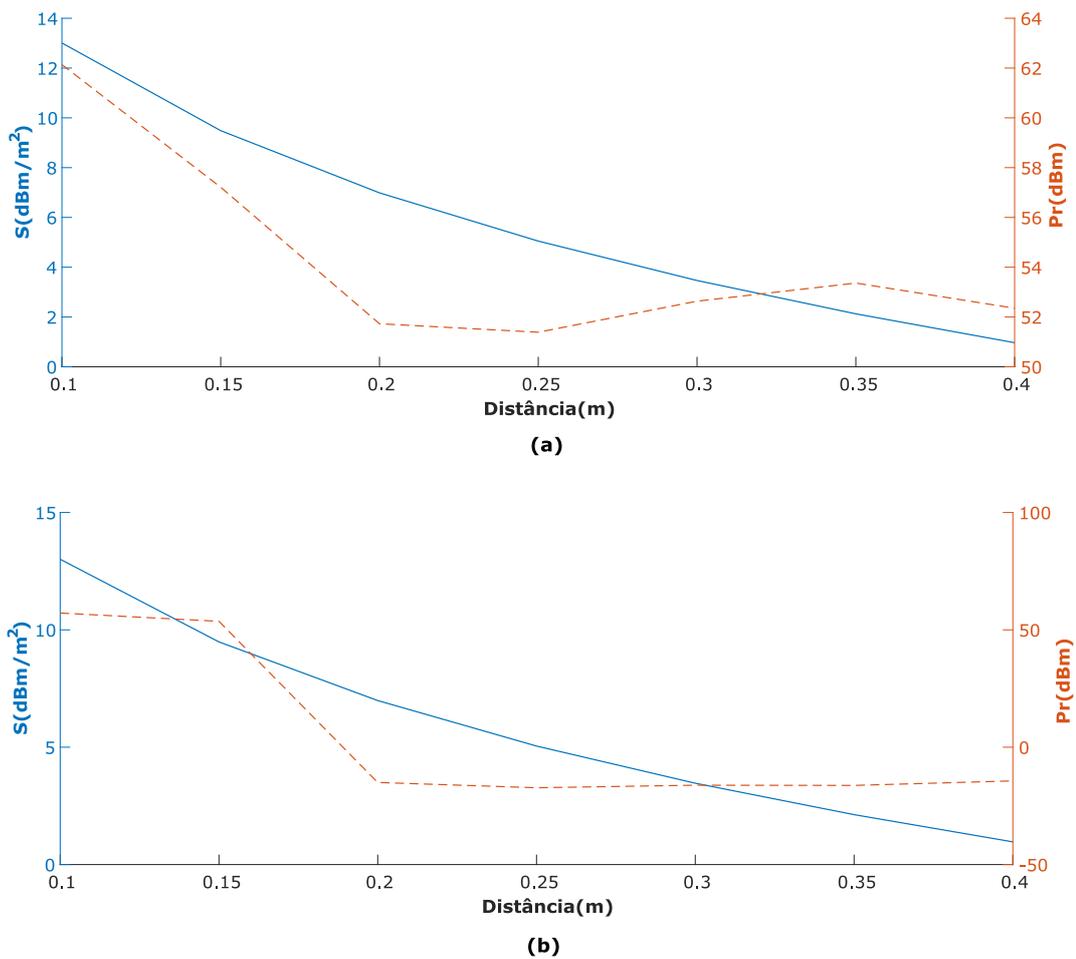


Figura 63 – Densidade de potência versus potência recebida rectenas compostas pelas antenas: (a) O1, (b) O3. Teste utilizando gerador de sinais com potência e frequência fixas de: 26dBm e 2,45GHz, e antena diretiva Hiperlog 7040, Aaronia[®].

Para tornar a análise dos dados mais precisa, um número de repetições do experimento foi realizado. O número de medidas compensa os erros aleatórios, melhorando assim o conjunto da média das medidas, tornando-a uma grandeza mais precisa. O erro padrão da média é definido como:

$$Erro = \frac{\sigma}{\sqrt{N}} \quad (24)$$

onde σ corresponde ao desvio padrão e N ao número de amostras. A partir da Figura 64 é possível observar o comparativo da tensão de saída e erros de medição das rectenas O1 e O3.

A Figura 64 compara a tensão de saída para as rectenas O1 e O3. Nota-se que o comportamento da rectena O1 é ligeiramente melhor que o da rectena O3 para a frequência de 2,45GHz, dado que a antena O1 possui melhor casamento de impedância para essa frequência. Também é observado, que a partir da região de campo distante há um comportamento linear nos valores de tensão recebidos pelas rectenas.

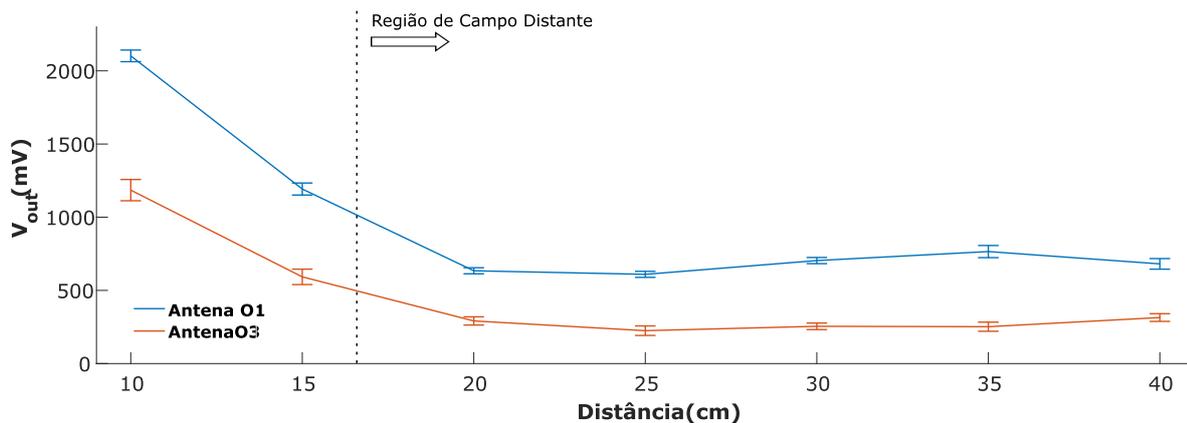


Figura 64 – Comparativo tensão de saída das rectenas compostas pelas antenas O1 e O3. Teste utilizando gerador de sinais com potência e frequência fixas de: 26dBm e 2,45GHz, e antena diretiva Hiperlog 7040, Aaronia[®].

Uma vez que a antena denominada O3 obteve casamento de impedância para 3 pontos nas frequências 2GHz, 2,2GHz e 2,45GHz, foi realizado um novo experimento com o gerador de sinais ajustado para estas frequências respectivamente. A Figura 65 apresenta o comparativo para as 3 frequências. Nota-se um melhor desempenho para a frequência de 2GHz, uma vez que a antena possui melhor casamento de impedância para esta frequência.

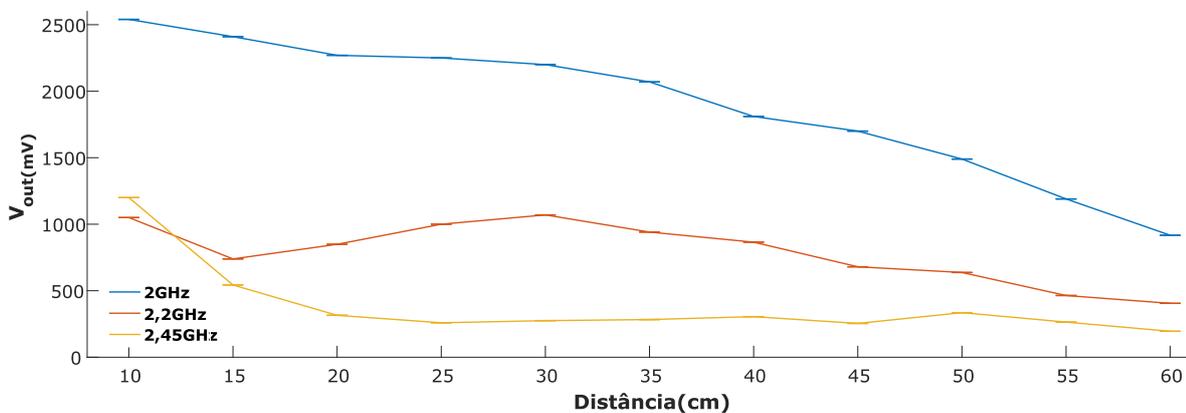


Figura 65 – Comparativo tensão de saída da rectena composta pela antena O3 para as frequências casadas. Teste utilizando gerador de sinais com potência fixa de 26dBm e antena diretiva Hiperlog 7040, Aaronia[®] a uma distância de 25cm.

Tratando-se de reaproveitamento de energia em um ambiente interno, a faixa de frequência de interesse corresponde a faixa de Wifi, 2GHz a 2,4835GHz. Assim, uma análise do comportamento da rectena constituída da antena casada para mais pontos é interessante de ser realizada. A Figura 66 apresenta a tensão de saída para as frequências correspondentes à faixa de varredura, a distância fixa de 25 centímetros, região de campo distante. Como pode ser observado a rectena possui comportamento eficiente nesta faixa de interesse.

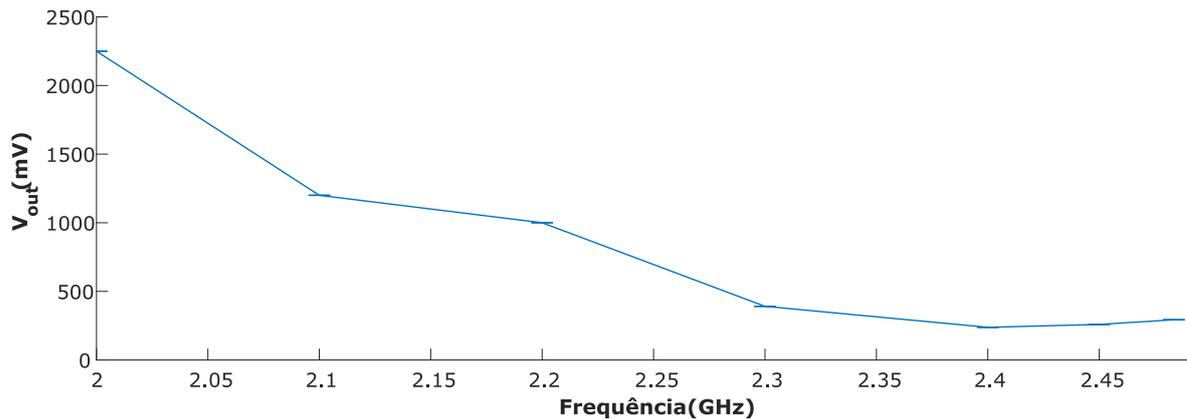


Figura 66 – Comparativo tensão de saída rectena constituída da antena O3 para diferentes frequências. Teste utilizando gerador de sinais com potência fixa de 26dBm e antena diretiva Hiperlog 7040, Aaronia[®].

A Figura 67 apresenta os valores de eficiência para as rectenas compostas pela antena O1 e O3 calculadas conforme Equação 19, considerando a potência recebida pela rectena. Como pode ser observado, a medida que a distância aumenta a eficiência diminui. Conforme esperado, a rectena composta pela antena O3 possui melhor desempenho.

Os testes realizados utilizando o gerador de sinais podem ser denominados como controlados. O comportamento do gerador de sinais é previsível, diferentemente do roteador que possui comportamento intermitente. Na próxima seção a análise das rectenas utilizando o roteador será realizada.

5.3.5 Validação utilizando Roteador

A análise de reuso de energia em um ambiente interno é realizada utilizando-se um roteador TP-Link WR 841HP. O esquema de medição é o apresentado na Figura 68. A Tabela 12 apresenta a descrição dos equipamentos utilizados na medição. Diferente do teste realizado na seção 5.2.1 as antenas do roteador foram mantidas para efetuar as medições.

A densidade de potência recebida pelas rectenas compostas pela antena O1 e O3 é apresentada na Figura 69. Como pode ser observado a rectena constituída da antena O3, que foi otimizada para mais pontos, possui maior potência recebida conforme aumento

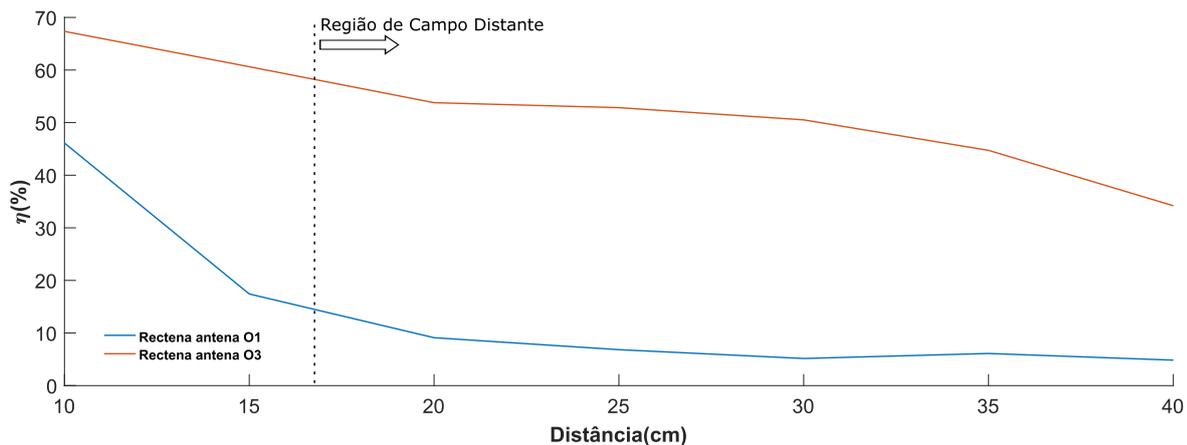


Figura 67 – Comparativo da eficiência das rectenas compostas pelas antenas O1 e O3 para diferentes distâncias. Teste utilizando gerador de sinais com potência e frequência fixas de: 26dBm e 2,45GHz, e antena diretiva Hiperlog 7040, Aaronia[®].

da distância. Este comportamento é esperado, uma vez que a antena possui padrão de radiação omnidirecional e casamento direto de impedância para 3 valores de frequência na banda. A potência extraída pelos sistemas rectenas é menor quando comparada ao teste realizado na seção 5.3.4 uma vez que o roteador possui um comportamento chaveado e a densidade de potência no ambiente não pode ser controlada.

A Figura 70 compara a tensão de saída para as rectenas constituídas das antenas O1 e O3. Nota-se que a rectena composta pela antena O3, otimizada para mais pontos, possui melhor desempenho que a rectena composta pela antena otimizada para um ponto de operação, mesmo que inicialmente sua tensão de saída seja ligeiramente menor que a rectena O1.

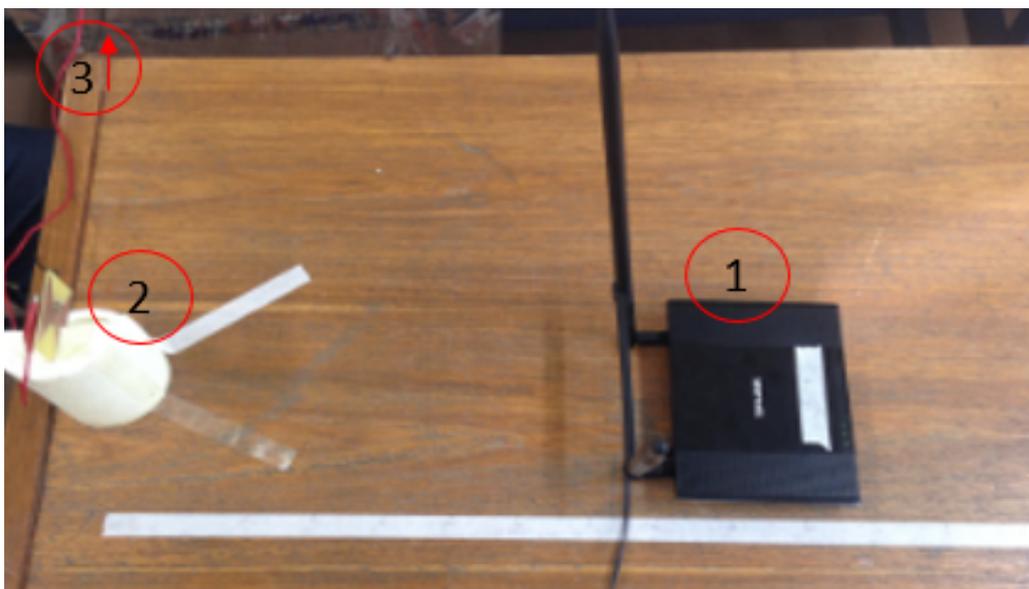


Figura 68 – Setup utilizado para medição das rectenas O1 e O3 utilizando roteador como fonte de sinal para reaproveitamento de energia.

Tabela 12 – Descrição dos equipamentos utilizados nas medições.

	Equipamento	Fabricante
1	Roteador WR841HP	TP LINK
2	Rectena	—
3	Osciloscópio DSOX6004A	Keysight

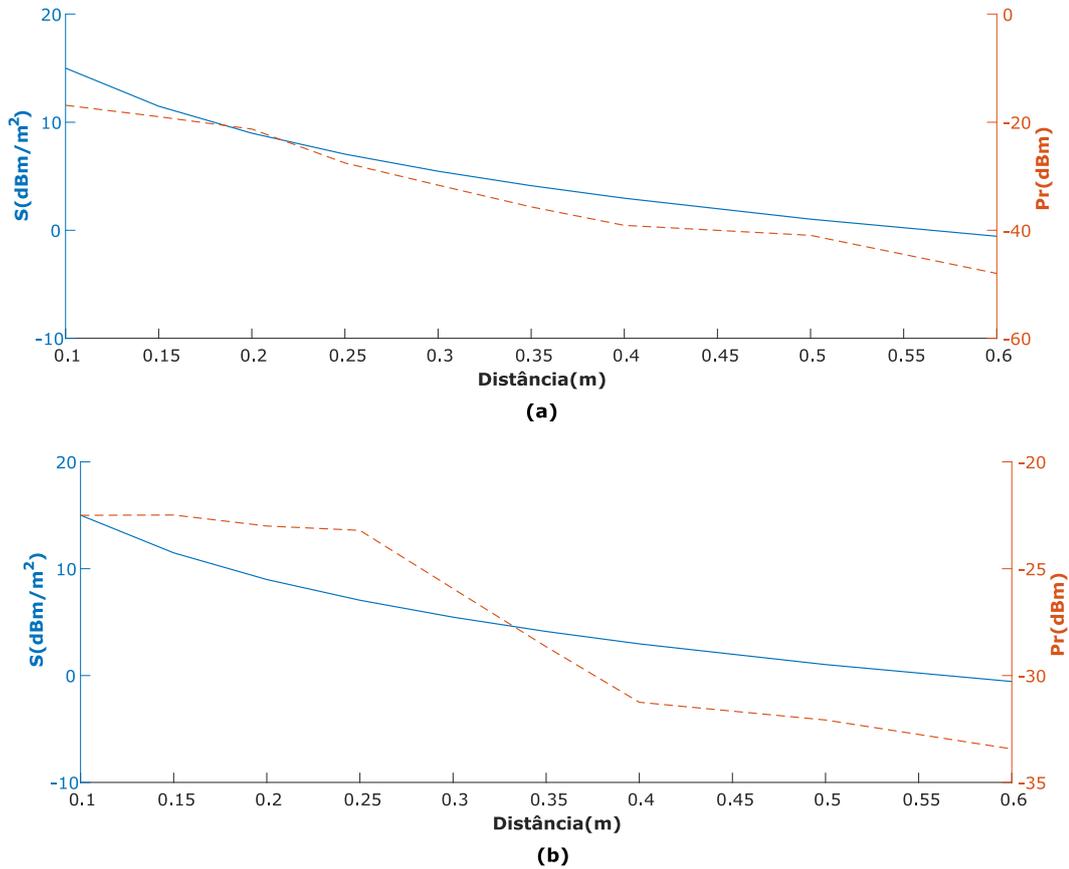


Figura 69 – Densidade de Potência versus Potência recebida rectenas compostas pelas antenas: (a) O1, (b) O3. Teste utilizando roteador.

A fim de reproduzir um cenário onde a rectena não encontra-se alinhada à fonte de sinal, neste caso o roteador, um novo experimento foi realizado. A rectena é então posicionada a 45° do roteador e medições para diferentes distâncias são realizadas. A Figura 71 apresenta o teste realizado com a rectena localizada a 45° do roteador. Nota-se um bom desempenho das rectenas apresentadas. Mesmo que a rectena esteja desalinhada com a fonte de sinal, o roteador, valores consideráveis de tensão são captados, possibilitando a utilização do sistema para reaproveitamento de energia ambiente.

Almejando o aumento da potência recebida pela rectena, um repetidor é conectado no ambiente de medição a aproximadamente 30 centímetros do roteador, e novas medições para a rectena posicionada a 45° do roteador são realizadas. A Figura 72 apresenta o teste realizado para a rectena a 45° e um repetidor ligado a 30 centímetros do roteador. Como pode ser observado, as rectenas apresentam bom desempenho para as três

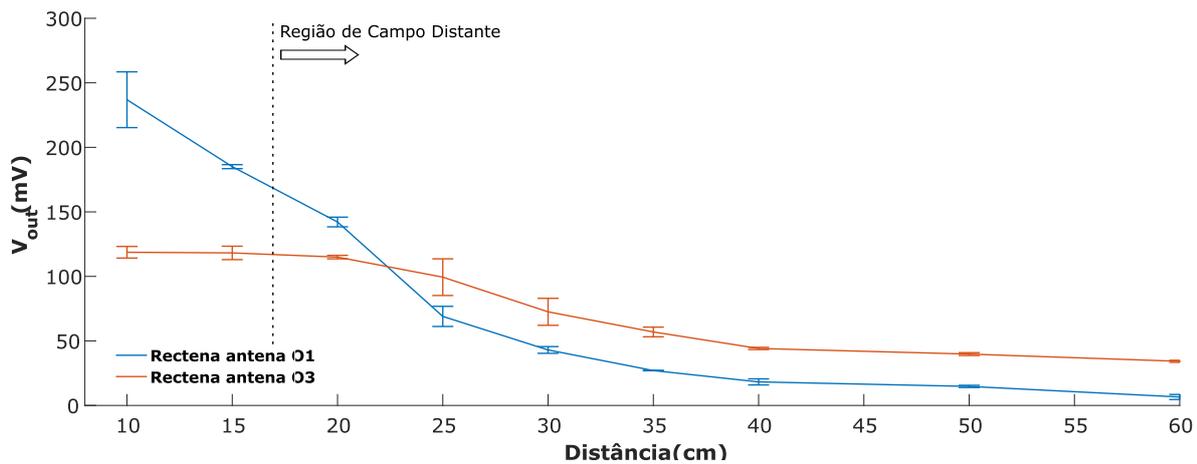


Figura 70 – Comparativo tensão de saída das rectenas constituídas pelas antenas O1 e O3. Teste utilizando roteador.

distâncias avaliadas. Os resultados são melhores para a distância de 30 centímetros, a partir das próximas distâncias a tensão diminui. Acredita-se que este efeito inesperado seja causado pelas componentes multipercurso geradas no repetidor. Mas não é possível afirmar com precisão que as componentes multipercurso disponíveis no ambiente resultam no decaimento do sinal, uma vez que uma criteriosa análise deve ser realizada.

Os testes apresentados com o roteador demonstram a viabilidade da utilização do sistema rectena para aplicações de dispositivo sem fio. Porém, a coleta de energia e carregamento constante do sistema utilizando o roteador é uma tarefa desafiadora, já que o roteador constitui um dispositivo intermitente. Logo, a rectena deveria ser capaz de acompanhar esse comportamento. Assim, um recurso para tornar o sistema independente está em adicionar mecanismos de gerenciamento e armazenamento para a coleta da energia.

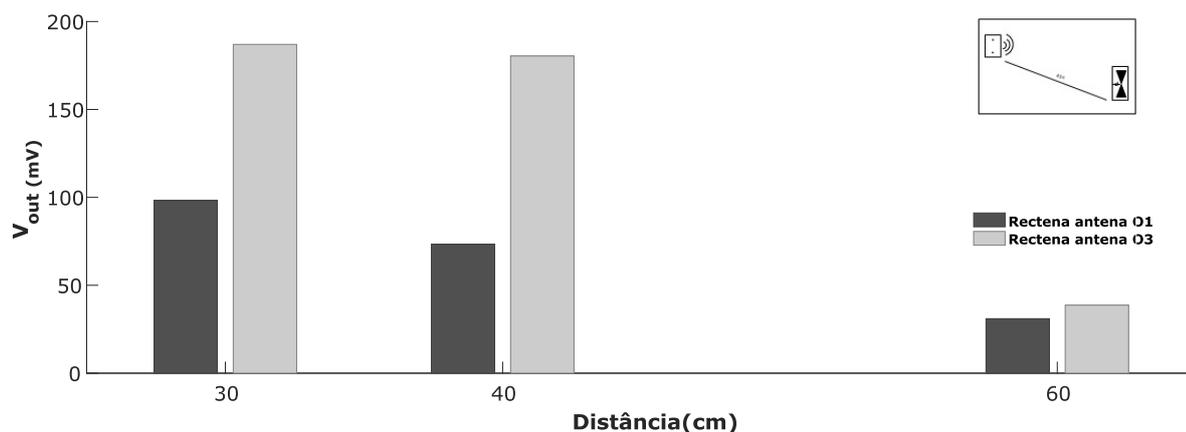


Figura 71 – Comparativo tensão de saída das rectenas constituídas pelas antenas O1 e O3. Testes rectenas a 45° do roteador.

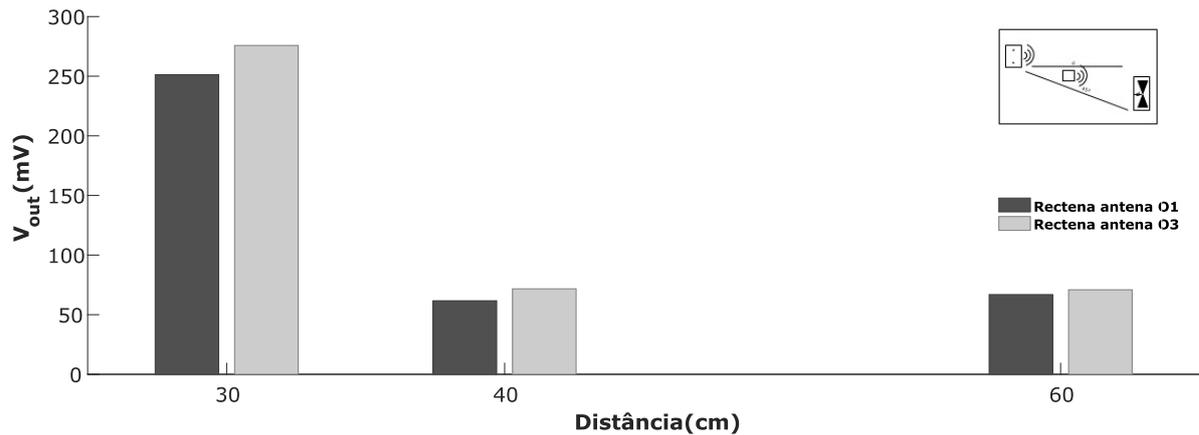


Figura 72 – Comparativo tensão de saída das rectenas constituídas pelas antenas O1 e O3. Testes rectenas a 45° do roteador com repetidor.

5.4 Considerações Finais

A análise a priori do comportamento do circuito retificador estabelece um ponto de partida para a escolha da geometria da antena e sua otimização. Assim, a utilização da geometria da antena para casamento direto de impedância é vantajosa uma vez que a otimização pode ser realizada a partir de uma parametrização simples.

As técnicas de projeto propostas nesta tese foram validadas experimentalmente neste capítulo.

Inicialmente, com intuito de diminuir a complexidade do circuito de casamento de impedância, um sistema rectena foi projetado e otimizado para casamento direto do circuito retificador com um *stub* simples. Assim uma antena com impedância de 50Ω pode ser utilizada como ponto de partida para a otimização. A rectena composta da antena com impedância corrigida, foi comparada a uma rectena composta de uma antena de 50Ω convencional. Pode ser observado que a antena modificada possui melhor desempenho, mesmo em diferentes condições de operação.

Posteriormente, as rectenas constituídas das antenas otimizadas para casamento direto com o circuito retificador foram validadas experimentalmente. A partir dos testes realizados, utilizando o roteador e uma antena diretiva de 50Ω atuando como transmissora, notou-se que as rectenas constituídas das antenas otimizadas para impedância direta do circuito retificador, rectena O1 e O3, possuem maior eficiência. Pode-se afirmar que as rectenas compostas pela antena de 50Ω e antena de impedância corrigida obtiveram menores valores de eficiência devido às perdas no casamento simples e conectores para acoplamento do sistema.

Testes utilizando um gerador de sinais de alta frequência demonstraram a viabilidade da utilização das rectenas para reaproveitamento de energia, uma vez que apresentaram significantes valores de tensão de saída e eficiência.

Análises com o roteador foram apresentadas. Foi observado que a potência recebida

varia muito conforme o aumento da distância devido a aleatoriedade do sinal recebido. Sabe-se que o roteador é um dispositivo intermitente dificultando assim a coleta de energia. Logo, a rectena deveria ser capaz de acompanhar esse comportamento. Uma possível solução, e recomendação para trabalhos futuros, está em adicionar dispositivos de armazenamento e gerenciamento de energia.

A tabela abaixo apresenta um comparativo dos valores de eficiência dos sistemas rectena para reaproveitamento de energia apresentados na literatura. Conforme observado, os valores de eficiência aqui apresentados são significativamente próximos aos valores encontrados na literatura.

Referência	P_{in}	Frequência	Carga(Ω)	$\eta(\%)$
(sun2012design)	17.2dBm	2,45GHz	1,4k	80,3
(keyrouz2013efficient)	-10dBm	828MHz	10k	49,7
(kanaya2013energy)	-10dBm	830MHz	10k	44
(correctionimpedance2017)	-20dBm	2,45GHz	1k	56,1
(song2017matching)	23dBm	0.9-1,1GHz 1,8-2,5GHz	2k	75
este trabalho ($Z_{antena} = Z_{retificador}^*$)	26dBm	2-2,4835GHz	2,7k	67,34

Conclusão e Proposta de Continuidade

Esta tese aborda a análise e projeto de um dispositivo rectena para captação de energia de RF. Assim, a energia disponível no ambiente na faixa ISM pode ser aproveitada para alimentação de um dispositivo sem fio. A característica de espalhamento das ondas eletromagnéticas, espalhamento esférico, induz a um decaimento na potência recebida pela rectena. Assim, o sistema rectena, especialmente a antena e o circuito retificador, devem ser projetados cuidadosamente. Além disso, é essencial desenvolver uma estratégia que lide com a restrição de baixa densidade de potência. Desse modo ferramentas de análise e projeto foram desenvolvidas. Inicialmente foi proposta uma metodologia de análise, consistindo de um modelo SPICE de extração de circuitos para calcular tensões de CC de uma antena acoplada a circuitos não lineares na presença de uma onda plana. Depois, uma rectena operando para um baixo nível de potência de entrada (-20 dBm) foi otimizada a fim prover casamento de impedância entre a antena e o circuito retificador. Ao implementar esta técnica de projeto, um sistema rectena compacto e altamente eficiente, compatível com uma ampla faixa de potência de entrada, pode ser projetado. Além disso, um modelo analítico para determinar a impedância de entrada e a tensão de saída de um diodo Schottky retificador de alta frequência foi discutido. Com base neste modelo, foi demonstrado que valores de carga altos resultam em uma tensão de saída mais alta. Com base nessas observações, o diodo Schottky disponível comercialmente HSMS2850 foi selecionado para o projeto da rectena.

6.1 Conclusão

No Capítulo 3, o modelo SPICE de extração de circuitos foi validado para dois exemplos de rectenas para reaproveitamento de energia. O modelo de circuitos para diferentes geometrias de antena e diferentes topologias de circuito retificador obtiveram resultados satisfatórios. Conforme proposto, o modelo mostrou-se estável ao trabalhar com valores de resistência negativos que podem aparecer durante a parametrização do circuito. Esta garantia de estabilidade é importante porque existem casos em que a resposta em

frequência da antena pode variar consideravelmente ao longo da faixa. O modelo proposto representa uma boa alternativa para reduzir o custo computacional da análise da antena, uma vez que é consideravelmente mais rápido do que os métodos que envolvem simulação de ondas completas, sem perder a precisão. Esses recursos tornam a abordagem interessante para trabalhar com rectenas, ou com qualquer antena, particularmente quando um modelo envolvendo a antena e um circuito não linear precisa ser avaliado repetidamente, como em cenários de otimização.

Uma vez desenvolvida uma ferramenta de análise do desempenho das rectenas, duas metodologias de projetos foram propostas para projetar um dispositivo de colheita de energia sem fio de baixa potência. Almejando a redução e exclusão da complexidade do circuito casador. Inicialmente é feita a análise do comportamento da impedância do circuito retificador, para diferentes níveis de frequência, potência e carga, e então a antena é otimizada para o seu complexo conjugado. Na primeira abordagem, o circuito retificador foi projetado para uma determinada condição de operação. O circuito de casamento de impedância foi substituído por um *stub* simples para manter a impedância do retificador próxima de 50Ω . A impedância do circuito retificador foi medida e utilizada para realizar a otimização da antena. Como resultado, antenas de 50Ω podem ser usadas como ponto inicial para projetar antenas otimizadas. Assim, o desempenho da rectena constituída de uma antena com impedância corrigida, casamento direto da impedância do circuito retificador, foi então comparado a uma rectena composta por uma antena 50Ω . O estudo apresentou que o sistema rectena constituído pela antena com impedância corrigida para a impedância do circuito retificador alcançou maior eficiência.

Com intuito de excluir os circuitos de casamento de impedância a antena é então sintonizada para casamento direto da impedância do circuito retificador. Uma vez que o comportamento do circuito apresenta baixa impedância na banda de frequência desejada, WiFi 900MHz a 2,4835GHz, a escolha de uma nova topologia de antena é necessária. A solução encontrada foi adaptar uma topologia de antena semelhante às antenas de RFID que tradicionalmente são otimizadas para casamento do chip de baixa impedância. Uma antena Bowtie é selecionada buscando cobertura omnidirecional e cobrimento de banda. A partir dos dados da impedância do circuito retificador a antena foi sintonizada para a frequência central, 2,45GHz, e para a faixa de frequência desejada. Obteve-se uma topologia otimizada para um ponto de operação e para 3 pontos próximos na faixa de frequência. Conforme apresentado, esta abordagem conduz a uma boa eficiência (menos perdas), e design compacto (menos elementos agrupados), quando comparada a trabalhos contemporâneos. Assim conclui-se que a análise a priori da impedância do circuito retificador é importante, uma vez que cada topologia apresenta um comportamento.

Com as técnicas de otimização utilizadas neste trabalho foi possível obter bons resultados, porém com a topologia apresentada houve casamento em alguns pontos. O desafio para maior varredura dentro da banda necessita-se de mais graus de liberdade nesta pa-

rametrização. A parametrização precisa ser repensada, trabalhos contemporâneos a este apresentam topologias diferentes (ZHANG; LI, 2010; ZHANG; ZHU, 2014).

6.2 Trabalhos Futuros

A fim de dar continuidade ao trabalho desenvolvido, sugere-se que as técnicas de aceleração apresentadas por (WATANABE; IGARASHI, 2012; WASEDA,) sejam utilizadas na análise completa e otimização da rectena para o modelo SPICE de extração de circuitos.

Também, relacionado ao modelo SPICE de extração de circuitos para análise completa da rectena é necessário um refinamento do método. Para efetuar a otimização do modelo completo os valores das variáveis de otimização, ou seja, componentes eletrônicos, devem obedecer aos limites máximo e mínimo dos componentes discretos, implicando em maiores restrições no processo. Esta abordagem pode ser efetuada a partir de um banco de dados com representação dos componentes eletrônicos.

As técnicas de otimização utilizadas para sintonização da antena apresentada neste trabalho obtiveram bons resultados. Mas ao aumentar o número de pontos, faixa de varredura, o algoritmo não converge corretamente, sinalizando que a antena não possui graus de liberdade o suficiente. Assim a sua parametrização deve ser repensada bem como a possível adição de elementos parasitas ressonantes. Uma alternativa está na utilização de otimização topológica conforme apresentado em (MORI et al., 2015), porém esta abordagem conduz a um alto custo computacional.

Recomenda-se uma atenção especial na caracterização das antenas de baixa impedância. O acoplamento do conector SMA na antena para medição dificulta o controle e conhecimento dos reais efeitos gerados. A utilização das técnicas fixtures tradicionalmente aplicadas nas medições de antenas RFID torna-se uma boa alternativa para prever a impedância da antena.

Alternativamente é proposta a análise e validação de circuitos retificadores constituídos por diferentes tipos de diodo, que apresentam diferentes tensões de ruptura, podendo operar assim em baixa, média e alta potência de entrada.

Além disso, o emprego de conjuntos de antenas ou conjunto de rectenas também pode ser uma alternativa para aumento da tensão de saída e energia coletada.

Referências

- ALAM, S. B.; ULLAH, M. S.; MOURY, S. Design of a low power 2.45 ghz rf energy harvesting circuit for rectenna. In: IEEE. **Informatics, Electronics & Vision (ICIEV), 2013 International Conference on**. [S.l.], 2013. p. 1–4.
- ALI, M. M. M. et al. A design of miniaturized ultra wideband printed slot antenna with 3.5/5.5 ghz dual band notched characteristics: analysis and implementation. **Progress In Electromagnetics Research B**, v. 52, p. 37–56, 2013.
- ANTONINI, G. Spice equivalent circuits of frequency-domain responses. **Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on**, v. 45, n. 3, p. 502–512, Aug 2003. ISSN 0018-9375.
- ARRAWATIA, M.; BAGHINI, M. S.; KUMAR, G. Rf energy harvesting system from cell towers in 900mhz band. In: IEEE. **Communications (NCC), 2011 National Conference on**. [S.l.], 2011. p. 1–5.
- AVAGO. **Avago Technologies Schottky**. 2017. Disponível em: <<https://www.broadcom.com>>.
- BALANIS, C. A. **Antenna theory: analysis and design**. [S.l.]: John wiley & sons, 2016.
- BHARJ, S. S. et al. High efficiency c-band 1000 element rectenna array for microwave powered applications. In: IEEE. **Antennas and Propagation Society International Symposium, 1992. AP-S. 1992 Digest. Held in Conjunction with: URSI Radio Science Meeting and Nuclear EMP Meeting., IEEE**. [S.l.], 1992. p. 123–125.
- BOISSEAU, S.; DESPESSE, G.; SEDDIK, B. A. Electrostatic conversion for vibration energy harvesting. **Small-Scale Energy Harvesting**, Intech, p. 1–39, 2012.
- BRANDAO, G. Sistema para reaproveitamento de energia eletromagnetica usando rectennas. **Belo Horizonte: CEFETMG**, 2017.
- BROWN, W. The amplitron, a super power microwave generator. **Electron. Progress**, v. 5, n. 1, p. 1–5, 1960.
- _____. Free-space microwave power transmission study, combined phase iii and final report. **Raytheon Company, Waltham, MA, Tech. Rep. PT-4601, NASA Contract NAS-8-25374**, 1975.

- BROWN, W.; TRINER, J. Experimental thin-film, etched-circuit rectenna. In: IEEE. **Microwave Symposium Digest, 1982 IEEE MTT-S International**. [S.l.], 1982. p. 185–187.
- BROWN, W. C. et al. **Microwave to DC converter**. [S.l.]: Google Patents, 1969. US Patent 3,434,678.
- CHEN, Y.-S.; CHIU, C.-W. Maximum achievable power conversion efficiency obtained through an optimized rectenna structure for rf energy harvesting. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 65, n. 5, p. 2305–2317, 2017.
- CHIAM, T. et al. 5.8 ghz circularly polarized rectennas using schottky diode and ltc5535 rectifier for rf energy harvesting. In: IEEE. **Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific**. [S.l.], 2009. p. 32–35.
- CHOUA, Y.; BIHAN, Y. L.; PICHON, L. Wide frequency band analysis of an antenna by finite elements. **COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering**, Emerald Group Publishing Limited, v. 25, n. 3, p. 660–667, 2006.
- COLLADO, A.; GEORGIADIS, A. Optimal waveforms for efficient wireless power transmission. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, IEEE, v. 24, n. 5, p. 354–356, 2014.
- DEB, K. et al. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: Nsga-ii. **IEEE transactions on evolutionary computation**, IEEE, v. 6, n. 2, p. 182–197, 2002.
- DEVI, K. et al. Design of an rf-dc conversion circuit for energy harvesting. In: IEEE. **2012 IEEE International Conference on Electronics Design, Systems and Applications (ICEDSA)**. [S.l.], 2012. p. 156–161.
- DOUYÈRE, A.; LUK, J. L. S.; ALICALAPA, F. High efficiency microwave rectenna circuit: modelling and design. **Electronics Letters**, IET, v. 44, n. 24, p. 1409–1410, 2008.
- E-PEAS SEMICONDUCTOR. **AEM40940 – Energy Harvesting Power Management IC**. Disponível em: <<https://e-peas.com/products/energy-harvesting/rf/aem40940/>>. Acesso em: 27 jun. 2019.
- ESSAKHI, B.; AKOUN, G.; PICHON, L. A global time domain circuit simulation of a microwave rectenna. **International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields**, Wiley Online Library, v. 20, n. 1-2, p. 3–15, 2007.
- FLERI, D. A.; COHEN, L. D. Nonlinear analysis of the schottky-barrier mixer diode. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 21, n. 1, p. 39–43, 1973.
- FUJIMORI, K. et al. The influences of diode parameters on conversion efficiency of rf-dc conversion circuit for wireless power transmission system. In: IEEE. **2011 41st European Microwave Conference**. [S.l.], 2011. p. 57–60.
- GAO, X.; DU, Z. A spice model of rectangular microstrip antennas for receiving. **Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 1, p. 83–92, Feb 2014. ISSN 0018-9375.

GASPAR-CUNHA, A.; TAKAHASHI, R.; ANTUNES, C. H. **Manual de computação evolutiva e metaheurística**. [S.l.]: Imprensa da Universidade de Coimbra/Coimbra University Press, 2012.

GEORGIADIS, A.; ANDIA, G. V.; COLLADO, A. Rectenna design and optimization using reciprocity theory and harmonic balance analysis for electromagnetic (em) energy harvesting. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 9, p. 444–446, 2010.

GUO, J.; ZHANG, H.; ZHU, X. Theoretical analysis of rf-dc conversion efficiency for class-f rectifiers. **IEEE transactions on microwave theory and techniques**, IEEE, v. 62, n. 4, p. 977–985, 2014.

GUO, J.; ZHU, X. Class f rectifier rf-dc conversion efficiency analysis. In: IEEE. **Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International**. [S.l.], 2013. p. 1–4.

GUSTAVSEN, B. Computer code for rational approximation of frequency dependent admittance matrices. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 17, n. 4, p. 1093–1098, Oct 2002. ISSN 0885-8977.

_____. Fast passivity enforcement for pole-residue models by perturbation of residue matrix eigenvalues. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 23, n. 4, p. 2278–2285, Oct 2008. ISSN 0885-8977.

_____. Fast passivity enforcement for pole-residue models by perturbation of residue matrix eigenvalues. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 23, n. 4, p. 2278–2285, Oct 2008. ISSN 0885-8977.

GUSTAVSEN, B.; SEMLYEN, A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, v. 14, n. 3, p. 1052–1061, Jul 1999. ISSN 0885-8977.

_____. Enforcing passivity for admittance matrices approximated by rational functions. **IEEE Trans. Power Del.**, v. 16, n. 1, p. 97–104, 2001.

HAGERTY, J. A. et al. Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 52, n. 3, p. 1014–1024, 2004.

HARRISON, R. G.; POLOZEC, X. L. Nonsquarelaw behavior of diode detectors analyzed by the ritz-galerkin method. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 42, n. 5, p. 840–846, 1994.

HUANG, W. et al. Study on an s-band rectenna array for wireless microwave power transmission. **Progress In Electromagnetics Research**, EMW Publishing, v. 135, p. 747–758, 2013.

JABBAR, H.; SONG, Y. S.; JEONG, T. T. Rf energy harvesting system and circuits for charging of mobile devices. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, IEEE, v. 56, n. 1, 2010.

- JAYAKUMAR, H. et al. Energy-efficient system design for iot devices. In: IEEE. **2016 21st Asia and South Pacific Design Automation Conference (ASP-DAC)**. [S.l.], 2016. p. 298–301.
- KANAYA, H. et al. Energy harvesting circuit on a one-sided directional flexible antenna. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, IEEE, v. 23, n. 3, p. 164–166, 2013.
- KEYROUZ, S.; VISSER, H.; TIJHUIS, A. Rectifier analysis for radio frequency energy harvesting and power transport. In: IEEE. **2012 42nd European Microwave Conference**. [S.l.], 2012. p. 428–431.
- KUHN, V. et al. A multi-band stacked rf energy harvester with rf-to-dc efficiency up to 84%. **IEEE transactions on microwave theory and techniques**, IEEE, v. 63, n. 5, p. 1768–1778, 2015.
- LE, T.; MAYARAM, K.; FIEZ, T. Efficient far-field radio frequency energy harvesting for passively powered sensor networks. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, IEEE, v. 43, n. 5, p. 1287–1302, 2008.
- LEROY, P. et al. An efficient global analysis of a rectenna using the combination of a full-wave model and a rational approximation. **The European Physical Journal Applied Physics**, EDP Sciences, v. 29, n. 1, p. 39–43, 2005.
- MARIAN, V. et al. Strategy for microwave energy harvesting from ambient field or a feeding source. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 27, n. 11, p. 4481–4491, 2012.
- _____. Potentials of an adaptive rectenna circuit. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 10, p. 1393–1396, 2011.
- MERABET, B. et al. A 2.45-ghz localized elements rectenna. In: IEEE. **2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications**. [S.l.], 2009. p. 419–422.
- MORI RYO MURAKAMI, Y. S. T.; CAMPELO, F.; IGARASHI, H. Shape optimization of wideband antennas for microwave energy harvesters using fdtd. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 51, Mar 2015.
- MORI, T. et al. Optimal design of rf energy harvesting device using genetic algorithm. **Sensing and Imaging**, Springer, v. 16, n. 1, p. 14, 2015.
- NIOTAKI, K. et al. Dual-band resistance compression networks for improved rectifier performance. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 62, n. 12, p. 3512–3521, 2014.
- NISHIDA, K. et al. 5.8 ghz high sensitivity rectenna array. In: IEEE. **Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), 2011 IEEE MTT-S International**. [S.l.], 2011. p. 19–22.
- OLGUN, U.; CHEN, C.-C.; VOLAKIS, J. L. Design of an efficient ambient wifi energy harvesting system. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, IET, v. 6, n. 11, p. 1200–1206, 2012.

PAING, T. et al. Custom ic for ultralow power rf energy scavenging. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 26, n. 6, p. 1620–1626, 2010.

PEREIRA, P. et al. Antenna impedance correction for low power energy harvesting devices. In: IEEE. **2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)**. [S.l.], 2017. p. 1–5.

PEREIRA, P. M. Estudo teórico e experimental de um sistema para transmissão de energia sem fio utilizando rectenna. **Belo Horizonte: CEFETMG**, 2014.

PEREIRA, P. M. et al. A passive spice model for rectennas. **COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering**, Emerald Publishing Limited, v. 37, n. 6, p. 1905–1917, 2018.

RAZAVI, B. **Fundamentals of Microelectronics**. [S.l.]: Wiley, 2008.

REN, Y.-J.; CHANG, K. 5.8-ghz circularly polarized dual-diode rectenna and rectenna array for microwave power transmission. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 54, n. 4, p. 1495–1502, 2006.

ROBERG, M. et al. High-efficiency harmonically terminated diode and transistor rectifiers. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 60, n. 12, p. 4043–4052, 2012.

SONG, C. et al. A high-efficiency broadband rectenna for ambient wireless energy harvesting. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, IEEE, v. 63, n. 8, p. 3486–3495, 2015.

_____. Matching network elimination in broadband rectennas for high-efficiency wireless power transfer and energy harvesting. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, 2016.

_____. Matching network elimination in broadband rectennas for high-efficiency wireless power transfer and energy harvesting. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 64, n. 5, p. 3950–3961, 2017.

STOCKMAN, H. R. G.-J.; GINSTE, D. V. Dedicated model for the efficient assessment of wireless power transfer in the radiative near-field. **International Journal Of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields**, v. 29, p. 380–391, May 2015.

SUN, H. et al. Design of a high-efficiency 2.45-ghz rectenna for low-input-power energy harvesting. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 11, p. 929–932, 2012.

TAKAHASHI, Y. et al. Improvement of convergence characteristic in nonlinear transient eddy-current analyses using the error correction of time integration based on the time-periodic fem and the eec method. **IEEJ Trans. PE**, v. 129, n. 6, p. 791–798, 2009.

_____. Convergence acceleration of time-periodic electromagnetic field analysis by the singularity decomposition-explicit error correction method. **IEEE Transaction on Magnetic**, v. 46, n. 8, p. 2947–2950, 2010.

TDK. **TDK**. 2017. Disponível em: <<https://product.tdk.com>>.

- TPLINK. **Roteador Wireless N 300Mbps High Power TL-WR841HP (V2)**. [S.l.]. Disponível em: <<http://loja.tp-link.com.br/roteador-wireless-n-300mbps-high-power-tl-wr841hp-v2-44/p>>. Acesso em: 2017-03-23.
- VALENTA, C. R.; MORYS, M. M.; DURGIN, G. D. Theoretical energy-conversion efficiency for energy-harvesting circuits under power-optimized waveform excitation. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 63, n. 5, p. 1758–1767, 2015.
- VERA, G. A. et al. Design of a 2.45 ghz rectenna for electromagnetic (em) energy scavenging. In: IEEE. **Radio and Wireless Symposium (RWS), 2010 IEEE**. [S.l.], 2010. p. 61–64.
- VISHAY. **VISHAY**. 2017. Disponível em: <<http://www.vishay.com/docs/20035/dcrewe3.pdf>>.
- VISSER, H. J. Printed folded dipole antenna design for rectenna and rfid applications. In: IEEE. **2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)**. [S.l.], 2013. p. 2852–2855.
- VISSER, H. J.; RENIERS, A. C.; THEEUWES, J. A. Ambient rf energy scavenging: Gsm and wlan power density measurements. In: IEEE. **2008 38th European Microwave Conference**. [S.l.], 2008. p. 721–724.
- WASEDA. **Novel, high power thermoelectric generator to utilize thermal difference of only 5°C in environmental and body heats**. Disponível em: <<https://www.waseda.jp/inst/research/news-en/60151>>. Acesso em: 27 jun. 2019.
- WATANABE, Y.; IGARASHI, H. Accelerated fdtd analysis of antennas loaded by electric circuits. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, v. 60, n. 2, p. 958–963, Feb 2012. ISSN 0018-926X.
- YOO, T.-W.; CHANG, K. Theoretical and experimental development of 10 and 35 ghz rectennas. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, IEEE, v. 40, n. 6, p. 1259–1266, 1992.
- YUAN, F.; SOLTANI, N. Design techniques for power harvesting of passive wireless microsensors. In: IEEE. **Circuits and Systems, 2008. MWSCAS 2008. 51st Midwest Symposium on**. [S.l.], 2008. p. 289–293.
- ZHANG, F. et al. Study of a novel compact rectenna for wireless energy harvesting. In: IEEE. **Wireless Symposium (IWS), 2013 IEEE International**. [S.l.], 2013. p. 1–4.
- ZHANG, H.; ZHU, X. A broadband high efficiency rectifier for ambient rf energy harvesting. In: IEEE. **Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International**. [S.l.], 2014. p. 1–3.
- ZHANG, J. et al. Performance of rfid bowtie tag antenna with different impedance matching. In: IEEE. **2008 Asia-Pacific Microwave Conference**. [S.l.], 2008. p. 1–4.
- ZHANG, N.; LI, X. Rfid tag antenna design and its em simulation based measurement method. In: IEEE. **2010 IEEE 12th International Conference on Communication Technology**. [S.l.], 2010. p. 644–647.

ZHOU, Y.; FROPPIER, B.; RAZBAN, T. Study of a matching circuit effect on a microwave rectifier. In: IEEE. **2011 11th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)**. [S.l.], 2011. p. 29–33.