



Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Associação Ampla entre CEFET-MG e UFSJ

OTIMIZAÇÃO, ANÁLISE E CONSTRUÇÃO DE UM RETIFICADOR DE BAIXÍSSIMA POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES EM TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO E COLHEITA DE ENERGIA

Raphaella Luiza Resende da Silva

2017

Raphaella Luiza Resende da Silva

OTIMIZAÇÃO, ANÁLISE E CONSTRUÇÃO DE UM RETIFICADOR DE BAIXÍSSIMA POTÊNCIA PARA APLICAÇÕES EM TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO E COLHEITA DE ENERGIA

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

Área de Concentração: Sistemas Elétricos.

Linha de Pesquisa: Eletromagnetismo Aplicado.

Orientador: Prof. Dr. Sandro Trindade Mordente Goncalves.

Coorientadora: Prof. Dra. Ursula do Carmo Resende.



Belo Horizonte

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

2017

Folha de aprovação a ser anexada.

*Aos meus pais Agmar e Fábio,
à minha irmã Luanna
e ao meu irmão Matheus (in memoriam).*

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela proteção, força e tantas graças em todos os momentos.

Aos meus pais Agmar e Fábio, pela força, apoio, incentivo, cuidado e amor durante toda minha vida.

À minha irmã Luanna, pelo incentivo, apoio e amizade sempre. Principalmente por me ouvir e não me deixar desistir.

Ao meu orientador Dr. Sandro, por compartilhar seu conhecimento, por todas as oportunidades que tem me dado desde a graduação até aqui, pela confiança, incentivo e todas as conquistas.

Ao professor Dr. Christian Vollaire, pelas oportunidades, confiança e empenho. A todos os colegas e funcionários do *Laboratoire Ampère* pela recepção e ajuda.

Ao professor Dr. Márcio Matias, por todo auxílio e disponibilidade em todos os momentos que precisei.

À minha amiga Ludmila, por toda parceria, ajuda, confiança, força e amizade.

A toda minha família, em especial meus avós e tios que sempre torceram por mim.

A todos os meus amigos que sempre estiveram ao meu lado.

Aos amigos do CEFET-MG por compartilharem conhecimentos, desafios e vitórias. Desejo muito sucesso a todos. A todos os funcionários pelo auxílio oferecido.

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

*“Por vezes, sentimos que aquilo que fazemos
não é senão uma gota de água no mar. Mas
o mar seria menor se lhe faltasse uma gota.”*

Madre Teresa de Calcutá

RESUMO

Com o avanço da tecnologia e surgimento de diversos dispositivos portáteis utilizados no dia a dia, a necessidade de um sistema que colete e transfira energia sem a utilização de meios físicos torna-se ainda mais evidente. O sistema capaz de coletar a energia do ar através de uma antena e converter essa energia de radiofrequência em energia de corrente contínua para entregá-la a uma carga é conhecido como rectena. O circuito retificador é uma importante parte da rectena. No entanto, devido ao fato da energia estar disponível no ar em níveis baixíssimos de potência e a algumas perdas no sistema, encontrar um circuito retificador com alta eficiência é um grande desafio. Neste trabalho, diferentes topologias de circuito retificador são otimizadas, utilizando Algoritmo Genético, com diferentes diodos, cargas, impedâncias e dimensões de microfitas, a fim de se obter a maior eficiência e tensão de saída possível. Além disso, uma análise é realizada para a compreensão da influência de alguns parâmetros na resposta do circuito retificador, tais como, a frequência de operação, potência de entrada, valor da carga, diodo e dimensões das microfitas. É realizada também a abordagem de um método para caracterização do material dielétrico utilizado na simulação e construção dos circuitos. O trabalho apresenta ainda a modelagem e construção do circuito retificador, resultante do processo de otimização, que melhor atende aos requisitos necessários para a aplicação de coleta e transferência de energia sem fio. As diversas topologias de circuitos retificadores foram otimizadas para potência de entrada -15 dBm e frequência de operação $2,45\text{ GHz}$. Nessas condições, o Circuito Retificador Série apresenta melhor resposta. Uma vez que a potência disponível no ar é baixa, mas não é constante, essa topologia ainda apresenta melhor desempenho quando a potência de entrada diminui até -20 dBm e aumenta até -10 dBm . Quando a potência de entrada é -15 dBm , este circuito apresenta tensão de saída $V_{out} = 402\text{ mV}$ e eficiência $\eta = 51,3\%$ e é a topologia escolhida para a aplicação desejada.

Palavras-chave: Colheita de Energia, Otimização, Rectena, Retificador de Baixa Potência.

ABSTRACT

With the advancement of technology and the emergence of various portable devices used in everyday life, the need for a system that collects and transfers energy without the use of physical means becomes evident. The system capable of collecting air energy through an antenna and converting that radiofrequency energy into direct current energy to deliver to a load is known as rectenna. The rectifier circuit is an important part of the rectenna. However, the power available in the air has a very low energy level and in addition there are some losses in the system. Thus, finding a rectifier circuit with high efficiency is a great challenge. In this work, different rectifier circuit topologies are optimized, using the Genetic Algorithm, with different diodes, loads, impedances and microstrip dimensions, in order to obtain the highest efficiency and output voltage. In addition, an analysis is performed to understand the influence of some parameters on the response of the rectifier circuit, such as frequency of operation, input power, load value, diode and microstrip dimensions. It is also carried out the approach of a method for characterization of the dielectric material used in the simulation and construction of the circuits. The work also presents the modeling and construction of the rectifier circuit, resulting from the optimization process, which best meets the requirements for the application of wireless energy harvesting and transfer. The various topologies of rectifier circuits were optimized for input power -15 dBm and 2.45 GHz operating frequency. Under these conditions, the Monodiode Series topology presents better performance. Since power is available in the air at very low power, but at different levels, this circuit is still ideal when the power decreases to -20 dBm and when it increases to -10 dBm . When the input power is -15 dBm , this presents output voltage $V_{out} = 402\text{ mV}$ and efficiency $\eta = 51.3\%$ and was the chosen topology for the desired application.

Key words: Low Power Rectifier, Optimization, Power Harvest, Rectenna.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Blocos de Funcionamento: (a) Sistemas SPSS e (b) Powercast®	20
Figura 1.2 – Sistema de carregamento de bateria sem fios baseado em metamateriais.	21
Figura 2.1 – Sistema Coletor de Energia sem Fio.	25
Figura 2.2 – Topologias de circuitos retificadores: (a) Série, (b) Paralelo, (c) Dobrador de Tensão, (d) Dobrador de Tensão <i>Latour</i> e (e) <i>Greinacher</i>	27
Figura 3.1 – Geometria da linha de alimentação impressa.....	34
Figura 3.2 – Medição da largura de banda 3 dB	38
Figura 3.3 – Padrões de calibração TRL.	41
Figura 4.1 – <i>Layout</i> e ressonador T no material Rogers RT/Duroid® 5870	44
Figura 4.2 – Parâmetros S_{12} do ressonador T na placa Rogers RT/Duroid® 5870	45
Figura 4.3 – Kit de calibração TRL para FR4..	45
Figura 4.4 – Ressonadores para teste do kit de calibração	46
Figura 4.5 – Medições com calibração TRL e SOLT.....	48
Figura 4.6 – Ressonador T no material FR4.....	49
Figura 4.7 – Parâmetro S_{12} do ressonador T na placa FR4	50
Figura 4.8 – Fonte de potência que representa a antena no sistema coletor de energia..	52
Figura 4.9 Via GND	52
Figura 4.10 – Esquemático do circuito retificador do tipo Série.....	54
Figura 4.11 – <i>Layout</i> e dimensões do circuito retificador do tipo Série.....	57
Figura 4.12 – Esquemático do circuito retificador do tipo Paralelo.....	57
Figura 4.13 – <i>Layout</i> e dimensões do circuito retificador do tipo Paralelo.....	58
Figura 4.14 – Esquemático do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão	59
Figura 4.15 – <i>Layout</i> e dimensões do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão	62
Figura 4.16 – Esquemático do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão <i>Latour</i>	62
Figura 4.17 – <i>Layout</i> e dimensões do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão <i>Latour</i>	65
Figura 4.18 – Esquemático do circuito retificador do tipo <i>Greinacher</i>	66
Figura 4.19 – <i>Layout</i> e dimensões do circuito retificador do tipo <i>Greinacher</i>	69
Figura 5.1 – Máxima potência entregue à carga	72
Figura 5.2 – Corrente x Tensão na carga: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i> e (e) Circuito Retificador <i>Greinacher</i>	72

Figura 5.3 – Carga x Eficiência: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i> e (e) Circuito Retificador <i>Greinacher</i>	74
Figura 5.2 – Potência de entrada x Eficiência: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i> e (e) Circuito Retificador <i>Greinacher</i>	75
Figura 5.5 – Carga x Tensão de Saída.....	76
Figura 5.6 – Carga x Potência de Saída.....	77
Figura 5.7 – Frequência x Tensão de Saída.....	77
Figura 5.8 – Filtro de Entrada	78
Figura 5.9 – Largura do filtro de entrada x Tensão de Saída e Eficiência: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i> e (e) Circuito Retificador <i>Greinacher</i>	79
Figura 5.10 – Comprimento do filtro de entrada x Tensão de Saída e Eficiência: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i> e (e) Circuito Retificador <i>Greinacher</i>	80
Figura 5.11 – Influência do elemento passivo no circuito retificador: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão e (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i>	86
Figura 5.12 – Filtro passa-baixa de saída	89
Figura 5.13 – Largura do filtro de saída x Tensão de Saída e Eficiência: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i> e (e) Circuito Retificador <i>Greinacher</i>	89
Figura 5.14 – Comprimento do filtro de saída x Tensão de Saída e Eficiência: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo e (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i>	90
Figura 5.15 – Parâmetros S_{21} do filtro de saída: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão e (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i>	92

Figura 5.16 – Parâmetros S_{21} do filtro de saída - Máximos e Mínimos: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo e (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão.....	96
Figura 5.17 – Parâmetros S_{21} do filtro de saída: (a) Circuito Retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i> e (b) Circuito Retificador <i>Greinacher</i>	94
Figura 6.1 – Figura de Mérito.....	97
Figura 6.2 – Circuito LC correspondente a um trecho de microfita.....	98
Figura 6.3 – Filtro de entrada dividido em microfita.....	100
Figura 6.4 – Circuito LC correspondente ao <i>step</i> de largura entre os techos de microfita	100
Figura 6.5 – Modelagem para microfita com largura $w > 3\text{ mm}$	101
Figura 6.6 – Filtro de entrada modelado como circuito RLC.....	102
Figura 6.7 – Filtro de saída modelado como circuito RLC	103
Figura 6.8 – Tensão de entrada do filtro de saída no domínio do tempo	104
Figura 6.9 – Transformada de Fourier do sinal de entrada do filtro de saída	104
Figura 6.10 – Circuito retificador modelado	105
Figura 6.11 – Modelagem do filtro de entrada: circuito equivalente	106
Figura 6.12 – Circuito Retificador Série construído	109
Figura 6.13 – Tensão de saída x frequência: Medições e Simulações: (a) $P_{in} = -15\text{ dBm}$ e (b) $P_{in} = 0\text{ dBm}$	109

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Estado da Arte de Circuitos Retificadores.....	22
Tabela 2.1 – Parâmetros dos diodos <i>Schottky</i> HSMS 285x e HSMS 286x.....	28
Tabela 2.2 – Tensão de ativação diodos <i>Schottky</i> HSMS 285x e HSMS 286x.....	28
Tabela 4.1 – Parâmetros de construção do kit TRL para FR4.....	46
Tabela 4.2 – Resultado da calibração SOLT para material FR4..	47
Tabela 4.3 – Resultado da calibração TRL para material FR4.....	47
Tabela 4.4 – Parâmetros dodielétrico para substrato FR4.....	50
Tabela 4.5 – Variáveis de otimização.....	51
Tabela 4.6 – Processos de otimização.....	53
Tabela 4.7 – Resultados do processo de otimização para retificador Série com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2850.....	54
Tabela 4.8 – Resultados do processo de otimização para retificador Série com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2860.....	55
Tabela 4.9 – Resultados do processo de otimização para retificador Série com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2850.....	55
Tabela 4.10 – Resultados do processo de otimização para retificador Série com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2860.....	56
Tabela 4.11 – Melhores resultados de otimização para retificador Série.....	56
Tabela 4.12 – Resultados do processo de otimização para retificador Paralelo com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2850.....	58
Tabela 4.13 – Resultados do processo de otimização para retificador Paralelo com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2860.....	58
Tabela 4.14 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de tensão com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2850.....	59
Tabela 4.15 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2860.....	60
Tabela 4.16 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de tensão com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2850.....	60
Tabela 4.17 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2860.....	61
Tabela 4.18 – Melhores resultados de otimização para retificador Dobrador de Tensão.....	61

Tabela 4.19 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i> com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2852..	63
Tabela 4.20 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i> com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2862..	63
Tabela 4.21 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i> com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2852.....	64
Tabela 4.22 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i> com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2862.....	64
Tabela 4.23 – Melhores resultados de otimização retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i> ..	65
Tabela 4.24 – Resultados do processo de otimização para retificador <i>Greinacher</i> com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2852.	66
Tabela 4.25 – Resultados do processo de otimização para retificador <i>Greinacher</i> com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2862.	67
Tabela 4.26 – Resultados do processo de otimização para retificador <i>Greinacher</i> com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2852.	67
Tabela 4.27 – Resultados do processo de otimização para retificador <i>Greinacher</i> com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2862.	68
Tabela 4.28 – Melhores resultados de otimização retificador <i>Greinacher</i>	68
Tabela 4.29 – Melhores resultados do processo de otimização para cada topologia.	69
Tabela 5.1 – Resistência interna dos circuitos retificadores.....	73
Tabela 5.2 – Carga de eficiência máxima.....	73
Tabela 5.3 – Variação das dimensões do filtro de entrada do circuito retificador Série....	81
Tabela 5.4 – Variação das dimensões do filtro de entrada do circuito retificador Paralelo....	82
Tabela 5.5 – Variação das dimensões do filtro de entrada do circuito retificador Dobrador de Tensão.....	83
Tabela 5.6 – Variação das dimensões do filtro de entrada do circuito retificador Dobrador de Tensão <i>Latour</i>	84
Tabela 5.7 – Variação das dimensões do filtro de entrada do circuito retificador <i>Greinacher</i>	85
Tabela 5.8 – Influência do diodo no circuito retificador....	88
Tabela 6.1 – Valores das variáveis de otimização para o Circuito Retificador Série.....	98
Tabela 6.2 – Dimensões das microfita que compõem o filtro de entrada.....	100
Tabela 6.3 – Resistências, Indutâncias e Capacitâncias das microfita modeladas... ..	102

Tabela 6.4 – Indutâncias e Capacitâncias dos <i>steps</i> de largura modelados.....	102
Tabela 6.5 – Teste para validação da modelagem do filtro de entrada... ..	102
Tabela 6.6 – Teste para validação da modelagem do filtro de saída... ..	103
Tabela 6.7 – Valores dos resistores, capacitores e indutores do filtro de saída modelado.....	103
Tabela 6.8 – Teste para validação da modelagem do circuito retificador completo... ..	105

LISTA DE ABREVIACÕES E SIGLAS

ADS.....	<i>Advanced Design System</i>
CA.....	Corrente Alternada
CC.....	Corrente Contínua
CRMI.....	<i>Close-Range Magnetic Induction</i>
EM.....	Energia Eletromagnética
HB.....	<i>Harmonic Balance</i>
ISM.....	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
CC.....	Corrente Contínua
CA.....	Corrente Alternada
LC.....	Indutor-Capacitor
LSSP.....	<i>Large-Signal S-Parameters</i>
RF.....	Radiofrequência
RFID.....	<i>Radio Frequency Identification</i>
RLC.....	Resistor, Indutor e Capacitor
SOLT.....	<i>Short-Open-Load-Thru</i>
SPSS.....	<i>Solar Power Satellites System</i>
TRL.....	<i>Thru-Reflect-Line</i>
Wi-Fi.....	<i>Wireless Fidelity</i>
WPC.....	<i>Wireless Power Consortium</i>

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	18
1.1.Contextualização.....	18
1.2. Objetivos.....	23
1.3. Organização do trabalho.....	24
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	25
2.1. Sistema Coletor de Energia.....	25
2.2. Circuito Retificador.....	26
2.3. Diodos.....	28
2.4. Mecanismos de perdas no circuito retificador.....	29
2.5. Otimização.....	29
2.5.1. Algoritmo Genético.....	30
2.6. Permissividade Relativa e Tangente de Perdas do Material Dielétrico.....	31
2.7.Considerações Finais.....	32
3. CARACTERIZAÇÃO DO MATERIAL DIELÉTRICO.....	33
3.1. Determinação da constante dielétrica do substrato.....	33
3.1.1. Linha de alimentação.....	33
3.1.2. <i>Stub</i> e determinação da Constante Dielétrica.....	34
3.2. Determinação da Tangente de Perdas.....	37
3.3. Calibração do Analisador de Rede.....	39
3.3.1. Projeto do kit de calibração TRL.....	40
3.4.Considerações Finais.....	42
4. SIMULAÇÃO E OTIMIZAÇÃO DOS CIRCUITOS RETIFICADORES.....	43
4.1. Caracterização da placa de FR4 utilizada na simulação e construção dos circuitos retificadores.....	43
4.1.1. Validação do método para cálculo da permissividade relativa e tangente de perdas do material dielétrico.....	43
4.1.2. Calibração SOLT x Calibração TRL.....	45
4.1.3. Determinação da permissividade relativa e tangente de perdas da placa FR4.....	49
4.2.Otimização dos circuitos retificadores.....	51
4.2.1. Otimização do circuito retificador do tipo Série.....	53

4.2.2.	Otimização do circuito retificador do tipo Paralelo.....	57
4.2.3.	Otimização do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão.....	59
4.2.4.	Otimização do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão <i>Latour</i>	62
4.2.5.	Otimização do circuito retificador do tipo <i>Greinacher</i>	65
4.3.	Considerações Finais.....	70
5.	ANÁLISE DOS CIRCUITOS RETIFICADORES.....	71
5.1.	A influência da potência de entrada no circuito retificador.....	71
5.2.	A influência da carga no circuito retificador.....	76
5.3.	A influência da frequência no circuito retificador.....	77
5.4.	A influência das dimensões do filtro de entrada no circuito retificador.....	78
5.5.	A influência do elemento passivo no circuito retificador.....	86
5.6.	A influência do diodo no circuito retificador.....	87
5.7.	A influência das dimensões do filtro de saída no circuito retificador.....	88
5.8.	Considerações Finais.....	95
6.	CIRCUITO RETIFICADOR PARA APLICAÇÃO DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO E COLHEITA DE ENERGIA.....	97
6.1.	Introdução.....	97
6.2.	Modelagem do Circuito Retificador Série.....	98
6.2.1.	Modelagem do filtro de entrada e elemento passivo.....	98
6.2.2.	Modelagem do filtro de saída e carga.....	102
6.3.	Função de Transferência.....	105
6.3.1.	Função de Transferência do filtro de entrada.....	106
6.3.2.	Função de Transferência do filtro de saída.....	108
6.4.	Construção e Testes.....	109
6.5.	Considerações Finais.....	110
7.	CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	112
7.1.	Sugestões para trabalhos futuros.....	113
	REFERÊNCIAS.....	114

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1. Contextualização

Nos últimos anos houve grande progresso na tecnologia graças ao avanço da microeletrônica, visto que esta proporcionou a integração de componentes e sistemas em um único dispositivo. Assim, foi possível o surgimento de aparelhos eletrônicos portáteis cada vez mais versáteis e eficientes. Porém, no que tange a alimentação destes, a tecnologia ainda tem muito a evoluir, especialmente nos campos de captação, transmissão e armazenamento de energia.

Um sistema que colete e transfira energia sem utilização de fios permitiria que os dispositivos fossem mais compactos, além de proporcionar uma maior liberdade de movimento destes. A transmissão de energia sem fio em distâncias consideráveis é uma solução promissora para proporcionar essa autonomia, pois devido à presença em diferentes níveis de ondas eletromagnéticas em nosso ambiente, provenientes especialmente de roteadores Wi-Fi (*Wireless Fidelity*), torna-se possível a recuperação e exploração dessa energia livre [1]. Essa ideia, porém, já é discutida desde o começo dos estudos sobre eletricidade.

No século XIX, Nikolas Tesla descreveu a transferência livre de energia sem a necessidade de uma conexão física com a fonte de energia como algo de maior importância para o homem [2]. Em [3] ele demonstrou e patenteou um método para transmissão de sinais através de meios naturais. Descrito em uma linguagem jurídica bastante confusa, o que Tesla defende em sua patente é a transmissão sem fio de energia, o armazenamento desta energia em um capacitor e o gerenciamento de energia ao longo do tempo. Embora não tenha alcançado sucesso na construção comercial de um sistema de transmissão de energia sem fio, ele conseguiu transmitir energia de seus osciladores que operavam até 100 mV a 150 kHz. Tesla falhou, pois a potência era transmitida com ondas de rádio cujo comprimento era de 21 km e para concentrar a potência e aumentar a eficiência de transmissão seria necessária uma frequência maior que a utilizada por Tesla [4].

Na década de 1930 houve progresso na geração de micro-ondas de alta potência devido à invenção das válvulas eletrônicas *Magnetron* e *Klystron*, capazes de transformar a energia

elétrica em ondas eletromagnéticas. Após a Segunda Guerra Mundial, por meio da tecnologia de radar, tubos de micro-ondas de alta potência e eficiência alcançaram um grande avanço. Nesse contexto, a retificação de sinais de microondas para fornecer energia contínua através da transmissão sem fio foi proposta e estudada por W.C. Brown, que iniciou a era moderna da transmissão de energia sem fio utilizando os tubos de micro-ondas de alta potência desenvolvidos pela Raytheon Company[®] [5], um conglomerado norte-americano que atua na área de armamentos e equipamentos eletrônicos para uso militar e comercial.

A frequência 2,45 GHz surgiu como frequência de transmissão devido à sua base de tecnologia avançada e eficiente, a sua localização no centro de uma banda recém-licenciada denominada ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) e à sua atenuação mínima através da atmosfera, mesmo em fortes tempestades de chuva. O sistema que coleta, retifica e entrega à carga a energia ambiente chama-se rectena. A eficiência deste começou a aumentar a partir da década de 1960 até a década de 1970 nesta frequência [4].

A RFID (*Radio Frequency Identification*) foi oficialmente apresentada ao público em 1973, quando Cardullo e Walton reivindicaram patentes de aplicações envolvendo o método. O primeiro desenvolveu a RFID ativa com memória incorporada, enquanto o segundo aplicou a RFID passiva em um sistema de bloqueios de portas [6]. Desde então o governo americano solicitou pesquisas e desenvolvimentos intensivos em sistemas RFID, como o mecanismo de rastreamento de material nuclear desenvolvido pelo Laboratório Nacional de Los Alamos. Nos anos 80, um cientista deste mesmo laboratório comercializou um sistema RFID para o pagamento de pedágio [7].

Em 1990, *tags* de RFID já operavam em bandas ISM, como 915 MHz e 2,45GHz e eram aplicadas especialmente em sistemas de rastreamento de bens avaliados a longo alcance, como em trens ferroviários. Já em 1999, a tecnologia RFID foi incorporada à internet [8], permitindo o sistema de rastreamento global e tornando-se a tecnologia de rastreamento mais conhecida hoje.

Na primeira década dos anos 2000, as diversas aplicações de transmissão de energia sem fio atraíram forte interesse comercial, resultando na formação do WPC (*Wireless Power Consortium*), que é formado por alguns dos maiores fabricantes de eletrônicos de consumo do mundo, como Phillips[®], Duracell[®], Hosiden[®], Legger & Platt[®], Nokia[®], Sanyo[®] entre outros. O objetivo é estabelecer um padrão internacional para sistemas de carregamento sem fio.

Em Janeiro de 2009, o WPC selecionou a tecnologia de Indução Magnética de Curto Alcance, conhecida como CRMI (*Close-Range Magnetic Induction*) como primeiro padrão de

transferência sem fio. Este padrão consiste em duas bobinas indutivas, uma transmissora e uma receptora, ajustadas na mesma potência para cancelar a indutância que existe nas bobinas de acoplamento durante a operação. Assim, a energia pode ser acoplada do transmissor ao receptor de forma mais eficaz. Essa tecnologia está bastante incorporada ao nosso dia-a-dia, como nos carregadores de escova de dente, carregador de console de jogos e implantes cocleares [7].

A radiação eletromagnética também é um meio bastante utilizado para transmissão de energia sem fio. Um aplicativo de curto alcance e baixa potência é o sistema proposto pela Powercast Corporation[®]. Essa tecnologia requer um transmissor especial, chamado Powercaster[®] e um receptor, o Powerharvester[®]. Este último se refere a um circuito retificador integrado a uma antena receptora, utilizado para converter a energia de RF (radiofrequência) do transmissor em energia contínua de forma eficiente. A principal aplicação deste método é a recarga de baterias alcalinas de íons de lítio a uma distância de até 5 metros [7].

Mais um conceito, ainda em desenvolvimento, que envolve radiação eletromagnética é o Sistema de Satélites de Energia Solar, conhecido como SPSS (*Solar Power Satellites System*). Este método é teoricamente igual ao desenvolvido pela Powercast Corporation[®], no entanto é um sistema de transmissão de energia de alta potência, apresenta dispositivos maiores e dispensa o circuito retificador. Como descrito em [7], esta é uma tecnologia de transmissão de energia sem fio cujo objetivo é transferir a energia de micro-ondas disponível no espaço de volta para a superfície da terra. A ideia é de que os satélites orbitando no espaço possuam células capazes de captar a energia solar. A eletricidade é então convertida em energia de micro-ondas pelos painéis maciços das antenas transmissoras, capazes de visitar as estações receptoras terrestres, onde a energia será transferida para a rede de distribuição elétrica e depois encaminhada para o consumidor. Baseado no trabalho de Glaser [9], a expectativa é de que o sistema seja implementando por volta de 2030 [4]. A Figura 1.1 sintetiza o funcionamento dos sistemas SPSS e Powercast[®], na qual EM é a energia eletromagnética, CA é corrente alternada e CC corrente contínua.

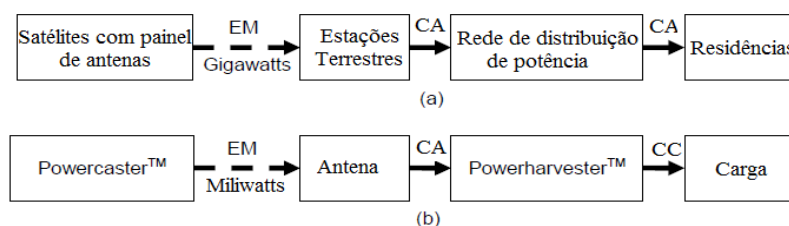


Figura 1.1 – Blocos de funcionamento: (a) Sistema SPSS e (b) Powercast[®] [7].

Existem ainda outras formas de transmissão de energia sem a utilização de fios. A utilização de metamateriais é uma delas, vem ganhando espaço desde o início dos anos 2000 e é atualmente um dos métodos mais investigados para este fim. Os metamateriais são um composto artificial cujas propriedades eletromagnéticas podem ser projetadas para apresentar características não observadas em meios materiais naturais, como permissividade e permeabilidade efetivas negativas. Isso acontece porque essas propriedades não resultam da natureza dos componentes, que geralmente são condutores convencionais e dielétricos, mas sim de sua estrutura. Uma das propriedades mais visíveis dos metamateriais é a capacidade de uma estrutura com permissividade e permeabilidade relativas, ambas iguais a -1, se comportar como um guia de fluxo magnético com resolução menor do que o comprimento da onda eletromagnética no espaço livre. Assim quando este é colocado entre uma fonte de campo magnético RF e um dispositivo receptor, a estrutura focalizará o campo magnético da fonte em direção ao receptor [10]. Espera-se que através desta tecnologia possa ser possível criar um sistema de transferência de eletricidade sem fios capaz de alimentar simultaneamente diversos aparelhos portáteis, como celulares, *tablets* e controles remotos. Em [11] é proposto um dispositivo com dimensões semelhantes a de um aparelho de televisão de tela plana, que seria capaz de carregar automática e continuamente as baterias de qualquer dispositivo em qualquer lugar dentro de uma sala. A Figura 1.2 mostra o sistema descrito.

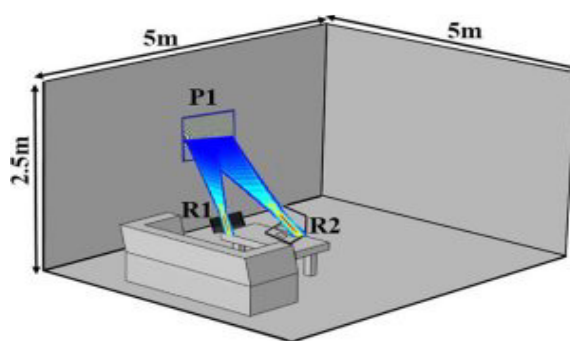


Figura 1.2 – Sistema de carregamento de bateria sem fios baseado em metamateriais [11].

Diversas são as vantagens da utilização de um sistema de transmissão de energia sem fio, pois a vida da bateria de sensores utilizados para importantes aplicações é curta e, quando o sensor se encontra em locais de difícil acesso, a substituição dessas baterias é impraticável economicamente e do ponto de vista humano, pois pode ocasionar em riscos significativos para o profissional. Além disso, esse sistema reduz o tamanho e peso dos dispositivos, permitindo além da transferência de energia ponto a ponto, a viabilidade de conceitos como

telas flexíveis e realidade aumentada baseada em lentes de contato, carregamento de baterias de carros e sensores de potência muito baixa, dentre outras aplicações.

Existem também algumas desvantagens que aumentam ainda mais o desafio da implementação do sistema de coleta de energia sem fio. Em algumas aplicações, devido à impraticabilidade de fontes de energia tais como luz, vento, vibração entre outras, a radiofrequência torna-se a candidata mais popular à fonte de energia a ser coletada neste caso. Porém, o sistema não pode acumular grande quantidade de energia devido à baixa potência disponível e grandes perdas no sistema de coleta. Além disso, ondas de rádios por vezes são refletidas, difratadas e espalhadas, dependendo de alguns fatores, sendo muito difícil estimar a quantidade de potência de radiofrequência que pode ser captada em alguma localização [12]. De forma geral, a energia no ar está disponível em baixíssimas potências, sendo necessário que o sistema seja capaz de operar nessa condição.

Um ponto crítico desse sistema é a eficiência quando os níveis incidentes de energia são muito baixos, sendo objeto de estudo de diversos trabalhos presentes na literatura. O circuito retificador é uma importante parte do sistema de coleta de energia sem fio e várias topologias de retificação foram propostas para aumentar a eficiência de conversão de energia de radiofrequência para CC (corrente contínua).

Estado da Arte

O estado da arte para circuitos retificadores operando em baixas potências encontrado na literatura é mostrado na Tabela 1.1.,

Tabela 1.1 - Estado da Arte de Circuitos Retificadores.

Potência incidente	Frequência	Eficiência	Diodo	Topologia	Referência
-20 dBm	950 MHz	8,6%	HSMS 2850	Dobrador de tensão	[12]
-20 dBm	850 MHz	21%	HSMS 2852	Dobrador de Tensão Latour	[13]
-20 dBm	940 MHz	40,1%	SMS 7630	Série, Paralelo e Greinacher	[14]
-20 dBm	2,45GHz	15%	HSMS 2852	Greinacher	[15]
-20 dBm	2,45 GHz	28%	HSMS 2852	Greinacher Modificado	[16]
-10 dBm	2,45 GHz	45%	HSMS 2852	Greinacher	[15]

Analisando a Tabela 1.1, nota-se que em [12], [13] e [14], embora a potência incidente seja baixa, os circuitos apresentam baixa frequência de operação. Ainda assim, a maior eficiência encontrada foi de apenas 40,1%. Já em [15] e [16] que mostram retificadores que operam em alta frequência, quando a potência incidente é tão baixa quanto -20 dBm , a maior eficiência encontrada foi de apenas 28%. A maior eficiência encontrada quando a frequência de operação é alta é de 45%, porém a potência de entrada de -10 dBm não é baixa o suficiente para estar disponível no ar para esta aplicação. Na condição alta frequência e baixa potência incidente, o melhor resultado é encontrado em [16], com uma eficiência de apenas 28%.

Para a aplicação de transmissão e coleta de energia sem fio, os circuitos retificadores devem operar em altas frequências, mas nessa condição as dimensões das trilhas de microfita que fazem a conexão dos componentes têm importante papel uma vez que a impedância das trilhas vai influenciar os sinais que trafegam por ela. Assim, para simular corretamente um circuito não linear, como é o caso do retificador, é necessário realizar a modelagem dessas trilhas ou otimizar suas dimensões para que o circuito atenda aos requisitos necessários.

As dimensões das trilhas em conjunto com os valores dos capacitores e da carga afetam a impedância e a tensão de saída retificada do circuito. Há uma interdependência dessas variáveis, fazendo com que a mudança de apenas uma delas interfira no desempenho das demais. Dessa forma, torna-se essencial o processo de otimização desse circuito, tendo como variáveis os componentes passivos, impedância, carga e as dimensões da trilha de microfita, especialmente as que compõem os filtros de entrada e saída do retificador.

1.2. Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é encontrar, por meio de processo de otimização, a topologia que resulte em uma maior tensão de saída e eficiência de um circuito retificador para aplicação de coleta de energia sem fio do ar.

Para este fim, têm-se os seguintes objetivos específicos:

- Caracterização do material dielétrico da placa onde o circuito será impresso.
- Otimização de diferentes topologias de circuito retificador, com diferentes cargas, impedâncias de entrada e diodos.
- Otimização das dimensões das microfita do circuito retificador, especialmente das que compõem os filtros na entrada e saída deste.
- Análise da influência de alguns parâmetros no circuito retificador, tais como frequência de operação, carga, potência de entrada e dimensões das microfita.

- Modelagem matemática e construção do circuito retificador que melhor atende aos requisitos para aplicação desejada.

1.3. Organização do trabalho

O presente trabalho é dividido em 7 capítulos, incluindo o Capítulo 1 que apresenta uma introdução sobre o assunto, o estado da arte e desafios que juntos caracterizam a motivação para o desenvolvimento deste, cujo objetivo também se encontra no capítulo. O Capítulo 2 traz uma revisão bibliográfica dos principais conteúdos utilizados no desenvolvimento deste trabalho. Nele são apresentados o funcionamento de um sistema coletor de energia, as topologias de circuitos retificadores e tipos de diodos utilizados para este fim, o processo e o algoritmo de otimização utilizados como ferramenta para determinação do circuito retificador a ser utilizado. O Capítulo 3 aborda a determinação da permissividade relativa e tangente de perdas do material dielétrico da placa cujo circuito será construído. Essa caracterização é feita com a finalidade de realizar a otimização com os parâmetros mais próximos o possível da realidade. O Capítulo 4 mostra o processo de otimização de diferentes topologias de circuitos retificadores. Esse processo é realizado de diferentes formas para cada uma dessas topologias e a finalidade é determinar um circuito de maior tensão de saída e eficiência para cada tipo de circuito retificador. Uma análise desses circuitos é apresentada no Capítulo 5, cujo objetivo é entender como algumas grandezas envolvidas no processo afetam a saída do circuito retificador. O Capítulo 6 apresenta a determinação da melhor topologia para a finalidade de coleta de energia sem fio do ar, a modelagem e a função de transferência para este. Neste capítulo a construção e alguns testes realizados com este circuito retificador escolhido também são abordados. No Capítulo 7 são apresentadas a conclusão do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo são abordados os principais conceitos sobre sistemas coletores de energia sem fio e suas implicações utilizados ao longo deste trabalho. Esta revisão bibliográfica é realizada com o objetivo de apresentar principalmente as topologias de circuitos retificadores mais utilizadas na literatura para que, ao longo deste trabalho, sejam melhor analisadas nas condições necessárias para a coleta e transmissão da energia sem fio.

2.1 . Sistema Coletor de Energia

O sistema coletor de energia sem fio é formado por quatro blocos: antena, o filtro de rede, o circuito retificador e o filtro passa-baixa na saída e é mostrado a Figura 2.1.

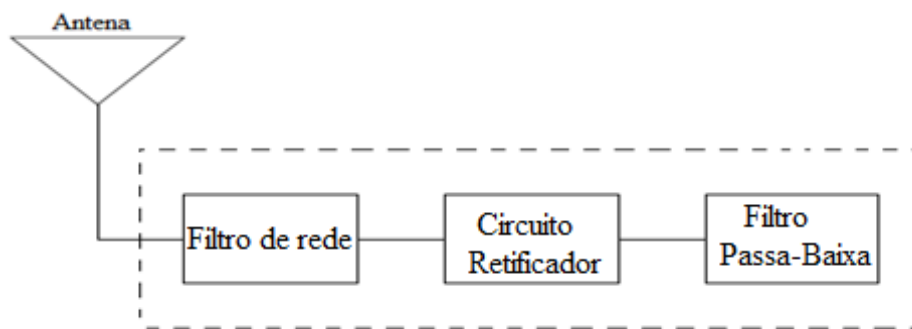


Figura 2.1 – Sistema Coletor de Energia sem Fio.

A energia de RF (radiofrequência) é captada do ar através da antena, como é chamado o conjunto da antena, filtros e circuito retificador. O filtro de rede tem o objetivo de casar a impedância da antena com o circuito de retificação, além de impedir que os harmônicos gerados por este sejam re-radiados para o ambiente. O circuito retificador pode ser construído empregando uma variedade de topologias que envolvem diferentes números de diodos e capacitores. Por fim, o filtro passa-baixa na saída remove as frequências fundamentais e harmônicos, preservando apenas o valor CC da tensão e ainda influencia a impedância de saída [2].

A maioria dos modernos circuitos de coleta de energia usam elementos de retificação baseados em semicondutores para converter energia RF em energia CC. Embora os semicondutores sejam individualmente capazes de lidar com quantidade relativamente

pequena de energia, seu baixo custo financeiro os tornam ideais para uma variedade de aplicações.

A literatura caracteriza os circuitos de coleta de energia de duas maneiras: através da eficiência e da sensibilidade [17]. A eficiência é o conceito mais utilizado, sendo que em ambos os casos, a potência desejada P_{out_CC} é definida como na Equação (2.1), em que V_{out_CC} é a tensão de saída retificada e R_L é a carga alimentada.

$$P_{out_CC} = \frac{V_{out_CC}^2}{R_L}. \quad (2.1)$$

P_{out_CC} é a potência útil que pode ser fornecida à carga. Sabendo que P_{in} é a potência recebida na entrada do sistema de coleta de energia, a eficiência é dada por:

$$\eta = \frac{P_{out_CC}}{P_{in}}. \quad (2.2)$$

Embora seja relacionada à eficiência, a sensibilidade é definida como a potência mínima necessária para alimentar um dispositivo e, assim, depende do dispositivo bem como do ponto de operação do mesmo, o que pode fazer com que a sensibilidade varie. A eficiência é utilizada como parâmetro para comparação entre as topologias dos circuitos retificadores, uma vez que pode ser usada para comparar universalmente a eficácia da conversão de energia [17].

2.2 . Circuito Retificador

Um sistema coletor de energia tem como objetivos captar a energia RF disponível no ar e transformá-la em energia CC. Dessa forma, o circuito retificador é parte fundamental desse sistema e é importante que se tenha um bom projeto de forma a garantir o bom desempenho deste. Embora existam vários métodos de se fazer a conversão RF-CC, circuitos retificadores baseados em diodos são mais utilizados, especialmente na faixa de micro-onda.

Diversas são as topologias possíveis para o circuito retificador. Essas normalmente se diferem quanto ao número de diodos e elementos passivos presentes. Algumas topologias são mostradas na Figura 2.2.

O circuito retificador do tipo Série [1], mostrado na Figura 2.2 (a), é um retificador de meia-onda, utiliza um simples diodo para retificação do sinal RF e é amplamente utilizado em aplicações de baixa potência. Uma desvantagem dessa configuração é que normalmente a tensão na carga é baixa.

A Figura 2.2 (b) apresenta a topologia Paralela [1], que possui um desempenho semelhante ao circuito série, mas retifica também a alternância negativa do sinal RF e é, portanto, um retificador de onda completa. Também é adequado para aplicações de baixa potência e apresenta tensão de saída baixa.

O circuito retificador Dobrador de Tensão [1], apresentado na Figura 2.2 (c), é também um retificador de onda completa e tem como vantagem uma alta tensão de saída, porém é menos eficiente que o circuito Série para aplicações em baixa potência.

A topologia Dobrador de Tensão *Latour*, Figura 2.2 (d), é uma modificação do circuito Dobrador de Tensão. A fonte de tensão fornece dois ramos separados em paralelo. Cada ramo é constituído por um diodo e um capacitor em série, sendo os terminais dos capacitores conectados no plano-terra. Um capacitor é carregado na meia-onda positiva e o outro na meia-onda negativa [13].

O circuito retificador *Greinacher* modificado, mostrado na Figura 2.2 (e), também é uma adaptação do circuito dobrador de tensão. O par de diodos central juntamente com os capacitores são responsáveis por deslocar a tensão até os diodos das extremidades, fazendo com que estes retifiquem totalmente a tensão. Ao atingir o equilíbrio, o circuito retificador entrega corrente de saída e tensão constantes para a carga [16].

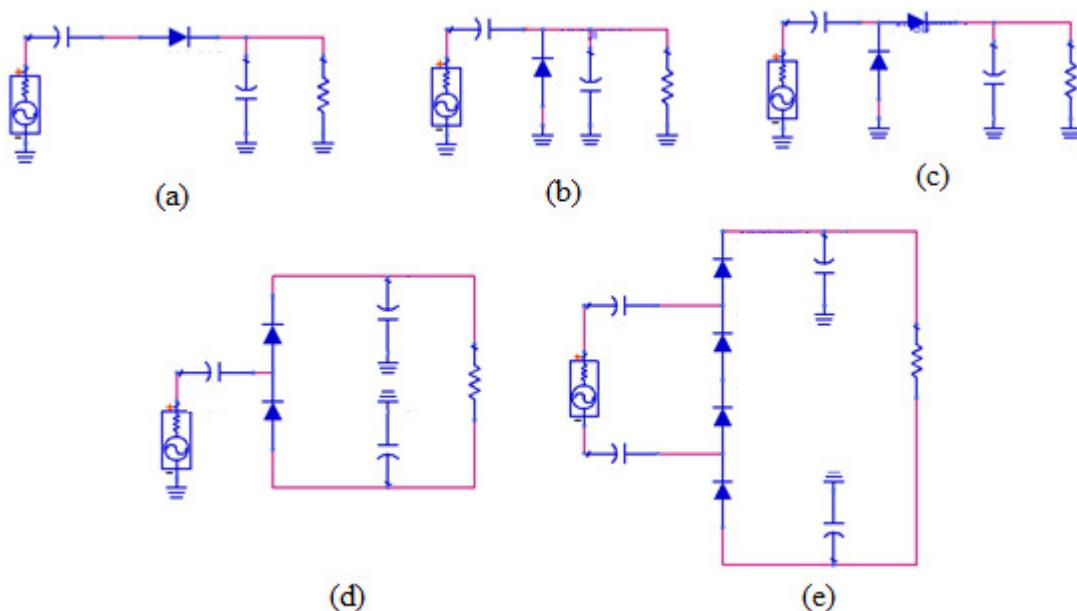


Figura 2.2 – Topologias de circuitos retificadores: (a) Série, (b) Paralelo, (c) Dobrador de Tensão, (d) Dobrador de Tensão *Latour* e (e) *Greinacher*.

Embora a Figura 2.2 apresente sempre capacitores entre a fonte e a carga, um indutor também pode ser usado. O elemento passivo é necessário para diminuir o efeito de dispersão sobre a eficiência do circuito [13].

As topologias apresentadas são as mais utilizadas recentemente na literatura devido a sua eficiência, facilidade de construção, entre outras características.

2. 3. Diodos

A escolha do diodo retificador é um fator crucial para obter melhor desempenho do circuito, estando intimamente relacionada à sua eficiência. A resistência em série R_s e a capacitância de junção C_j do diodo estão em proporção inversa à eficiência deste. Quando R_s aumenta, a eficiência diminui devido às perdas resistivas convencionais. Já a capacitância de junção causa o mesmo efeito à medida que aumenta devido à resposta do filtro-passa baixa. Esses dois parâmetros atuando em paralelo ainda fazem com que a frequência seja fator limitante da eficiência [17]. Dessa forma, um diodo com R_s e C_j baixas é preferido, desde que seja capaz de responder adequadamente à frequência e a potência de entrada. Outro parâmetro que deve ser levado em consideração é a queda de tensão direta no diodo, que deve ser a menor possível para evitar a queda de tensão na saída.

Essas razões fazem com que os diodos *Schottky* com polarização zero sejam os mais indicados para componente de retificação principal do circuito retificador, pois apresenta rápido chaveamento devido à junção metal-semicondutor, permitindo que este opere muito mais rapidamente, o que é essencial em altas frequências. Além disso, esses diodos fornecem uma queda de tensão direta tão baixa quanto 150 mV, tornando-os apropriados a níveis extremamente baixos de potência. As séries de diodo *Schottky* HSMS-285x e HSMS-286x são as mais utilizadas nessas condições. A Tabela 2.1 mostra a resistência em série R_s e a capacitância de junção C_j das duas séries citadas, de acordo com [18].

Tabela 2.1 – Parâmetros dos diodos *Schottky* HSMS 285x e HSMS 286x.

Parâmetro	Unidade	HSMS 285x	HSMS 286x
R_s	Ω	25	5
C_j	pF	0,69	0,69

A tensão de limiar do diodo também é um parâmetro muito importante na escolha do deste, pois é necessário que a potência incidente seja alta o suficiente para superar essa barreira e carregar o capacitor de saída. A Tabela 2.3 mostra essa tensão para as séries HSMS 285x e HSMS 286x [18].

Tabela 2.2 – Tensão de ativação diodos *Schottky* HSMS 285x e HSMS 286x.

Parâmetro	Unidade	HSMS 285x	HSMS 286x
V_F	mV	150 – 250	250 – 350

Analisando as Tabelas 2.1 e 2.2 nota-se que os diodos da família HSMS 285x e da família HSMS 286x possuem a mesma capacitância de junção, logo este parâmetro não afeta na escolha do diodo. A família HSMS 286x apresenta uma menor resistência em série, e consequentemente menor perda resistiva. Esta, porém, apresenta maior tensão de limiar, ou seja, necessita de maior potência de entrada para seu funcionamento.

2.4 . Mecanismos de perdas no circuito retificador

Sabe-se que uma alta eficiência é desejada no circuito retificador, mas uma variedade de mecanismos de perdas dificulta o processo [17]. A escolha do diodo deve ser realizada com cautela, pois suas características influenciarão diretamente a eficiência do retificador. Outra fonte de perdas desse sistema é o casamento de impedância, pois se o circuito retificador não está devidamente casado à sua antena, parte da energia incidente será refletida de volta para o ambiente e a potência disponível para retificação será consequentemente reduzida. Efeitos parasitas também podem causar diminuição significativa da eficiência, tais como a resistência e capacitância de junção do diodo. Além disso, as perdas tradicionais no substrato e nas linhas de microfitas também devem ser consideradas como fator limitante da eficiência. Mais um fenômeno que pode gerar perdas, especialmente em altas frequências, é a geração de harmônicos. Enquanto fornece um meio para converter energia RF em CC, a não linearidade do diodo é também uma fonte de perdas, pois ao operar, o diodo produz harmônicos de alta frequência, o que reduz a quantidade de energia que é convertida em CC.

Um nível ótimo de eficiência corresponde à compensação entre geração de harmônicos, casamento de impedância, perdas tradicionais e tensão de limiar. Essas razões apontam para a importância de uma escolha adequada do diodo de retificação e ainda para a necessidade do processo de otimização deste circuito, incluindo como variáveis de otimização as dimensões dos filtros de entrada e saída do sistema.

2.5 . Otimização

A Seção 2.4 apresentou os mecanismos de perdas que dificultam o desenvolvimento de circuitos retificadores com alta eficiência. Além dos fatores apontados, outra razão que evidencia a importância de se utilizar ferramentas em busca de soluções precisas que forneçam o resultado desejado é o fato do sistema coletor de energia operar em alta frequência, pois à medida que esta aumenta a potência disponível a certa distância do emissor diminui [19]. Uma dessas ferramentas é o processo de otimização, que consiste na aplicação

de técnicas para selecionar as melhores alternativas para solucionar um problema alcançando os objetivos determinados. Existem várias técnicas de otimização que empregam diferentes algoritmos.

No caso de circuitos não lineares, como o circuito retificador, algoritmos iterativos que controlem as alterações das variáveis de estado dos elementos não lineares de uma iteração para outra podem ser utilizados. Mas em alguns casos, a fim de encontrar uma resposta ótima envolvendo múltiplos objetivos, é necessária a resolução de equações não lineares através de algoritmos de otimização.

Os métodos convencionais são sujeitos a se prender em mínimos locais e podem apresentar um desempenho ruim e até mesmo falhar quando a natureza do problema envolve multimodalidade, descontinuidade, espaços de busca grandes ou não linearidade [20]. Uma alternativa para contornar todos esses problemas é o uso do Algoritmo Genético que, nesses casos, apresenta aplicabilidade e robustez, se mostrando um meio eficaz para encontrar soluções próximas do ótimo global. Assim, o Algoritmo Genético geralmente trata de problemas não lineares, o que normalmente significa que não é possível tratar cada parâmetro como uma variável independente.

A maior parte dos problemas reais na área de otimização envolvem a obtenção de diversos objetivos que devem ser atingidos simultaneamente. Esses objetivos, de forma geral, são conflitantes e, dessa forma, não existe uma solução única que otimize todos ao mesmo tempo. Para isso deve-se buscar um conjunto de soluções que seja eficiente. Problemas dessa natureza são os chamados problemas de Otimização Multiobjetivo, pois envolvem a maximização ou minimização simultânea de um conjunto de objetivos, satisfazendo a um conjunto de restrições. A tomada de decisões deve ser feita ponderando-se os objetivos globais do problema e escolhendo uma entre as soluções do conjunto de soluções eficientes.

2.5.1. Algoritmo Genético

O Algoritmo Genético é uma técnica de busca baseada nos mecanismos da seleção natural e da genética como propôs Holland em [21]. Para aplicação em um problema real, o primeiro passo é a codificação das variáveis do problema em um conjunto de bits. As variáveis do problema, também chamadas de variáveis de otimização, são os elementos do processo que podem assumir diferentes valores, previamente limitados, de forma a alcançar um ou mais objetivos desejados. No caso do circuito retificador abordado, essas variáveis são basicamente os elementos passivos e as dimensões dos filtros de entrada e saída, embora em

alguns casos a impedância de entrada e a carga também irão assumir esse papel. O conjunto de variáveis discretizadas é chamado de cromossomo. Um ou mais cromossomos, forma então o indivíduo. Um conjunto de indivíduos forma uma população, que pode ser aleatória ou previamente construída de acordo com a natureza do problema [22]. A existência de uma população de possíveis soluções caracteriza a exploração paralela do espaço de busca, o que caracteriza uma vantagem do Algoritmo Genético em relação aos métodos convencionais.

Cada indivíduo da população é uma possível solução para o problema e eles são selecionados por métodos probabilísticos ou mesmo determinísticos de modo a gerarem descendentes, implementando o mecanismo de sobrevivência do mais apto.

Operadores genéticos são responsáveis pelos processos de *crossover* e mutação. O primeiro se refere à recombinação de partes de dois indivíduos para formar novos descendentes. A mutação, por sua vez, atua apenas em um indivíduo, mudando um bit de sua composição. Assim, uma nova população é criada em substituição à anterior. A nova população é submetida ao mesmo processo e este se repete iterativamente, esperando-se que a cada geração a qualidade dos indivíduos aumente. Ao longo de um determinado número de iterações, chamadas gerações, espera-se que a solução ótima ou uma boa solução seja encontrada.

É importante destacar, porém, que os Algoritmos Genéticos são meta heurístico-estocástica e dessa forma nem sempre alcançam a mesma solução em diferentes execuções independentes e podem não obter a resposta ótima para o problema de otimização, embora frequentemente encontrem boas respostas.

Dentre as vantagens de se utilizar o Algoritmo Genético está o fato de que ele não necessita de muitos requisitos matemáticos sobre o problema, pois devido à sua natureza evolutiva, ele procura por soluções sem considerar o funcionamento interno específico do problema. Além disso, os operadores de evolução fazem o Algoritmo Genético eficaz na busca local por um processo gradual de convergência [20].

2. 6 . Permissividade Relativa e Tangente de Perdas do Material Dielétrico

Com o aumento da frequência de operação das aplicações sem fio na última década, novas demandas para placas de circuitos impressos e materiais laminados foram surgindo. As características em frequência desses materiais tornaram-se um dos parâmetros de projeto mais críticos em aplicações eletrônicas [23]. Dentre as características que mais influenciam nesse desempenho estão a permissividade elétrica e a tangente de perdas.

De forma geral, a permissividade é a medida da capacidade do material de se polarizar em resposta a um campo elétrico aplicado. Em um material dielétrico sujeito a um campo elétrico de corrente alternada, a corrente que o atravessa deveria estar adiantada em relação à tensão, por se tratar de uma reatância capacitiva. Porém, pelo fato de existir uma resistência, haverá uma componente da corrente que se encontra em fase com a tensão. Desta maneira, entre a tensão aplicada e a corrente resultante, existirá um ângulo de desvio δ , que é chamado ângulo de perdas. A tangente desse ângulo é o fator de dissipação ou tangente de perdas. Um bom material dielétrico possui um ângulo de desvio muito pequeno [24]. Tipicamente, a constante dielétrica e a tangente de perdas dos dielétricos são fornecidos pelos fabricantes nas frequências 1 MHz, 100 MHz e 1 GHz. É interessante, porém, que essas propriedades do dielétrico sejam investigadas em frequências maiores, para que os projetos sejam simulados de forma mais real possível.

2.7 . Considerações finais

Neste capítulo foram definidos os conceitos utilizados ao longo deste trabalho, desde a definição de um sistema coletor de energia até o conceito de otimização e do algoritmo que foi utilizado. A apresentação das topologias de circuitos retificadores mais presentes na literatura para aplicações com baixas potências de entrada também estão presentes neste capítulo e é importante, pois estas são as topologias otimizadas e analisadas ao longo deste trabalho. Além disso, outras importantes definições tais como o diodo e os conceitos de permissividade elétrica e tangente de perdas também foram abordados, uma vez que são parâmetros fundamentais no desenvolvimento deste trabalho.

Capítulo 3

CARACTERIZAÇÃO DO MATERIAL DIELÉTRICO

As placas onde os circuitos impressos são construídos são constituídas de uma camada de material dielétrico, com uma lâmina de metal condutor, normalmente o cobre, em uma ou em suas duas faces. As características desse material dielétrico, especialmente a permissividade elétrica ou constante dielétrica e a tangente de perdas, exerce grande influência no desempenho do circuito ali construído, especialmente em altas frequências.

Para alguns materiais, como o Rogers RT/Duroid[®] 5870, essas características são fornecidas e garantidas pelos fabricantes em altas frequências, mas para os materiais mais comuns, como FR4, o fabricante fornece a permissividade relativa apenas para uma frequência, normalmente 1 MHz. A caracterização destes materiais em altas frequências é essencial para um bom projeto e simulação desses circuitos. Existem muitos métodos para realizar esta tarefa, mas ela não é trivial. O método apresentado neste capítulo é baseado em [25] e é capaz de determinar essas propriedades em qualquer frequência desejada.

3.1. Determinação da constante dielétrica do substrato

O método utilizado para determinar a constante dielétrica do substrato em uma determinada frequência consiste na construção de um ressonador do tipo T impresso, composto de uma linha de alimentação e um *stub*, ambos projetados com a mesma impedância (Z). Este método foi desenvolvido em [25] de forma a minimizar os efeitos dos conectores SMA utilizado nas medições, fazendo com que estes não influenciem na resposta do ressonador T. A constante dielétrica é encontrada através das dimensões do ressonador, do dielétrico e do condutor da placa utilizada na construção deste.

3.1.1. Linha de alimentação

A linha de alimentação de largura W foi projetada como em [26]. Ela é construída em uma placa de altura d e permissividade relativa ϵ_r , como mostra a Figura 3.1.

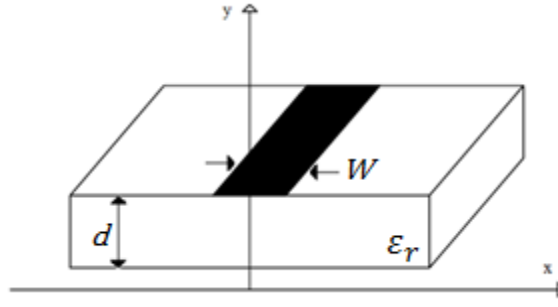


Figura 3.1 – Geometria da linha de alimentação impressa.

A permissividade efetiva da linha de alimentação é dada pela Equação (3.1).

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12/\left(\frac{W}{d}\right)}}. \quad (3.1)$$

A razão W/d pode assumir diversos valores, respeitando a condição $W/d \geq 1$. Dessa forma é possível calcular de forma iterativa a impedância característica Z_0 da linha, através da Equação (3.2).

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot \left[\frac{W}{d} + 1,393 + \left[0,667 \cdot \log \left(\frac{W}{d} + 1,444 \right) \right] \right]}. \quad (3.2)$$

O processo termina quando $|Z_{0(ideal)} - Z_0| < 10^{-5}$, em que $Z_{0(ideal)}$ é a impedância para a qual se deseja projetar a linha de alimentação. Dessa forma é possível determinar também a largura W da linha de transmissão.

3.1.2. Stub e determinação da Permissividade Relativa

O comprimento aproximado do *Stub* é determinado pela Equação 3.3 [25].

$$L = \frac{n \cdot c}{4 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (3.3)$$

em que n é a ordem de ressonância ($n = 1, 3, 5 \dots$), c é a velocidade da luz em $[m/s]$, f é a frequência de ressonância em $[Hz]$ e ϵ_{eff} é a permissividade efetiva.

Para calcular a constante dielétrica efetiva da Equação (3.3) utiliza-se a Equação (3.4), que é mais precisa que a Equação (3.1) para o cálculo do comprimento do *stub*, pois considera em seu cálculo a largura do mesmo.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10}{u} \right)^{-a \cdot b}, \quad (3.4)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \left[\frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18,1} \right)^3 \right], \quad (3.5)$$

$$b = 0,564 \cdot \left(\frac{\varepsilon_r - 0,9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0,053}, \quad (3.6)$$

em que $u = (w_{stub}/d)$, sendo w_{stub} a largura do *Stub* e ε_r é a permissividade relativa fornecida pelo fabricante.

Definido o *Stub*, a permissividade efetiva do substrato é calculada através da Equação (3.7), considerando-se o efeito de extremidade aberta l_{eo} e o efeito de junção d_2 , calculados respectivamente pela Equações (3.8) e (3.14).

$$\varepsilon_{eff-1} = \left(\frac{nc}{4 \cdot \left(L + \frac{W}{2} + l_{eo} - d_2 \right) \cdot f(n)} \right)^2. \quad (3.7)$$

em que n é a ordem de ressonância ($n = 1, 3, 5 \dots$), c é a velocidade da luz em $[m/s]$. O efeito de extremidade aberta é calculado através da Equação (3.8) [25].

$$l_{eo} = d \cdot \frac{a_{leo} \cdot b_{leo} \cdot c_{leo}}{d_{leo}}, \quad (3.8)$$

$$a_{leo} = 0,434907 \cdot \left(\frac{\varepsilon_{eff}^{0,081} + 0,26}{\varepsilon_{eff}^{0,81} - 0,189} \right) \cdot \left(\frac{u^{0,8544} + 0,236}{u^{0,8544} + 0,87} \right), \quad (3.9)$$

$$b_{leo} = 1 + 0,5274 \cdot \frac{\arctan \left(0,084u^{\frac{1,9413}{g}} \right)}{\varepsilon_{eff}^{0,9236}}, \quad (3.10)$$

$$g = 1 + \left(\frac{u^{0,371}}{2,358\varepsilon_r + 1} \right), \quad (3.11)$$

$$c_{leo} = 1 - 0,218e^{-7,5u}, \quad (3.12)$$

$$d_{leo} = 1 + 0,0377 \cdot \arctan[0,067u^{1,456}] \cdot [6 - 5e^{0,036(1-\varepsilon_r)}]. \quad (3.13)$$

Já o efeito de junção é calculado através da Equação (3.14).

$$d_2 = w_{eff} \cdot \left(0,5 - (0,05 + 0,7e^{(-1,6)}) + 0,25 \left(\frac{f}{f_{p1}} \right)^2 \right), \quad (3.14)$$

em que w_{eff} é o comprimento efetivo da microfita e f_{p1} é a primeira frequência de corte de alta ordem. Ambos são apresentados nas Equações (3.15) e (3.16) respectivamente.

$$w_{eff} = \frac{376,73 \cdot d}{\sqrt{\varepsilon_r} \cdot Z}, \quad (3.15)$$

$$f_{p1} = \frac{0,4 \cdot Z}{d [mm]} [GHz], \quad (3.16)$$

na qual Z é a impedância do *Stub*.

O objetivo, porém, é encontrar a constante dielétrica relativa ε_r do substrato. Para isso, ela é calculada novamente pelas Equações (3.17) a (3.22) [25].

$$P_4 = 1 + 2,751 \cdot \left(1 - e^{-\left(\frac{f \cdot h}{4,87}\right)^{4,97}} \right), \quad (3.17)$$

$$P_3 = \left(0,0363 \cdot e^{-4,6 \cdot \frac{w}{h}} \right) \cdot \left(1 - e^{-\left(\frac{f \cdot h}{4,87}\right)^{4,97}} \right), \quad (3.18)$$

$$P_2 = 0,33622 \cdot (1 - e^{-0,03442\varepsilon_r}), \quad (3.19)$$

$$P_1 = 0,27488 + \left(0,6315 + \frac{0,525}{(1 + 0,157 \cdot f \cdot h)^{20}} \right) \cdot u - 0,065683e^{-8,7513u}, \quad (3.20)$$

$$P(f) = P_1 P_2 \left((0,1844 + P_3 P_4) \cdot 10f \cdot h \right)^{1,5763}, \quad (3.21)$$

$$\varepsilon_{eff_2} = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_e}{1 + P(f)}. \quad (3.22)$$

em que ε_e é a constante dielétrica estática e é calculada através das Equações (3.23) a (3.26) [27].

$$\varepsilon_e = \varepsilon_{eff} \cdot \left(\frac{[Z_{01}(U_1)]}{[Z_{01}(U_r)]} \right)^2, \quad (3.23)$$

$$Z_{01}(x) = \frac{120\pi \cdot \ln \left(\frac{6 + [2\pi - 6] \cdot e^{-\left(\frac{30,666}{x}\right)^{0,7528}}}{x} \right) + \left(\frac{4}{x^2} + 1 \right)^{0,5}}{2\pi}, \quad (3.24)$$

em que x pode ser

$$U_1 = \frac{W}{d} + \frac{\left(\frac{h}{d} \right) \cdot \ln \left[1 + \frac{4e}{\left(\frac{h}{d} \right)} \cdot \tanh^2 \left(0,517 \cdot \frac{W}{d} \right)^{0,5} \right]}{\pi} \quad (3.25)$$

ou

$$U_r = \frac{W}{d} + \frac{\left(U_1 - \frac{h}{d} \right) \cdot \left(1 + \frac{1}{\cosh[(\epsilon_r - 1)^{0,5}]} \right)}{2}, \quad (3.26)$$

sendo h a espessura da lâmina de metal condutor presente na placa em todas as equações.

Para encontrar a constante dielétrica relativa, faz-se essa variar de 1 a 10, com pequenos incrementos Δ . ϵ_{eff_2} é calculado até que $\epsilon_{\text{eff}_1} - \Delta \leq \epsilon_{\text{eff}_2} \leq \epsilon_{\text{eff}_1} + \Delta$.

Essas relações fornecem a permissividade efetiva do substrato apenas para frequências de ressonância do ressonador, por isso é necessário cautela no projeto e construção deste, para se obter a constante na frequência desejada.

3.2. Determinação da Tangente de Perdas

A tangente de perdas de um substrato também é determinada a partir da construção de um ressonador T impresso e, da mesma forma que a constante dielétrica, essa grandeza depende das dimensões da placa no qual o ressonador foi construído e de algumas propriedades do condutor.

Ela é calculada a partir do fator de qualidade Q_L [25], definido na Equação (3.27).

$$Q_L = \frac{f}{BW_{3dB}}, \quad (3.27)$$

onde f é a frequência de ressonância e BW_{3dB} a largura de banda 3 dB. Essa provém da medição, utilizando um analisador de rede, do parâmetro S_{12} realizada como mostra a Figura 3.2, sendo $BW_{3dB} = f_2 - f_1$ e f_1 e f_2 são as frequências em que a amplitude do parâmetro S_{12} do ressonador T é 3 dB maior em módulo que a amplitude na frequência de ressonância.

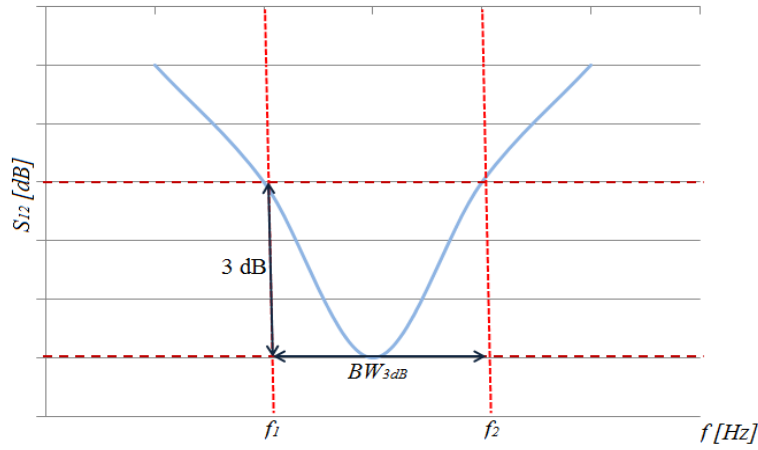


Figura 3.2 – Medição da largura de banda 3 dB.

O fator de qualidade mostrado na Equação (3.27) pode ser desmembrado considerando-se os efeitos do condutor Q_c , perdas de radiação Q_R e o que importa para o cálculo da tangente de perdas, o efeito do dielétrico Q_D . Assim:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_D} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_R}. \quad (3.28)$$

Perdas de condução são causadas pela condutividade finita do cobre e rugosidade da superfície [28]. O fator de qualidade Q_c é calculado através da Equação (3.29).

$$Q_c = \frac{20}{\ln 10} \cdot \frac{\pi}{\alpha_{c,tot} \lambda_g} \quad (3.29)$$

sendo $\lambda_g = c/(f\sqrt{\epsilon_{eff}})$ o comprimento de onda guiado e α_c a constante de atenuação do condutor em $[dB/m]$ que é calculada pelo método apresentado por Schneider [28] e mostrada na Equação (3.30).

$$\alpha_c [dB] \cdot d = \begin{cases} \frac{10}{\pi \ln(10)} \frac{R_s}{Z} \frac{32 - u^2}{32 + u^2} \left[1 + u \left(1 + \frac{dw}{dt} \right) \right], & u \leq 1 \\ \frac{20}{\ln(10)} \frac{\epsilon_e Z R_s}{\eta_0^2} \left\{ u + \frac{1}{u} \left[\left(1 - \frac{1}{u} \right)^5 + 0,08 \right] \right\} \cdot \left\{ 1 + \frac{1}{u} \left(1 + \frac{dw}{dt} \right) \right\}, & u > 1 \end{cases} \quad (3.30)$$

em que d é a altura do substrato, u é a razão entre a largura do *Stub* e a altura do substrato, η_0 é a impedância da onda no espaço livre, ϵ_e é a permissividade estática e

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{\pi} \ln \left(\frac{2x}{t} \right), \quad (3.31)$$

sendo

$$x = \begin{cases} d, & u \geq 2\pi \\ 2\pi w, & u < 2\pi \end{cases} \quad (3.32)$$

em que $Z = Z_0/\sqrt{\varepsilon_{eff}}$, Z_0 é a impedância característica no espaço livre, $R_s = \pi\sqrt{4 \cdot 10^{-9}f\rho}$ [Ω], f é a frequência em [Hz] e ρ é a resistividade do condutor em [$\Omega \cdot cm$].

Deve-se acrescentar ainda o efeito da rugosidade da superfície [29]. Dessa forma, a constante de atenuação é dada pela Equação (3.33).

$$\alpha_{c,tot} = \alpha_c \left[1 + \frac{2}{\pi} \arctan \left(1,4 \left(\frac{\Delta}{\delta_c} \right)^2 \right) \right], \quad (3.33)$$

em que Δ é o valor da rugosidade da superfície e δ_c é a *skin depth*, que são características do material condutor.

Perdas por radiação acontecem devido ao efeito de extremidade aberta e de junção. O fator de qualidade devido a essas perdas é apresentado por Belohoubek e Denlinger em [30] e [31], apresentada na Equação (3.34).

$$Q_R = \frac{nZ}{480\pi(d/\lambda)^2 F(\varepsilon_{eff})}, \quad (3.34)$$

na qual λ é o comprimento de onda no espaço livre e $F(\varepsilon_{eff})$ é a fórmula de radiação de Lewin mostrada na Equação (3.35).

$$F(\varepsilon_{eff}) = \frac{\varepsilon_{eff} + 1}{\varepsilon_{eff}} - \frac{(\varepsilon_{eff} - 1)^2}{2\varepsilon_{eff}^{3/2}} \cdot \ln \left(\frac{\varepsilon_{eff}^{0,5} + 1}{\varepsilon_{eff}^{0,5} - 1} \right). \quad (3.35)$$

Agora é possível calcular Q_D a partir da Equação (3.28). Dessa forma, a tangente de perdas $\tan(\delta)$ é calculada através da Equação (3.36).

$$\tan(\delta) = \frac{\varepsilon_{eff} \cdot (\varepsilon_r - 1)}{Q_D \cdot \varepsilon_r \cdot (\varepsilon_{eff} - 1)}. \quad (3.36)$$

3.3. Calibração do Analisador de Rede

Após a construção do ressonador T, um analisador de rede é utilizado para medição do parâmetro S_{12} , para que a permissividade relativa e a tangente de perdas reais possam ser calculadas através do método proposto. O analisador de rede utilizado é o E5071C, da Keysight®.

Para assegurar que as medições realizadas no analisador de rede estão corretas e assim auxiliam na determinação das propriedades dos materiais dielétricos de forma precisa, é necessário que o equipamento esteja devidamente calibrado. O tipo de calibração mais conhecido é o SOLT (*Short-Open-Load-Thru*), mas este necessita que os padrões de calibração sejam conhecidos ou ideais. Um grande problema quando são realizadas medições

de rede em microfita ou outro meio não coaxial é a necessidade de separar os efeitos de transmissão no meio no qual o dispositivo é incluso para teste das características do dispositivo. É desejado saber como o dispositivo vai se comportar no ambiente na aplicação final, mas é difícil mensurar isso. Para medições coaxiais é necessária a calibração do analisador de rede com o kit de calibração, mas ao contrário dessas medições, é impossível produzir três padrões distintos com impedâncias precisas para meios de transmissão não coaxiais. Por essa razão, uma calibração alternativa pode ser utilizada.

A calibração TRL (*Thru-Reflect-Line*) [32] baseia-se apenas nas características de impedância de uma linha de transmissão curta. A partir de dois conjuntos de medições de duas portas que se diferem por essa curta linha de transmissão e duas medições de reflexão, o modelo de erros completo pode ser determinado.

Devido à simplicidade do padrão de calibração, a TRL pode ser aplicada em transmissão dispersiva, como microfita, linha de fita e guias de onda. Com precisão de linhas de transmissão coaxial, esse tipo de calibração fornece a maior precisão em medidas não coaxiais disponíveis atualmente.

3.3.1. Projeto do kit de calibração TRL

O kit de calibração TRL é projetado e fabricado para cada tipo de material investigado, logo, se o material no qual o circuito for construído for o FR4, o kit de calibração deverá ser feito deste mesmo material.

As dimensões dos padrões de calibração do kit TRL devem ser calculadas de acordo com as dimensões da placa – substrato e condutor – e uma gama de frequências deve ser previamente escolhida. O projeto do kit de calibração TRL é baseado em [32] e [33].

A Figura 3.3 mostra o *layout* dos três padrões de calibração TRL. Cada padrão é uma linha de transmissão projetada com $1/4$ do comprimento de onda na frequência central e são utilizados dois padrões para cada uma das formas de calibração deste método. De forma geral, *THRU* é apenas a junção dos dois padrões. *LINE* é uma linha de transmissão também projetada com $1/4$ do comprimento de onda na frequência central. Já *REFLECT* são os dois padrões espaçados entre si pelo mesmo comprimento da linha de transmissão utilizada em *LINE*. A impedância de cada padrão na placa precisa ser a mesma, que é normalmente a impedância do sistema (50Ω) na frequência central.

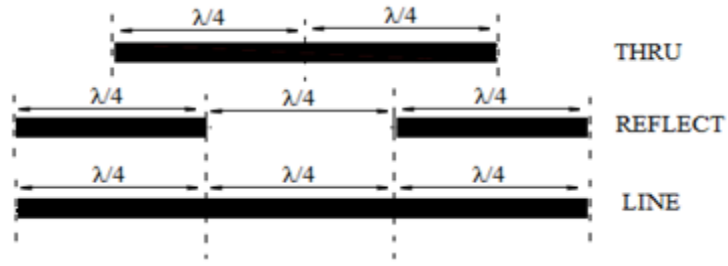


Figura 3.3 – Padrões de calibração TRL.

A faixa de frequência para qual o kit será utilizado deve ser previamente escolhida. Essa é diretamente dependente da dimensão da configuração *LINE*, pois o comprimento da linha deve estar entre 0° e 180° para sua faixa de frequência, de modo a garantir que o sinal do parâmetro de transmissão não mude. Para deixar algum espaço livre, costuma-se escolher um comprimento de linha correspondente superior a 20° em sua menor frequência e inferior 160° na sua maior frequência, o que proporcionará uma razão de 8:1. Se a faixa de frequência exceder esse limite com uma única linha, podem-se projetar várias linhas para cobrir uma faixa mais ampla.

O primeiro passo é, então, encontrar os limites de frequência $[f_1, f_2]$ para satisfazer o intervalo de 20° a 160° . Esses limites são calculados através das Equações (3.37) e (3.38). Sabendo que, neste caso, a frequência a qual se deseja cobrir é $2,45\text{ GHz}$, sendo $\lambda_{2,45\text{GHz}}$ o comprimento de onda nesta frequência, c a velocidade da onda eletromagnética no espaço livre,

$$f_1 = \frac{2c}{9 \times \lambda_{2,45\text{GHz}}} \quad (3.37)$$

e

$$f_2 = \frac{16c}{9 \times \lambda_{2,45\text{GHz}}}. \quad (3.38)$$

A Equação (3.39) pode ser utilizada para verificar se as frequências realmente satisfazem o intervalo de fase entre 20° e 160° e deve ser calculada para $f = f_1$ e $f = f_2$.

$$fase_{\text{graus}} = 12 \times f(\text{GHz}) \times l(\text{cm}), \quad (3.39)$$

em que l é o comprimento elétrico calculado através da Equação (3.40).

$$l = \frac{15}{[f_1(\text{GHz}) + f_2(\text{GHz})]}. \quad (3.40)$$

Os atrasos e deslocamentos gerados pelos padrões também devem ser especificados no arquivo de definição do kit de calibração TRL no analisador de rede, para mover o plano de referência. Esse atraso é calculado pela Equação (3.41).

$$delay = \frac{l \text{ (cm)}}{c \left(\frac{\text{cm}}{\text{s}}\right)}, \quad (3.41)$$

em que $c = 2,9979 \cdot 10^6 \text{ cm/s}$ é a velocidade da onda eletromagnética no espaço livre.

Para realizar a calibração TRL, o analisador de rede precisa suportar este modo de operação e é necessário incluir as configurações do kit construído [32].

3.4. Considerações finais

Este capítulo propõe um método para a caracterização do material dielétrico no qual o circuito impresso será construído. Este método é realizado a partir de um ressonador do tipo T e a permissividade relativa e a tangente de perdas do material dielétrico é calculada a partir da medição do Parâmetro S_{12} do ressonador, das dimensões da placa, do material condutor e do ressonador. Além disso, destaca-se a importância de uma calibração precisa no analisador de rede e o tipo de calibração TRL é apresentado, bem como o projeto para construção de seu kit.

Capítulo 4

SIMULAÇÃO E OTIMIZAÇÃO DOS CIRCUITOS RETIFICADORES

O projeto do circuito retificador deve ser realizado com cuidado e atenção, uma vez que ele desempenha importante papel em um sistema de coleta de energia sem fio. Para se obter um bom projeto é necessário que a simulação e a otimização deste seja realizada o mais próximo possível da realidade. A caracterização do material dielétrico, apresentada no Capítulo 3, é utilizada para este fim. Já o processo de otimização, exposto na Seção 2.5, é utilizado para se atingir os objetivos desejados no projeto do circuito retificador, como uma alta tensão de saída e eficiência do circuito.

Neste capítulo é apresentada a validação do método para caracterização do material dielétrico, bem como a determinação da permissividade relativa e tangente de perdas deste. Em seguida, são mostrados os resultados dos processos de otimização realizados para as topologias Série, Paralelo, Dobrador de Tensão, Dobrador de Tensão *Latour* e *Greinacher*, que podem ser vistas na Figura 2.2.

A simulação e otimização destes circuitos foram realizadas no *software Advanced Design System*, da *Agilent*[®], uma vez que este oferece o Algoritmo Genético implementado e ainda estabelece o *link* do processo de otimização com a simulação do circuito retificador analisado.

4.1. Caracterização da placa de FR4 utilizada na simulação e construção dos circuitos retificadores

Para a caracterização da placa de dielétrico do material FR4 utilizada na simulação e construção dos circuitos retificadores foi utilizado o método apresentado no Capítulo 3. A validação do método proposto é apresentada na Seção 4.1.1.

4.1.1. Validação do método para cálculo da permissividade relativa e tangente de perdas do material dielétrico

Para validação do método proposto foi utilizado o dielétrico Rogers RT/Duroid[®] 5870, pois o fabricante fornece e garante a permissividade relativa e a tangente de perdas em altas frequências. De acordo com [34], a permissividade relativa dessa placa é $\epsilon_r = 2,33$ e a tangente de perdas $\tan(\delta) = 0,0012$.

A placa tem espessura $0,86\text{ mm}$ e é coberta nas duas faces por uma lamina de cobre de espessura $0,035\text{ mm}$. O ressonador T projetado tem linha de alimentação de meio comprimento de onda guiada com largura $w_{linha} = 2,3465\text{ mm}$, comprimento $L_{linha} = 43,7072\text{ mm}$ e impedância $Z_{linha} = 50\ \Omega$ e *Stub* de largura $w_{stub} = 1,72\text{ mm}$ e comprimento $L_{stub} = 66,0381\text{ mm}$, como mostra o *layout* na Figura 4.1 juntamente com o ressonador T construído no material Rogers RT/Duroid® 5870. Através do método apresentado foi encontrada permissividade relativa da placa é $\epsilon_r = 2,3371$ e a tangente de perdas $\tan(\delta) = 0,0015$ para frequência $2,45\text{ GHz}$.

O parâmetro S_{12} do ressonador construído, foi medido no analisador de rede E5071C, da Keysight®, que foi previamente calibrado com o kit de calibração SOLT 85052D. O mesmo ressonador foi simulado no ADS com as grandezas encontradas pelo método e o parâmetro S_{12} simulado e medido são confrontados na Figura 4.2.

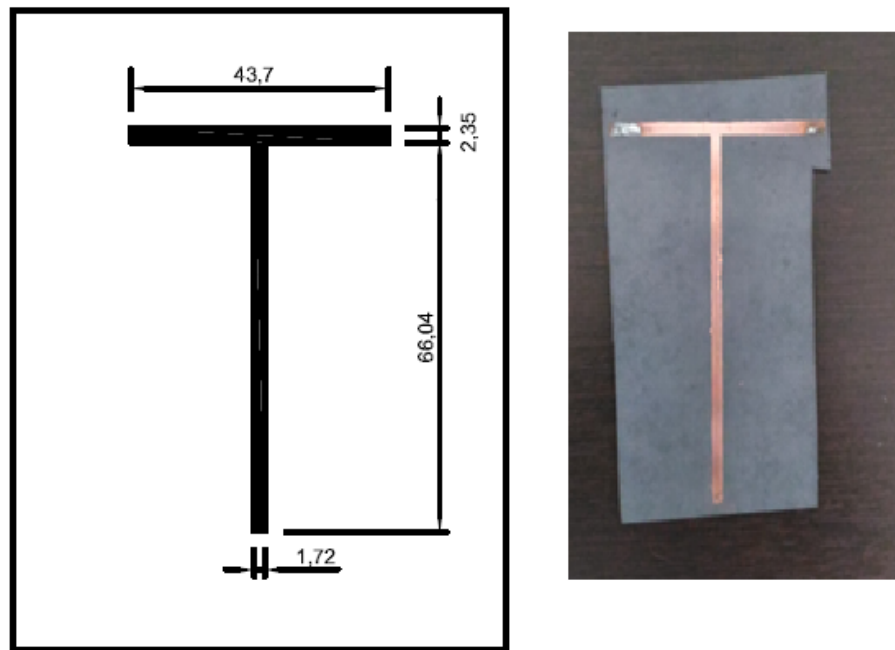


Figura 4.1 – *Layout* e ressonador T no material Rogers RT/Duroid® 5870.

O gráfico da Figura 4.2 mostra que para frequências até aproximadamente 8 GHz simulação e medição apresentam praticamente o mesmo comportamento. Para frequências maiores há maior incompatibilidade. O fabricante garante as propriedades fornecidas para até 10 GHz [34]. Através deste gráfico e dos resultados para permissividade relativa e tangente de perdas encontradas através do método, é possível validar este na frequência $2,45\text{ GHz}$.

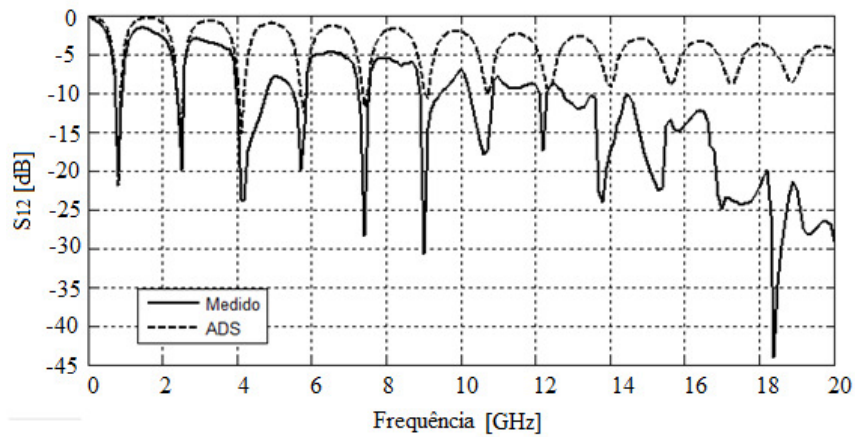


Figura 4.2 - Parâmetro S_{12} do ressonador T na placa Rogers RT/Duroid® 5870.

4.1.2. Calibração SOLT x Calibração TRL

Na Seção 3.3 foram apresentados dois tipos de calibração para o analisador de rede: a calibração SOLT e a calibração TRL. A calibração é importante para diminuir ruídos e outras interferências que podem alterar o resultado da medição. Os tipos de calibração SOLT e TRL foram testados e os resultados confrontados com a simulação do ADS. Para a calibração SOLT foi utilizado o kit de calibração 85052D. Já o kit de calibração TRL foi construído no substrato FR4 conforme a Subseção 3.3.1 e é mostrado na Figura 4.3.

Para a construção do ressonador T para os testes de calibração e para a construção do kit de calibração TRL, a placa de dielétrico FR4 utilizada tem espessura $w = 1,57 \text{ mm}$ e uma camada de cobre em cada face de espessura $w_{cond} = 0,0180 \text{ mm}$. A permissividade relativa fornecida pelo fabricante é $\epsilon_r = 4.3$. O ressonador T projetado tem linha de alimentação de $0.5\lambda_g$, largura $w_{linha} = 2,9835 \text{ mm}$, comprimento $L_{linha} = 33,8659 \text{ mm}$ e impedância $Z_{linha} = 50 \Omega$ e *Stub* de largura $w_{stub} = 1,7 \text{ mm}$ e comprimento $L_{stub} = 51,9381 \text{ mm}$. Os parâmetros de construção são mostrados na Tabela 4.1 e a largura dos padrões *THRU*, *REFLECT* e *LINE* é igual a $2,9957 \text{ mm}$.

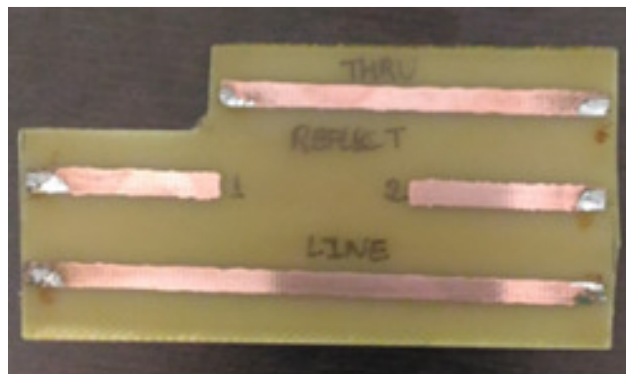


Figura 4.3 – Kit de calibração TRL para FR4.

Tabela 4.1 – Parâmetros de construção do kit TRL para FR4.

Parâmetro	Valor
L_{Thru}	53,3387 mm
$L_{Reflect}$	26,6693 mm
L_{Line}	80,0081 mm
f_1	553,3333 MHz
f_2	4,42666 GHz
f_m	1,5650 GHz
fase 1	20°
fase 2	159,99°
delay	100,4711 ps

Para a realização dos testes, determinou-se que uma das faces da placa é a face da frente e a outra a face de trás e em cada uma das faces as direções horizontal e vertical foram definidas. Dessa forma, os testes foram realizados em cada uma das faces e em cada face na direção vertical e horizontal, a fim de verificar a isotropia do material, ou seja, se parâmetros desejados se mantêm constantes em diferentes direções. Os ressonadores T construídos são mostrados na Figura 4.4. As medições foram realizadas no analisador de rede com calibração SOLT e TRL e os resultados são mostrados respectivamente nas Tabelas 4.2 e 4.3.

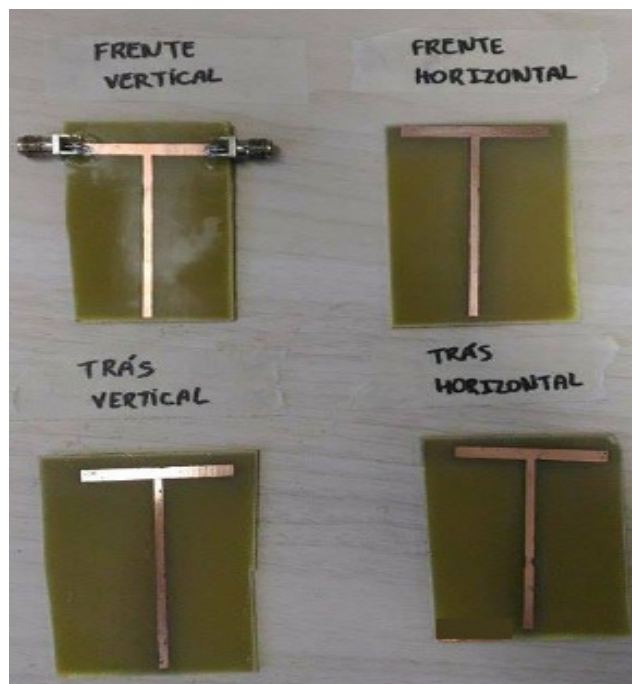


Figura 4.4 – Ressonadores para teste do kit de calibração.

Tabela 4.2 – Resultado da calibração SOLT para material FR4.

	Freq.	ϵ_e	ϵ_{eff}	ϵ_r	3dBw	$\tan(\delta)$	Z
Projetado	2,45 GHz	3,1247	3,1599	4,3228	—	—	50 Ω
<i>FH</i>	2,40 GHz	3,1241	3,1583	4,3219	0,0450 GHz	0,0176	50,300 Ω
<i>FV</i>	2,20 GHz	3,1254	3,1558	4,3239	0,0340 GHz	0,0145	50,496 Ω
<i>TH</i>	2,20 GHz	3,1253	3,1557	4,3238	0,0340 GHz	0,0145	50,515 Ω
<i>TV</i>	2,20 GHz	3,1258	3,1562	4,3245	0,0440 GHz	0,0196	50,384 Ω

Tabela 4.3 – Resultado da calibração TRL para material FR4.

	Freq.	ϵ_e	ϵ_{eff}	ϵ_r	3dBw	$\tan(\delta)$	Z
Projetado	2,45 GHz	3,1247	3,1599	4,3228	—	—	50 Ω
<i>FH</i>	2,20 GHz	3,1254	3,1558	4,3239	0,0440 GHz	0,0196	50,499 Ω
<i>FV</i>	2,70 GHz	3,1618	3,2031	4,3812	0,1770 GHz	0,0683	41,652 Ω
<i>TH</i>	2,10 GHz	3,1311	3,1592	4,3329	0,0600 GHz	0,0294	49,030 Ω
<i>TV</i>	2,20 GHz	3,1256	3,1560	4,3243	0,04700 GHz	0,0214	50,418 Ω

Nas Tabelas 4.2 e 4.3 *FH* significa frente horizontal, *FV* frente vertical, *TH* trás horizontal e *TV* trás vertical. Os gráficos apresentados na Figura 4.5 apresentam a comparação entre a medição do parâmetro S_{12} com calibração SOLT e TRL para cada caso.

Através da Tabela 4.2 nota-se que com a calibração SOLT não houve grande variação na frequência de ressonância e, conseqüentemente, também não houve grande variação na permissividade relativa e tangente de perdas. A variação no valor de ϵ_r acontece a partir da terceira casa decimal, mas em média esta equivale a 4,32. Para tangente de perdas o menor valor encontrado foi na face da frente da placa na direção vertical ($\tan(\delta) = 0,0145$) e a maior na face de trás direção vertical ($\tan(\delta) = 0,0196$), ou seja, a maior variação ocorreu mudando-se apenas a face da placa em que o ressonador foi construído e mantendo-se o sentido. A análise da Tabela 4.3 revela que com a calibração TRL a frequência de ressonância ficou consideravelmente maior que nos demais testes para face da frente direção vertical e, dessa forma, a permissividade relativa e a tangente de perdas também divergiram das demais. Para os outros casos, observa-se que há variação a partir da terceira casa decimal para ϵ_r , que assim como com a calibração SOLT resultou em 4,32. Já a tangente de perdas apresenta maior variação, sendo a menor ($\tan(\delta) = 0,0190$) para face da frente sentido horizontal e a maior ($\tan(\delta) = 0,0290$) para a face de trás sentido horizontal, ou seja, assim como em

SOLT, a maior variação ocorreu no mesmo sentido, mudando-se apenas a face da placa no qual o mesmo ressonador foi construído. Esse resultado evidencia o comportamento irregular do FR4 em altas frequências, caracterizando-o como um material anisotrópico nessa condição.

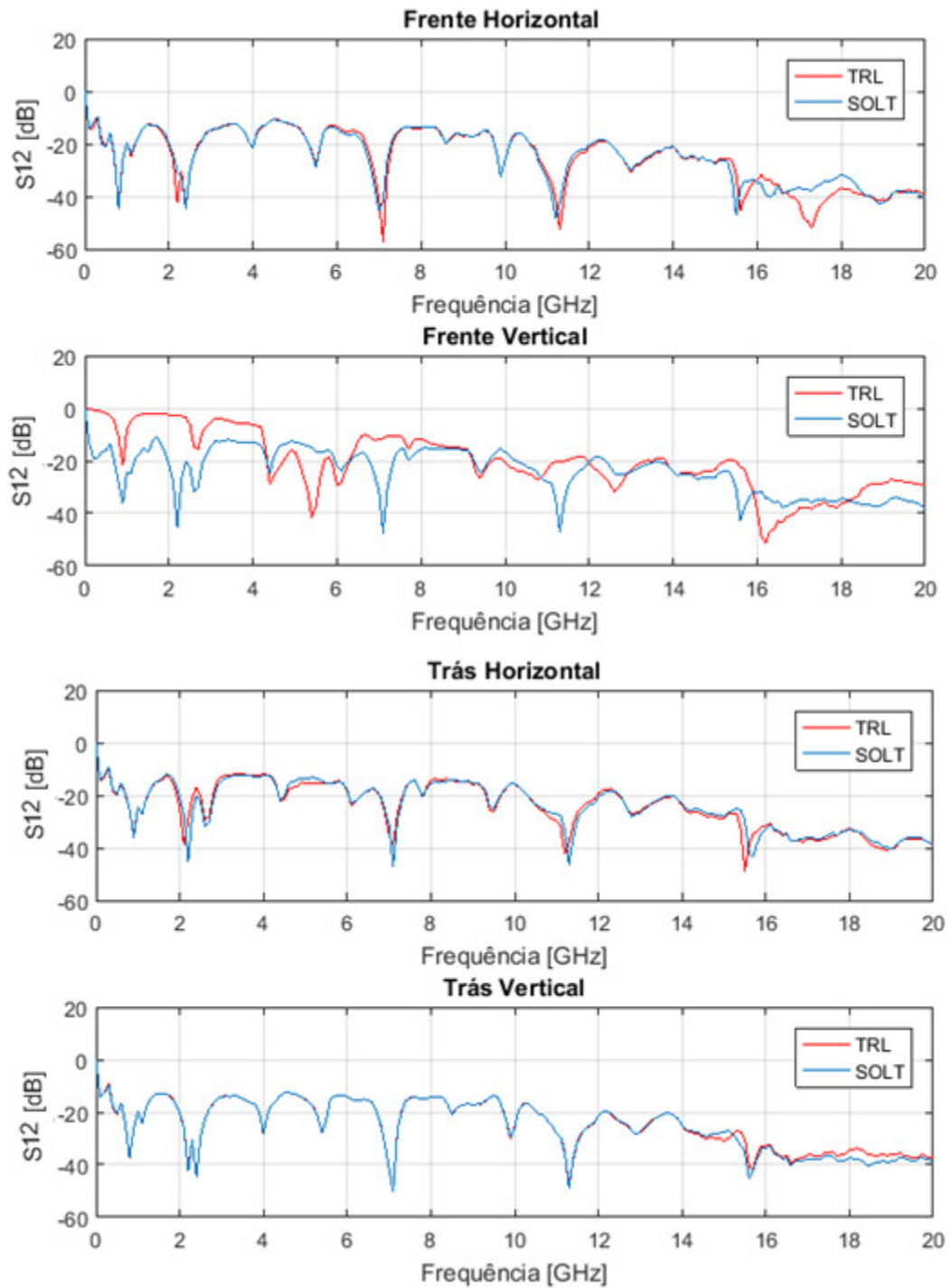


Figura 4.5 – Medições com calibração TRL e SOLT.

Embora os gráficos apresentados na Figura 4.5 revelem uma pequena diferença entre as medidas realizadas com os diferentes tipos de calibração, as Tabelas 4.2 e 4.3 mostram que os resultados da medição com a calibração do tipo SOLT estão mais próximas dos resultados projetados. Apesar das inúmeras vantagens apresentadas em se utilizar a calibração TRL, o kit construído apresentou sensibilidade durante as medições. Este fato pode ser explicado por se tratar de um kit construído manualmente e, dessa forma, não apresenta a precisão de um kit de calibração industrializado. Assim, o tipo de calibração utilizada neste trabalho será o kit de calibração SOLT 85052D.

4.1.3. Determinação da permissividade relativa e tangente de perdas da placa FR4

Determinado o tipo de calibração a ser utilizado no processo, a permissividade relativa e a tangente de perdas da placa FR4 utilizada na simulação e construção dos circuitos retificadores podem ser calculadas de acordo com o método apresentado no Capítulo 3.

A placa de FR4 utilizada neste trabalho tem espessura $1,61\text{ mm}$ e é coberta nas duas faces por uma camada de $0,036\text{ mm}$ de cobre. A permissividade relativa conhecida para este material é 4,3 quando a frequência equivale a 1 MHz .

O ressonador T projetado para a placa de FR4 tem linha de alimentação de meio comprimento de onda guiada com largura $w_{linha} = 3,0152\text{ mm}$, comprimento $L_{linha} = 67,7319\text{ mm}$ e impedância $Z_{linha} = 50\ \Omega$ e *Stub* de largura $w_{stub} = 1,7\text{ mm}$ e comprimento $L_{stub} = 51,9428\text{ mm}$.

O parâmetro S_{12} do ressonador construído, mostrado na Figura 4.6 também foi medido no analisador de rede E5071C, da Keysight® previamente calibrado com o kit de calibração SOLT 85052D. Os parâmetros de caracterização do dielétrico calculados através do método são mostrados na Tabela 4.4.



Figura 4.6 – Ressonador T no material FR4.

Tabela 4.4 – Parâmetros do dielétrico para substrato FR4.

Parâmetro	Valor
ε_{eff}	3,1465
ε_r	4,3220
ε_e	3,1109
$\tan(\delta)$	0,0325

Para comprovar a validade dos parâmetros encontrados, o ressonador T foi simulado no ADS com a permissividade relativa e tangente de perdas mostradas na Tabela 4.4. A Figura 4.7 mostra o parâmetro S_{12} simulado e medido para a placa de FR4, no qual é possível notar que até 7 GHz o comportamento da curva medida e simulada é o mesmo e que elas se encontram muito próximas. A partir daí, há uma grande dispersão entre os gráficos medido e simulado, comprovando que o material FR4 não é indicado para altas frequências.

Uma vez que o método foi validado, a permissividade relativa e a tangente de perdas encontradas através deste para o dielétrico FR4 são utilizadas para a caracterização do material no processo de otimização e análise dos circuitos retificadores. Além disso, a mesma placa na qual foi construída o ressonador T foi utilizada para construção do circuito, uma vez que pode haver diferença nas grandezas de uma placa para outra, ainda que sejam do mesmo fabricante. A face e o sentido da construção do circuito retificador também foram mantidos os mesmos da construção do ressonador T utilizado para caracterização da placa.

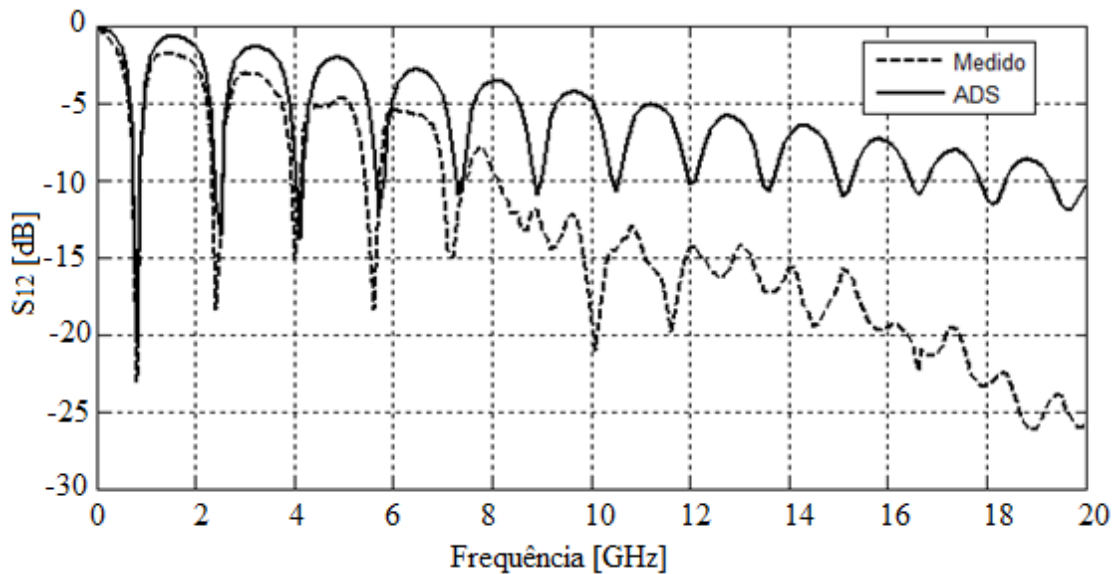


Figura 4.7 – Parâmetro S_{12} do ressonador T na placa FR4.

4.2. Otimização dos circuitos retificadores

O processo de otimização, apresentado na Seção 2.5, é utilizado como ferramenta para auxiliar a busca do circuito retificador que melhor atende aos requisitos necessários para captação de energia do ar sem fio e foi realizado através do *software* comercial ADS, que já traz implementado o Algoritmo Genético, mostrado na Seção 2.5.1. A otimização do circuito retificador trata-se de um processo multiobjetivo, cujos objetivos são a tensão de saída retificada e a eficiência do circuito. Além disso, a potência de saída é monitorada para garantir que esta seja suficiente para alimentar a carga. Os objetivos foram limitados de formas diferentes em cada processo de otimização, a fim de se atingir a maior eficiência e tensão de saída retificada. Foram utilizadas 10.000 gerações.

É importante lembrar que, por se tratar de uma aplicação cuja energia coletada é proveniente do ar, a potência de entrada deve ser considerada baixíssima no processo de simulação de energia. Aqui é utilizada como referência a potência de entrada $P_{in} = -15 \text{ dBm}$, embora análises em outras potências também sejam realizadas para efeito de comparação. Sabendo ainda que grande parte dessa energia disponível no ar é proveniente das ondas eletromagnéticas do *Wi-Fi*, a frequência de operação utilizada em todos os casos é $2,45 \text{ GHz}$.

As variáveis de otimização variam de uma topologia para outra, mas normalmente são as dimensões dos filtros de entrada e saída, os valores dos elementos passivos, as dimensões das trilhas que fazem a conexão entre os elementos do circuito e as dimensões dos filtros de entrada e saída. A carga e a impedância de entrada também são variáveis de otimização em alguns dos processos. A Tabela 4.5 mostra a faixa de valores que essas variáveis podem assumir.

Tabela 4.5 – Variáveis de otimização.

Variável	Faixa de valores
Comprimento das microfitas	1 mm a 100 mm
Largura das microfitas	2 mm a 25 mm
Indutor	0,1 nH a 100 nH
Capacitor	0,1 pF a 100 pF
Carga	1 Ω a 1M Ω
Impedância de entrada	1 Ω a 100 Ω

O processo de otimização foi realizado para o diodo HSMS 2850 e HSMS 2860 para as topologias Série, Paralelo e Dobrador de Tensão, sendo substituídos pelos diodos HSMS 2852

e HSMS 2862 nas topologias Dobrador de Tensão *Latour* e *Greinacher*. Esses últimos se diferenciam dos primeiros apenas por conter dois diodos em série no mesmo circuito integrado (CI) [18].

Para representar a antena foi utilizada a fonte de potência P_1Tone disponível na biblioteca *Sources_Freq Domain* do ADS e mostrada na Figura 4.8. É possível determinar a frequência de operação, a potência nessa frequência e a impedância interna da fonte. Embora seja possível determinar a potência disponibilizada pela fonte, esta varia automaticamente de acordo com a impedância do circuito e, desta forma, apenas quando há casamento entre a fonte e o circuito a potência entregue é a determinada previamente. Assim, a potência de entrada medida após a fonte é também um objetivo no processo de otimização, de forma que esta seja -15 dBm . Ao fazer essa consideração, garante-se também através do processo de otimização, o casamento de impedância entre antena e circuito.

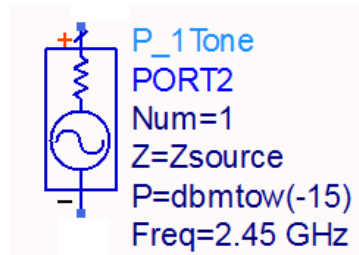


Figura 4.8 – Fonte de potência que representa a antena no sistema coletor de energia.

Outro elemento importante no processo de otimização é o VIAGND disponível na biblioteca *TLines-Microstrip* do ADS e é mostrado na Figura 4.9. Esse elemento simula a via que liga os componentes do circuito ao plano-terra deste. Através dele, é possível incluir na simulação do circuito o diâmetro da via, a espessura do material condutor do plano-terra, o dielétrico da placa dentre outras propriedades.

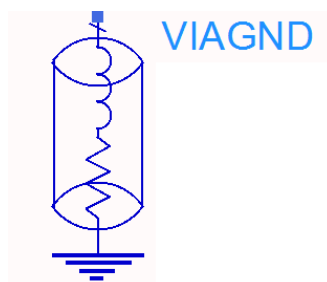


Figura 4.9 – Via GND.

Para cada um dos diodos foi realizada a otimização quando a carga é fixa em $1\text{ k}\Omega$, $10\text{ k}\Omega$, $100\text{ k}\Omega$, $1\text{ M}\Omega$ e quando a carga é livre, ou seja, é uma variável de otimização que pode assumir valores entre $1\text{ k}\Omega$ e $1\text{ M}\Omega$. A otimização também foi realizada para

impedância de entrada fixa em 50Ω e livre, quando esta também é uma variável de otimização e pode assumir valores entre 10Ω e 100Ω .

A Tabela 4.6 resume todos os processos de otimização realizados para cada topologia, em que $x = 0$ para as topologias Série, Paralelo e Dobrador de Tensão e $x = 2$ para as topologias Dobrador de Tensão *Latour* e *Greinacher*. Cada um deles foi realizado ainda tendo o elemento passivo entre o filtro de entrada e o diodo como variáveis de otimização. Esse elemento passivo pode ser um capacitor ou um indutor.

Tabela 4.6 – Processos de otimização.

<i>Diodo</i>	<i>Z_{entrada}</i>	<i>Carga</i>	<i>Diodo</i>	<i>Z_{entrada}</i>	<i>Carga</i>
<i>HSMS 285x</i>	50Ω	$1 k\Omega$	<i>HSMS 286x</i>	50Ω	$1 k\Omega$
<i>HSMS 285x</i>	50Ω	$10 k\Omega$	<i>HSMS 286x</i>	50Ω	$10 k\Omega$
<i>HSMS 285x</i>	50Ω	$100 k\Omega$	<i>HSMS 286x</i>	50Ω	$100 k\Omega$
<i>HSMS 285x</i>	50Ω	$1 M\Omega$	<i>HSMS 286x</i>	50Ω	$1 M\Omega$
<i>HSMS 285x</i>	50Ω	<i>Livre</i>	<i>HSMS 286x</i>	50Ω	<i>Livre</i>
<i>HSMS 285x</i>	<i>Livre</i>	$1 k\Omega$	<i>HSMS 286x</i>	<i>Livre</i>	$1 k\Omega$
<i>HSMS 285x</i>	<i>Livre</i>	$10 k\Omega$	<i>HSMS 286x</i>	<i>Livre</i>	$10 k\Omega$
<i>HSMS 285x</i>	<i>Livre</i>	$100 k\Omega$	<i>HSMS 286x</i>	<i>Livre</i>	$100 k\Omega$
<i>HSMS 285x</i>	<i>Livre</i>	$1 M\Omega$	<i>HSMS 286x</i>	<i>Livre</i>	$1 M\Omega$
<i>HSMS 285x</i>	<i>Livre</i>	<i>Livre</i>	<i>HSMS 286x</i>	<i>Livre</i>	<i>Livre</i>

No processo de otimização foi utilizado o modo de simulação *Harmonic Balance* (HB) do ADS, que é indicado para análise no domínio da frequência em circuitos não lineares e normalmente é a escolha para simulação de problemas analógicos de RF e micro-ondas. A frequência para a qual os circuitos foram otimizados foi $2,45 GHz$. Para o cálculo da eficiência, foi utilizada a Equação (2.2) do Capítulo 2. A potência de entrada P_{in} e a potência entregue à carga P_{outCC} foram medidas na simulação utilizando as ferramentas P_Probe e P_Probe2, disponível na biblioteca *Probe Components* do ADS.

4.2.1. Otimização do circuito retificador do tipo Série

O esquemático da otimização do circuito retificador do tipo Série é mostrado na Figura 4.2.

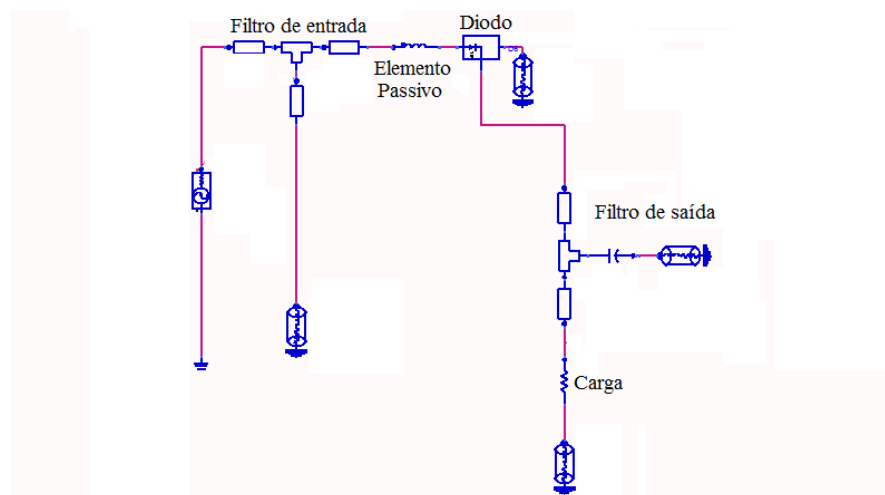


Figura 4.10 – Esquemático do circuito retificador do tipo Série.

Quando o elemento passivo, entre o filtro de entrada e o diodo, é o capacitor e o diodo é o HSMS 2850, os resultados do processo de otimização são mostrados na Tabela 4.7. Para o diodo HSMS 2860 os resultados são encontrados na Tabela 4.8. Quando o elemento passivo é o indutor e o diodo é o HSMS 2850, os resultados do processo de otimização são mostrados na Tabela 4.9. Para o diodo HSMS 2860 os resultados podem ser vistos na Tabela 4.10. Já a Tabela 4.11 mostra os melhores resultados para cada diodo com indutor e capacitor.

Tabela 4.7 - Resultados do processo de otimização para retificador Série com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2850.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	82,378 k	329 mV	5,1%	1,315
		1 k	82 mV	22,4%	6,736
		10 k	237 mV	17,8%	5,612
		100 k	317 mV	3,4%	1,005
		1 M	335 mV	0,4%	0,112
L	50 Ω	82,378 k	329 mV	5,1%	1,315
I	10,7313 Ω	1 k	87 mV	24,3%	7,602
V	27,4397 Ω	10 k	254 mV	21,6%	6,446
R	50 Ω	100 k	314 mV	3,9%	0,985
E	50 Ω	1M	329 mV	0,4%	0,108

Tabela 4.8 - Resultados do processo de otimização para retificador Série com elemento passivo capacitor e diodo
HSMS 2860.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	82,378 k	283 mV	4,3%	0,972
		1 k	57 mV	10,4%	3,243
		10 k	157 mV	9,1%	2,463
		100 k	297 mV	3,1%	0,879
		1 M	433 mV	0,6%	0,187
L	50 Ω	82,37 k	283 mV	4,3%	0,972
I	10,7313 Ω	1 k	51 mV	10,3%	2,616
V	27,4937 Ω	10 k	208 mV	14,5%	4,316
R	50 Ω	100 k	369 mV	4,4%	1,358
E	50 Ω	1 M	419 mV	0,6%	0,175

Tabela 4.9 - Resultados do processo de otimização para retificador Série com elemento passivo indutor e diodo
HSMS 2850.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	14,510 k	398 mV	37,1%	10,90
		1 k	101 mV	32,3%	10,19
		10 k	363 mV	36,3%	13,15
		100 k	428 mV	6,4%	1,831
		1 M	309 mV	0,6%	0,095
L	12,575 Ω	10,9545 k	354 mV	38,6%	11,44
I	25,8095 Ω	1 k	100 mV	32%	10,03
V	41,0919 Ω	10 k	366 mV	43,3%	13,37
R	13,8806 Ω	100 k	647 mV	16,7%	4,185
E	45,9056 Ω	1 M	576 mV	1,1%	0,332

Tabela 4.10 - Resultados do processo de otimização para retificador Série com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2860.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	10,757 k	344 mV	38,6%	11,020
		1 k	82 mV	21,5%	6,740
		10 k	402 mV	51,3%	16,130
		100 k	661 mV	21,1%	4,364
		1 M	711 mV	1,8%	0,505
L	50 Ω	10,757 k	344 mV	38,6%	11,02
I	31,3941 Ω	1 k	84 mV	22,8%	7,00
V	50 Ω	10 k	400 mV	50,9%	16,03
R	12,8475 Ω	100 k	319 mV	5,5%	1,019
E	59,4453 Ω	1 M	386 mV	0,8%	0,149

Tabela 4.11 – Melhores resultados de otimização para o retificador Série.

Elemento passivo	Diodo	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
Capacitor	HSMS 2850	27,4397 Ω	10 k	254 mV	21,6%	6,446
Indutor	HSMS 2850	41,0919 Ω	10 k	366 mV	43,3%	13,370
Capacitor	HSMS 2860	27,4397 Ω	10 k	208 mV	14,5%	4,316
Indutor	HSMS 2860	50 Ω	10 k	401,59 mV	51,2%	16,13

Analisando a Tabela 4.11, é possível fazer algumas observações. Em todos os casos, o melhor resultado aconteceu para carga 10 k Ω . Quando o elemento passivo é o capacitor, as maiores tensão de saída e eficiência acontecem para o diodo HSMS 2850 e quando o elemento passivo é o indutor, os melhores resultados são com o diodo HSMS 2860. O indutor oferece resultados melhores que o capacitor em todos os casos e o melhor resultado para o circuito retificador da topologia Série acontece quando o elemento passivo é o indutor, diodo HSMS 2860, impedância de entrada 50 Ω e carga 10 k Ω . A Figura 4.11 mostra o *layout* e as dimensões encontradas no processo de otimização para este circuito.

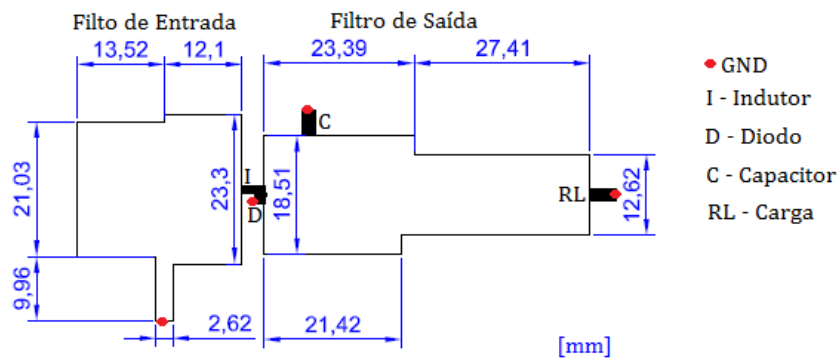


Figura 4.11 – Layout e dimensões do circuito retificador do tipo Série.

4.2.2. Otimização do circuito retificador do tipo Paralelo

O esquemático da otimização do circuito retificador do tipo Paralelo é mostrado na Figura 4.12.

Os resultados da otimização para esta topologia quando o elemento passivo é o capacitor e o diodo é o HSMS 2850 são mostrados na Tabela 4.12. Para o diodo HSMS 2860 os resultados podem ser vistos na Tabela 4.13. Analisando as Tabelas 4.12 e 4.13, para os dois diodos o melhor resultado acontece para carga fixa em $10k\Omega$, porém para o HSMS 2850 a impedância de entrada é livre e resultou em $37,3415\ \Omega$. Já para o HSMS 2860 a impedância de entrada é fixa em $50\ \Omega$. Dos dois, entretanto, o diodo HSMS 2850 apresenta maior eficiência. Assim, o melhor resultado para o circuito retificador da topologia Paralelo acontece quando o elemento passivo é o capacitor, diodo HSMS 2850, impedância de entrada $37,3415\ \Omega$ e carga $10\ k\Omega$. A Figura 4.13 mostra o *layout* e as dimensões encontradas no processo de otimização para este circuito.

O circuito retificador não obteve bons resultados para o elemento passivo indutor e a eficiência ficou próxima de zero em todos os casos.

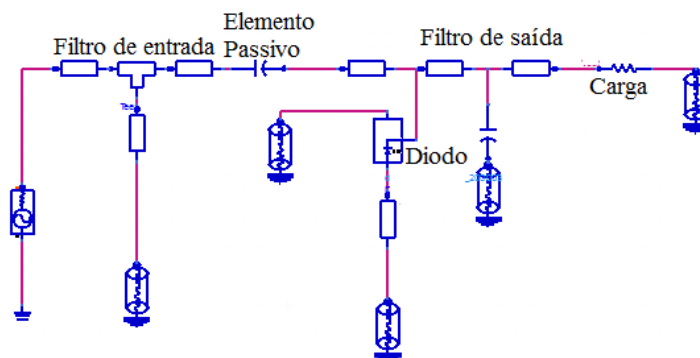


Figura 4.12 – Esquemático do circuito retificador do tipo Paralelo.

Tabela 4.12 - Resultados do processo de otimização para retificador Paralelo com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2850.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	10,9253 k	189 mV	11,5%	3,253
		1 k	68 mV	16,4%	4,625
		10 k	230 mV	18,1%	5,295
		100 k	336 mV	3,7%	1,132
		1 M	412 mV	0,6%	0,169
L	50 Ω	10,9253k	189 mV	11,5%	3,253
I	19,6002 Ω	1 k	77 mV	19%	5,981
V	37,3415 Ω	10 k	252 mV	20,1%	6,342
R	50 Ω	100 k	340 mV	3,9%	1,159
E	18,6129 Ω	1 M	356 mV	0,4%	0,126

Tabela 4.13 - Resultados do processo de otimização para retificador Paralelo com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2860.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	111,904 k	292 mV	2,6%	0,7642
		1 k	41 mV	6,5%	1,677
		10 k	191 mV	11,8%	3,685
		100 k	307 mV	3,1%	0,9418
		1 M	388 mV	0,5%	0,1508
L	21,509 Ω	171,223 k	339 mV	2,2%	0,6716
I	19,6002 Ω	1 k	46 mV	7,8%	2,142
V	37,3415 Ω	10 k	156 mV	9,8%	2,427
R	50 Ω	100 k	328 mV	3,8%	1,078
E	21,6908 Ω	1 M	386 mV	0,5%	0,1491

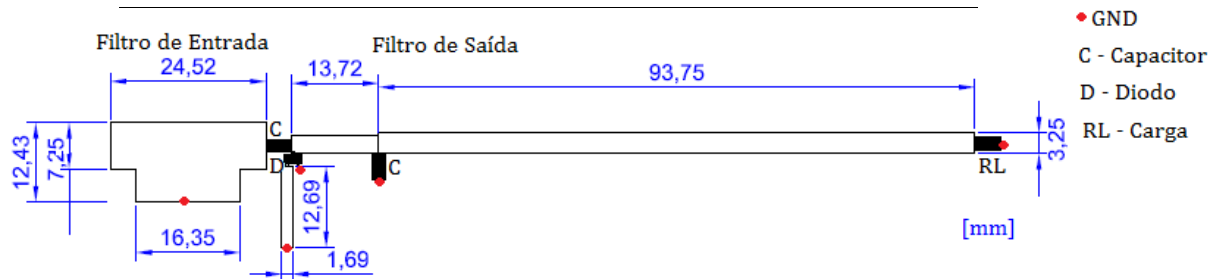


Figura 4.13 – Layout e dimensões do circuito retificador do tipo Paralelo.

4.2.3. Otimização do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão

O esquemático da otimização do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão é mostrado na Figura 4.14.

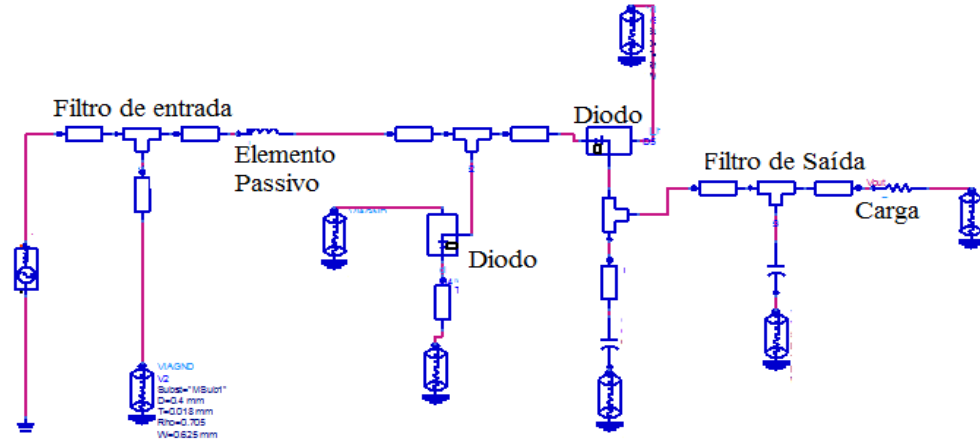


Figura 4.14 – Esquemático do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão.

Os resultados da otimização quando o elemento passivo é o capacitor e diodo é o HSMS 2850 são mostrados na Tabela 4.14. Para o diodo HSMS 2860 os resultados podem ser vistos na Tabela 4.15.

Tabela 4.14 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2850.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	73,3846 k	265 mV	3,1%	0,958
		1 k	44 mV	6,3%	1,913
		10 k	175 mV	11,1%	3,059
		100 k	285 mV	2,8%	0,810
		1 M	340 mV	0,4%	0,115
L	12,2407 Ω	32,6826 k	248 mV	6%	1,887
I	17,5814 Ω	1 k	40 mV	6,2%	1,564
V	22,8813 Ω	10 k	19 0mV	12%	3,66
R	38,9369 Ω	100 k	284 mV	2,8%	0,803
E	11,203 Ω	1 M	353 mV	0,4%	0,124

Tabela 4.15 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2860.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	763,726 k	261 mV	0,3%	0,009
		1 k	12 mV	0,5%	0,141
		10 k	105 mV	3,7%	1,092
		100 k	181 mV	1,1%	0,326
		1 M	302 mV	0,3%	0,091
L	15,066 Ω	920,272 k	321 mV	0,4%	0,011
I	17,5814 Ω	1 k	9 mV	0,3%	0,083
V	22,8813 Ω	10 k	66 mV	1,7%	0,433
R	13,7195 Ω	100 k	174 mV	1,1%	0,303
E	15,5442 Ω	1 M	371 mV	0,5%	0,137

Os resultados da otimização quando o elemento passivo é o indutor e o diodo é o HSMS 2850 são mostrados na Tabela 4.16. Para o diodo HSMS 2860 os resultados podem ser vistos na Tabela 4.17.

Tabela 4.16 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2850.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	527,297 k	202 mV	0,3%	0,077
		1 k	46 mV	6,9%	2,121
		10 k	129 mV	5,3%	1,655
		100 k	180 mV	1,1%	0,325
		1 M	236 mV	0,2%	0,055
L	20,2557 Ω	88,257 k	190 mV	1,3%	0,408
I	31,5747 Ω	1 k	51 mV	8,7%	2,625
V	20,7869 Ω	10 k	282 mV	26,1%	7,937
R	61,1824 Ω	100 k	180 mV	1%	0,325
E	26,4749 Ω	1 M	222 mV	0,2%	0,049

Tabela 4.17 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2860.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	527,297 k	165 mV	0,2%	0,052
		1 k	26 mV	2,3%	0,692
		10 k	63 mV	1,2%	0,393
		100 k	103 mV	0,4%	0,106
		1 M	220 mV	0,2%	0,048
L	20,2557 Ω	88,257 k	137 mV	0,7%	0,217
I	29,5146 Ω	1 k	14 mV	0,7%	0,194
V	20,7869 Ω	10 k	305 mV	35,4%	9,304
R	61,1824 Ω	100 k	138 mV	0,6%	0,189
E	26,4749 Ω	1 M	212 mV	0,2%	0,045

A Tabela 4.18 mostra os melhores resultados para cada diodo com indutor e capacitor.

Tabela 4.18 – Melhores resultados de otimização para o retificador Dobrador de Tensão.

Elemento	Diodo	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
passivo						
Capacitor	HSMS 2850	22,8813 Ω	10 k	190 mV	12%	3,66
Indutor	HSMS 2850	20,7869 Ω	10 k	282 mV	26,1%	7,937
Capacitor	HSMS 2860	50 Ω	10 k	105 mV	3,7%	1,092
Indutor	HSMS 2860	20,7859 Ω	10 k	305 mV	35,4%	9,304

Analisando a Tabela 4.18 observa-se que em todos os casos, o melhor resultado aconteceu para carga 10 k Ω . Quando o elemento passivo é o capacitor, as maiores tensão de saída e eficiência acontecem para o diodo HSMS 2850 e quando o elemento passivo é o indutor, os melhores resultados são com o diodo HSMS 2860. O indutor oferece resultados melhores que o capacitor em todos os casos e o melhor resultado para o circuito retificador da topologia Dobrador de Tensão acontece quando o elemento passivo é o indutor, diodo HSMS 2860, impedância de entrada 20.7859 Ω e carga 10 k Ω . A Figura 4.15 mostra o *layout* e as dimensões encontradas no processo de otimização para este circuito.

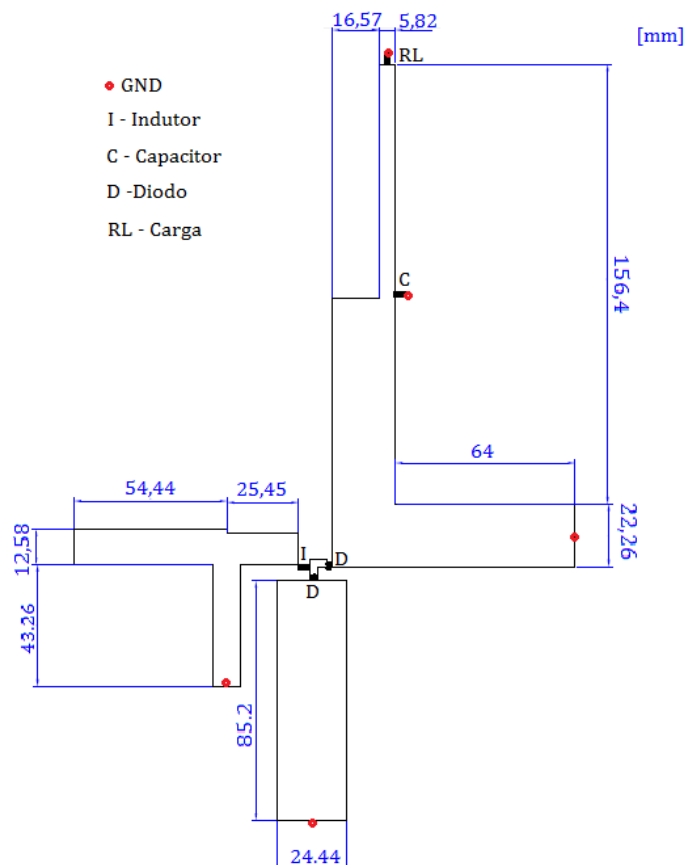


Figura 4.15 – *Layout* e dimensões do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão.

4.2.4. Otimização do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão *Latour*

O esquemático da otimização do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão *Latour* é mostrado na Figura 4.16.

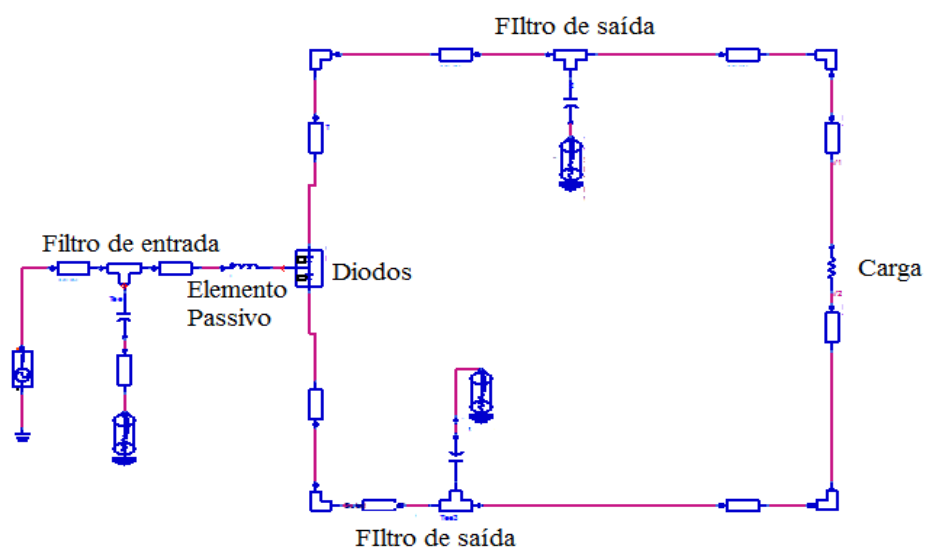


Figura 4.16 – Esquemático do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão *Latour*.

Os resultados da otimização quando o elemento passivo é capacitor e o diodo é o HSMS 2852 são mostrados na Tabela 4.19. Para o diodo HSMS 2862 os resultados podem ser vistos na Tabela 4.20.

Tabela 4.19 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão *Latour* com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2852.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	20 k	336 mV	17,9%	5,653
		1 k	67 mV	14,3%	4,493
		10 k	266 mV	22,8%	7,069
		100 k	518 mV	8,6%	2,682
		1 M	558 mV	1%	0,311
L	65,612 Ω	177 k	353 mV	2,3%	0,703
I	20,4434 Ω	1 k	66 mV	14,3%	4,364
V	19,3455 Ω	10 k	273 mV	24,7%	7,443
R	63,1917 Ω	100 k	499 mV	8%	2,494
E	19,351 Ω	1 M	365 mV	0,4%	0,133

Tabela 4.20 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão *Latour* com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2862.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	26,7 k	337 mV	8,5%	2,134
		1 k	30 mV	3,8%	0,927
		10 k	189 mV	13,3%	3,555
		100 k	311 mV	3,2%	0,966
		1M	419 mV	0,6%	0,175
L	65,612 Ω	177 k	282 mV	1,5%	0,0448
I	20,4434 Ω	1 k	38 mV	5%	1,451
V	19,3455 Ω	10 k	189 mV	14%	3,561
R	30,2742 Ω	100 k	399 mV	5,2%	1,590
E	50 Ω	1 M	315 mV	0,3%	0,099

Os resultados da otimização quando o elemento passivo é o indutor e o diodo é o HSMS 2852 são mostrados na Tabela 4.21. Para o diodo HSMS 2862 os resultados podem ser vistos na Tabela 4.22.

Tabela 4.21 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão *Latour* com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2852.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	26,6 k	483 mV	29%	8,753
		1 k	73 mV	17%	5,334
		10 k	323 mV	33,2%	10,460
		100 k	722 mV	17,1%	5,219
		1 M	819 mV	2,2%	0,671
L	50 Ω	26,6 k	483 mV	29%	8,753
I	50 Ω	1 k	73 mV	17%	5,334
V	11,552 Ω	10 k	326 mV	33,6%	10,630
R	29,253 Ω	100 k	728 mV	17,1%	5,294
E	50 Ω	1 M	819 mV	2,2%	0,671

Tabela 4.22 – Resultados do processo de otimização para retificador Dobrador de Tensão *Latour* com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2862.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	21,26 k	495 mV	38,4%	11,513
		1 k	51 mV	8,2%	2,563
		10 k	319 mV	32,4%	10,160
		100 k	860 mV	28%	7,388
		1 M	985 mV	3,6%	0,9708
L	12,6638 Ω	25,32k	501 mV	32,5%	9,910
I	12,6571 Ω	1 k	52 mV	8,6%	2,705
V	32,5209 Ω	10 k	32 4mV	35,6%	10,530
R	38,0307 Ω	100 k	822 mV	26%	6,752
E	34,4786 Ω	1 M	898 mV	2,7%	0,806

A Tabela 4.23 mostra os melhores resultados para cada diodo com indutor e capacitor.

Tabela 4.23 – Melhores resultados de otimização retificador Dobrador de Tensão *Latour*.

<i>Elemento passivo</i>	<i>Diodo</i>	$Z_{entrada}$	<i>Carga</i> [Ω]	V_{out}	η	P_{outCC} [μW]
Capacitor	HSMS 2852	19,3455 Ω	10 k	273 mV	24,7%	7,443
Indutor	HSMS 2852	11,527 Ω	10 k	326 mV	33,6%	10,630
Capacitor	HSMS 2862	19,3455 Ω	10 k	189 mV	14%	3,561
Indutor	HSMS 2862	50 Ω	21,2605 k	495 mV	38,4%	11,513

Através da Tabela 4.23 nota-se que quando o elemento passivo é o capacitor, as maiores tensão de saída e eficiência acontecem para o diodo HSMS 2852 e quando o elemento passivo é o indutor, os melhores resultados são com o diodo HSMS 2862. O indutor oferece resultados melhores que o capacitor em todos os casos e o melhor resultado para o circuito retificador da topologia Dobrador de Tensão *Latour* acontece quando o elemento passivo é o indutor, diodo HSMS 2862, impedância de entrada 50 Ω e carga 10 k Ω . A Figura 4.17 mostra o *layout* e as dimensões encontradas no processo de otimização para este circuito.

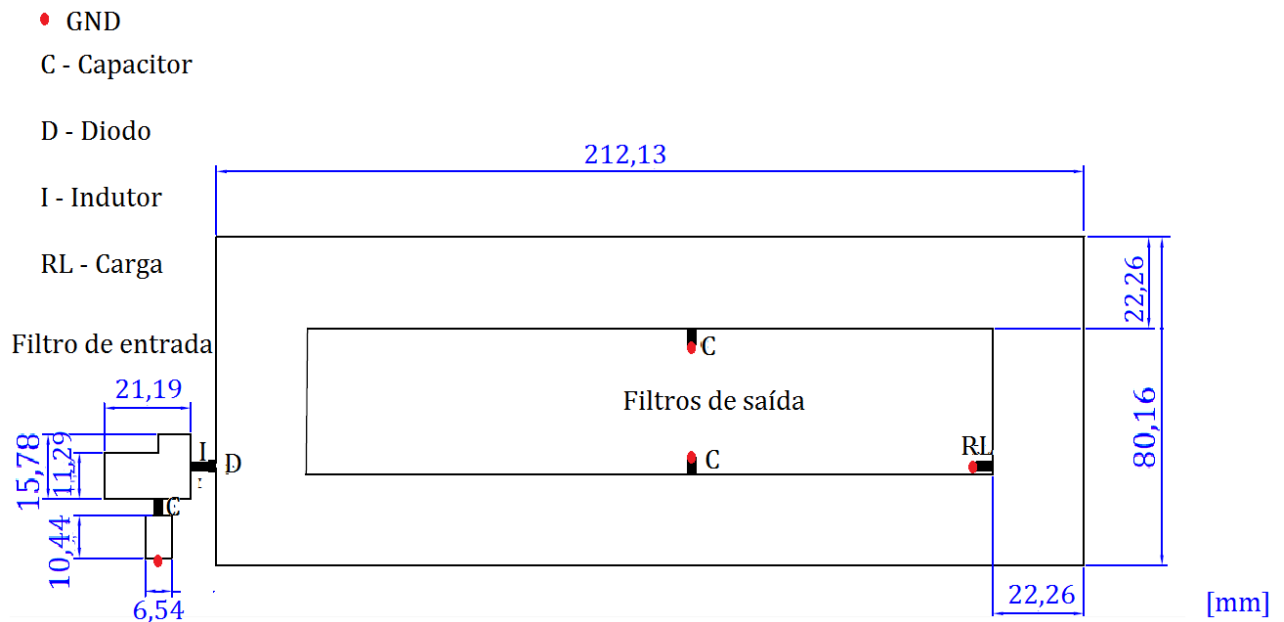


Figura 4.17 - *Layout* e dimensões do circuito retificador do tipo Dobrador de Tensão *Latour*.

4.2.5. Otimização do circuito retificador do tipo *Greinacher*

O esquemático da otimização do circuito retificador do tipo *Greinacher* é mostrado na Figura 4.18.

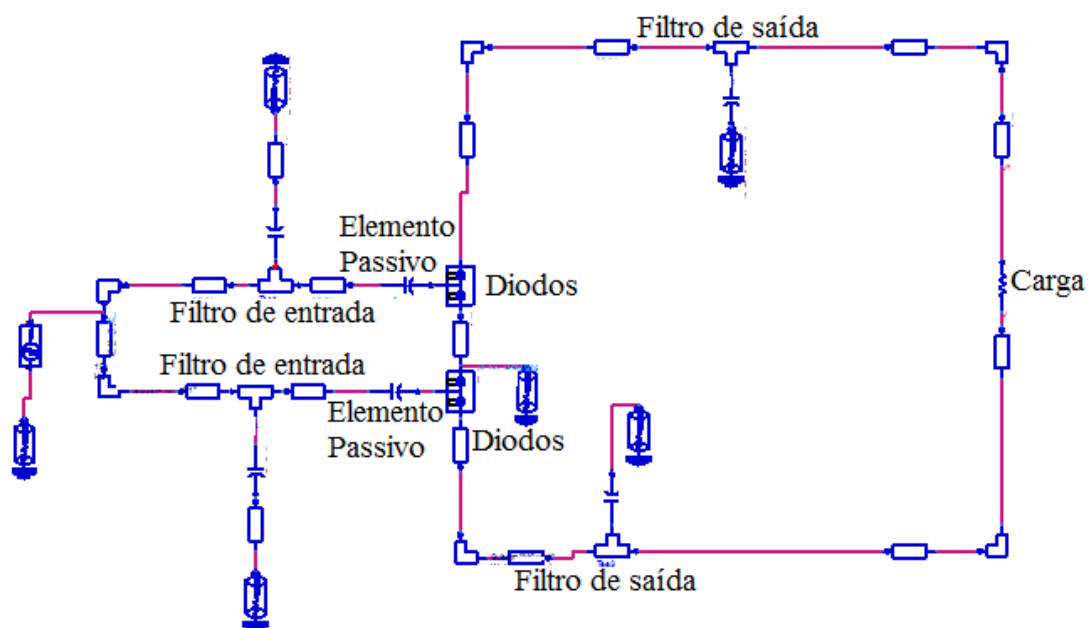


Figura 4.18 – Esquemático do circuito retificador do tipo *Greinacher*.

Os resultados da otimização quando o capacitor é o elemento passivo e o diodo é o HSMS 2852 são mostrados na Tabela 4.24. Para o diodo HSMS 2862 os resultados podem ser vistos na Tabela 4.25.

Tabela 4.24 – Resultados do processo de otimização para retificador *Greinacher* com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2852.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50Ω	$29,9374 k$	$393 mV$	17,1%	5,166
		$1 k$	$41 mV$	5,4%	1,701
		$10 k$	$239 mV$	18,1%	5,692
		$100 k$	$591 mV$	11%	3,491
		$1 M$	$783 mV$	2%	0,612
L	50Ω	$29,9374 k$	$393 mV$	17,1%	5,166
I	$17,1977 \Omega$	$1 k$	$42 mV$	5,5%	1,748
V	$13,424 \Omega$	$10 k$	$240 mV$	18,27%	5,767
R	$28,6084 \Omega$	$100 k$	$595 mV$	11,5%	3,536
E	$33,2752 \Omega$	$1 M$	$800 mV$	2,1%	0,640

Tabela 4.25 – Resultados do processo de otimização para retificador *Greinacher* com elemento passivo capacitor e diodo HSMS 2862.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	31,3066 k	326 mV	11,2%	3,393
		1k	21 mV	1,4%	4,327
		10k	154 mV	7,6%	2,383
		100k	534 mV	9,1%	2,854
		1M	852 mV	2,3%	0,726
L	31,3406 Ω	123,116 k	511 mV	6,9%	2,118
I	29,687 Ω	1 k	21 mV	1,4%	4,514
V	28,1509 Ω	10 k	157 mV	7,8%	2,462
R	24,3403 Ω	100 k	536 mV	9,1%	2,872
E	33,4285 Ω	1 M	859 mV	2,4%	0,738

Os resultados da otimização quando o elemento passivo é o indutor e o diodo é o HSMS 2852 são mostrados na Tabela 4.26. Para o diodo HSMS 2862 os resultados podem ser vistos na Tabela 4.27.

Tabela 4.26 – Resultados do processo de otimização para retificador *Greinacher* com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2852.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	889 k	234 mV	0,2%	0,061
		1 k	38 mV	4,7%	1,448
		10 k	137 mV	6,1%	1,867
		100 k	216 mV	1,6%	0,467
		1 M	237 mV	0,2%	0,056
L	36,9496 Ω	245 k	221 mV	0,7%	0,198
I	14,62 Ω	1 k	39 mV	5%	1,527
V	21,7128 Ω	10 k	160 mV	8,8%	2,560
R	14,8963 Ω	100 k	24 mV	2,4%	0,657
E	11,5568 Ω	1 M	219 mV	0,2%	0,048

Tabela 4.27 – Resultados do processo de otimização para retificador *Greinacher* com elemento passivo indutor e diodo HSMS 2862.

	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
	50 Ω	978,341 k	245 mV	0,2%	0,06130
		1 k	17 mV	0,9%	0,281
		10 k	95 mV	3%	0,908
		100 k	195 mV	1,3%	0,380
		1 M	276 mV	0,2%	0,076
L	63,6305 Ω	884 k	269 mV	0,3%	0,082
I	19,3509 Ω	1 k	17 mV	0,9%	0,274
V	21,7128 Ω	10 k	88,4 mV	2,53%	0,783
R	65,1185 Ω	100 k	182 mV	1,1%	0,330
E	11,2332 Ω	1 M	304 mV	0,3%	0,009

A Tabela 4.28 mostra os melhores resultados para cada diodo com indutor e capacitor.

Tabela 4.28 – Melhores resultados de otimização retificador *Greinacher*.

Elemento passivo	Diodo	$Z_{entrada}$	$Carga [\Omega]$	V_{out}	η	$P_{outCC} [\mu W]$
Capacitor	HSMS 2852	13,424 Ω	10k	240 mV	18,27%	5,767
Indutor	HSMS 2852	21,7128 Ω	10k	160 mV	8,8%	2,560
Capacitor	HSMS 2862	50 Ω	31,3066k	326 mV	11,2 %	3,393
Indutor	HSMS 2862	50 Ω	10k	95 mV	3%	0,908

Através da Tabela 4.28 nota-se que o melhor resultado acontece para o diodo HSMS 2852 quando o elemento passivo é o indutor e para o diodo HSMS 2862 quando o elemento passivo é o indutor e que o capacitor oferece resultados melhores que o indutor em todos os casos. O melhor resultado para o circuito retificador da topologia *Greinacher* acontece quando o elemento passivo é o capacitor, diodo HSMS 2852, impedância de entrada 13,424 Ω e carga 10 k Ω , pois embora apresente tensão de saída menor que para o diodo HSMS 2862 com capacitor, a potência na carga e eficiência são maiores. A Figura 4.19 mostra o *layout* e as dimensões determinadas através do processo de otimização para este circuito.

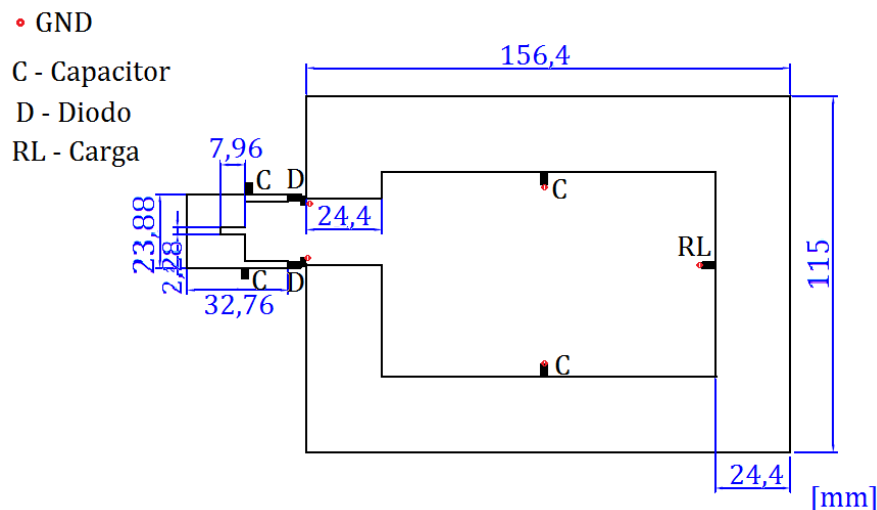


Figura 4.19 – *Layout* e dimensões do circuito retificador do tipo *Greinacher*.

Uma vez que cada topologia foi otimizada separadamente, a Tabela 4.29 traz os melhores resultados do processo de otimização para cada uma destas e mostra que em todos os casos a carga ótima é $10\text{ k}\Omega$. Para as topologias que apresentam elemento passivo indutor, o diodo que melhor atende aos requisitos é o HSMS 2860 ou 2862 e estes apresentam maiores eficiências que os circuitos cujo elemento passivo é o capacitor e o diodo é o HSMS 2850 ou 2852. A maior eficiência encontrada é 51,2% para o retificador de topologia *Série*, uma diferença de 12,8% para o retificador de segunda maior eficiência, que é o *Dobrador de Tensão Latour*. Todos esses circuitos apresentados na Tabela 4.29 são analisados no Capítulo 5 para escolha da topologia a ser construída.

Tabela 4.29 – Melhores resultados do processo de otimização para cada topologia.

Topologia	Diodo	$Z_{entrada}$	V_{out}	P_{outCC} [μW]	η	Carga [Ω]	Elemento Passivo
<i>Série</i>	HSMS 2860	$50\ \Omega$	$401,59\text{ mV}$	16,130	51,2%	$10k$	<i>Indutor</i>
<i>Paralelo</i>	HSMS 2850	$37,3\ \Omega$	252 mV	6,342	20,1%	$10k$	<i>Capacitor</i>
<i>Dobrador de Tensão</i>	HSMS 2860	$20,5\ \Omega$	305 mV	9,304	35,4%	$10k$	<i>Indutor</i>
<i>Dobrador de Tensão Latour</i>	HSMS 2862	$50\ \Omega$	495 mV	11,513	38,4%	$10k$	<i>Indutor</i>
<i>Greinacher</i>	HSMS 2852	$13,4\ \Omega$	240 mV	5,767	18,27%	$10k$	<i>Capacitor</i>

4.3. Considerações Finais

Este capítulo apresentou a validação do método proposto para a caracterização da placa de FR4 na qual será construído o circuito retificador e a determinação do tipo de calibração que é utilizado neste trabalho. Através de testes, verificou-se que a calibração SOLT é mais adequada, uma vez que a calibração TRL apresentou sensibilidade nas medições. De acordo com o método do ressonador T, determinou-se que na frequência $2,45\text{ GHz}$, a placa apresenta permissividade relativa $\epsilon_r = 4,32$ e $\tan(\delta) = 0,0325$.

O processo de otimização das topologias de circuito retificador Série, Paralelo, Dobrador de Tensão, Dobrador de Tensão *Latour* e *Greinacher*, apresentadas no Capítulo 2, também é exposto neste capítulo. As topologias são otimizadas para diferentes cargas, impedâncias de entrada, diodos, elemento passivo para auxílio do casamento de impedância e dimensões das trilhas de microfita que compõem o circuito. Os melhores resultados, mostrados na Tabela 4.29, apontam que a topologia Série com elemento passivo indutor, diodo HSMS 2860, carga $10\text{ k}\Omega$ e impedância de entrada $50\text{ }\Omega$ tem o melhor desempenho entre todas as topologias otimizadas, apresentando tensão de saída $V_{out} = 401,59\text{ mV}$ e eficiência $\eta = 51,2\%$, seguido das topologias Dobrador de Tensão *Latour*, Dobrador de Tensão, Paralelo e *Greinacher*, que apresentam respectivamente tensão de saída igual a $V_{out} = 495\text{ mV}$, $V_{out} = 305\text{ mV}$, $V_{out} = 252\text{ mV}$ e $V_{out} = 240\text{ mV}$ e eficiência igual a $\eta = 38,4\%$, $\eta = 35,4\%$, $\eta = 20,1\%$ e $\eta = 18,27\%$.

Capítulo 5

ANÁLISE DOS CIRCUITOS RETIFICADORES

O melhor resultado encontrado através do processo de otimização para cada topologia, apresentado na Tabela 4.29, é analisado neste capítulo. São abordadas as influências da potência de entrada, carga, frequência de operação [1], dimensões do filtro de entrada, elemento passivo, diodo e dimensões do filtro de saída na resposta do circuito retificador.

Essa análise detalhada é realizada com a finalidade de entender o funcionamento do circuito e como cada uma dessas variáveis influencia o comportamento deste. Dessa forma, é possível também determinar qual a topologia mais indicada para operar nas condições determinadas para aplicação de coleta de energia sem fio do ar. Toda a análise é realizada através da simulação no *software* ADS da Agilent®.

5.1. A influência da potência de entrada no circuito retificador

Para verificar a influência da potência de entrada no circuito retificador, o primeiro passo foi calcular resistência de circuito aberto, ou a resistência interna do circuito retificador (R_s). Para determinar a resistência interna do circuito retificador, considera-se que o circuito está perfeitamente casado e, dessa forma, a máxima transferência de potência à carga está sendo realizada. Sabendo que a potência pode ser calculada como o produto da tensão e corrente, em um gráfico envolvendo essas grandezas, a potência é a área resultante dessa multiplicação. Assim, a maior potência entregue à carga acontece no ponto médio da curva *corrente x tensão*, pois é onde a área resultante é maior, como mostra a Figura 5.1. Assim, a resistência interna do circuito retificador pode ser calculada através da Lei de Ohm naquele ponto.

Uma simulação Corrente x Tensão na carga foi realizado para as potências de entrada -5 dBm , -10 dBm , -15 dBm e -20 dBm para cada uma das topologias para as quais foram realizados os processos de otimização. O objetivo é encontrar a resistência de circuito aberto, ou a resistência interna do circuito retificador (R_s) em cada uma das potências, quando a carga é fixa em $10\text{ k}\Omega$, o valor encontrado no processo de otimização para todas as topologias. A Figura 5.2 mostra os gráficos da simulação Corrente x Tensão e a Tabela 5.1 apresenta essa resistência interna calculada para cada uma das topologias.

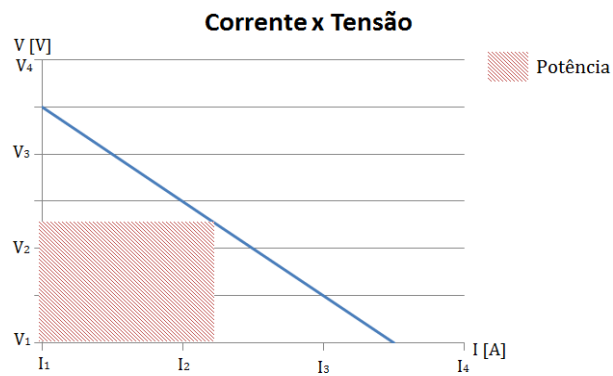


Figura 5.1 – Máxima potência entregue à carga.

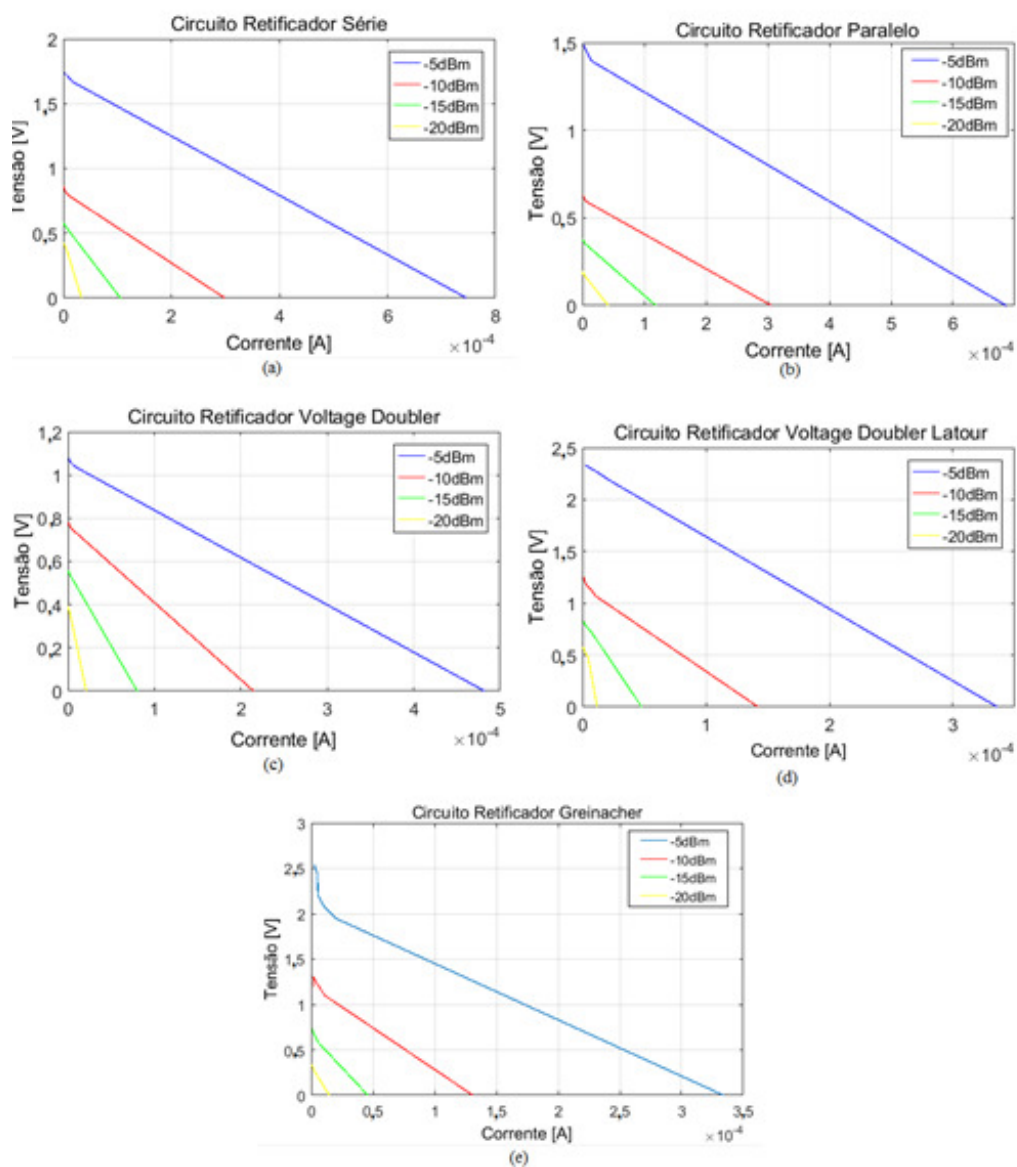


Figura 5.2 – Corrente x Tensão na carga: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão *Latour* e (e) Circuito Retificador *Greinacher*.

Tabela 5.1 – Resistência interna dos circuitos retificadores.

P_{in}	<i>Série</i>	<i>Paralelo</i>	<i>Dobrador de Tensão</i>	<i>Dobrador de Tensão Latour</i>	<i>Greinacher</i>
-20 dBm	$12,6500\text{ k}\Omega$	$4,7167\text{ k}\Omega$	$19,132\text{ k}\Omega$	$50,773\text{ k}\Omega$	$24,1160\text{ k}\Omega$
-15 dBm	$5,5773\text{ k}\Omega$	$3,2098\text{ k}\Omega$	$7,0259\text{ k}\Omega$	$17,648\text{ k}\Omega$	$16,2590\text{ k}\Omega$
-10 dBm	$2,9457\text{ k}\Omega$	$2,0591\text{ k}\Omega$	$3,6518\text{ k}\Omega$	$8,8835\text{ k}\Omega$	$9,2992\text{ k}\Omega$
-5 dBm	$2,3360\text{ k}\Omega$	$2,1743\text{ k}\Omega$	$2,2374\text{ k}\Omega$	$6,9841\text{ k}\Omega$	$7,6829\text{ k}\Omega$

A resistência interna do circuito varia com a potência incidente sobre este, ou seja, haverá deslocamento de impedância quando a potência variar. O circuito retificador é projetado para uma determinada potência incidente e, por sua vez, o casamento de impedância é realizado para aquela potência. Uma vez que não é possível determinar com exatidão a potência disponível no ar, o desempenho do circuito retificador sofrerá constante variação, fazendo com que varie também a eficiência de todo sistema de captação de energia sem fio.

A eficiência de cada um dos circuitos foi simulada quando há variação da carga. A Tabela 5.2 mostra a carga $R_{m\acute{a}x}$ para a qual cada topologia apresenta maior eficiência $\eta_{m\acute{a}x}$ em diferentes potências e a Figura 5.3 apresenta os gráficos correspondentes.

Tabela 5.2 – Carga de eficiência máxima.

<i>Topologia</i>	P_{in}	-20 dbm	-15 dBm	-10 dBm	-5 dBm
<i>Série</i>	$R_{m\acute{a}x}$	$5,6\text{ k}\Omega$	$10,0\text{ k}\Omega$	$5,0\text{ k}\Omega$	$2,33\text{ k}\Omega$
	$\eta_{m\acute{a}x}$	18,15%	51,2%	55,74%	62,25%
<i>Paralelo</i>	$R_{m\acute{a}x}$	$5,0\text{ k}\Omega$	$4,0\text{ k}\Omega$	$2,0\text{ k}\Omega$	$2,0\text{ k}\Omega$
	$\eta_{m\acute{a}x}$	13,32%	23,1%	36,65%	40,97%
<i>Dobrador de Tensão</i>	$R_{m\acute{a}x}$	$50,0\text{ k}\Omega$	$10,0\text{ k}\Omega$	$4,0\text{ k}\Omega$	$2,0\text{ k}\Omega$
	$\eta_{m\acute{a}x}$	15,04%	35,4%	46,61%	46,77%
<i>Dobrador de Tensão Latour</i>	$R_{m\acute{a}x}$	$100,2\text{ k}\Omega$	$21,3\text{ k}\Omega$	$10,4\text{ k}\Omega$	$4,93\text{ k}\Omega$
	$\eta_{m\acute{a}x}$	20,66%	38,88%	45,42%	47,52%
<i>Greinacher</i>	$R_{m\acute{a}x}$	$20,0\text{ k}\Omega$	$15,0\text{ k}\Omega$	$10,0\text{ k}\Omega$	$5,0\text{ k}\Omega$
	$\eta_{m\acute{a}x}$	9,25%	19,21%	31,73%	40,42%

A maior eficiência deve ocorrer quando a resistência interna do circuito é igual à carga, pois nessa condição, a potência é igualmente distribuída entre as duas resistências. Para potência de entrada -15 dBm , teoricamente, o circuito deveria estar casado com a impedância de entrada de potência que representa a antena. No entanto, este casamento não é

perfeito, conforme é apresentado na Seção 5.4. Observando as Tabelas 5.1 e 5.2, nota-se que para essa potência de entrada a resistência interna do circuito é próxima à resistência que oferece maior eficiência para todas as topologias. A diferença entre as duas resistências pode ser explicada pelo casamento de impedância entre fonte e circuito, que não é perfeito. Para as demais eficiências, o circuito não está casado, uma vez que este foi otimizado apenas para -15 dBm . A variação da resistência interna do circuito quando há variação de potência incidente, mostrada na Tabela 5.1, comprova que quando a potência incidente varia, o casamento de impedância é desfeito e, por essa razão, essa relação não pode ser feita.

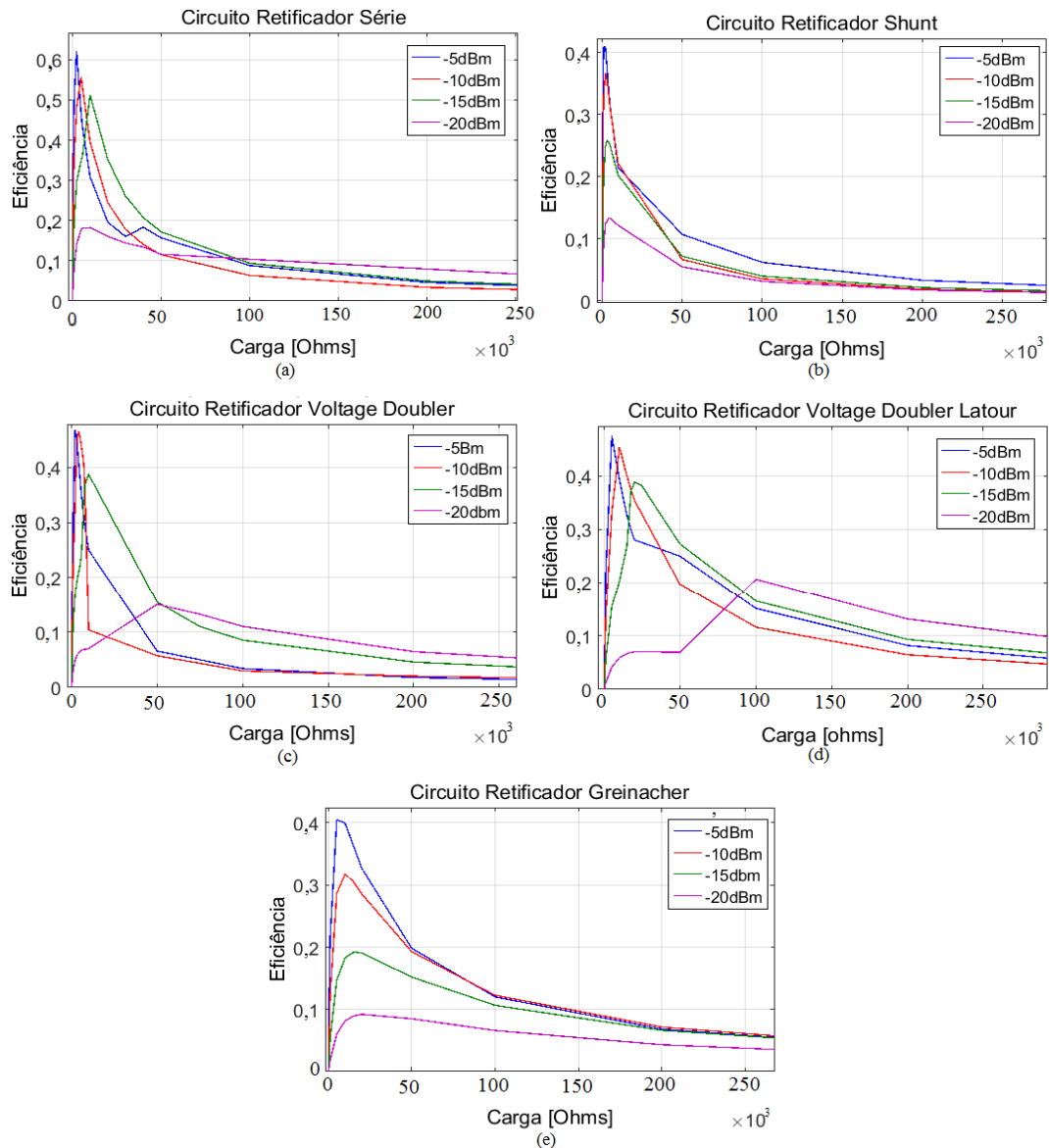


Figura 5.3 – Carga x Eficiência: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão *Latour* e (e) Circuito Retificador *Greinacher*.

A tensão de saída e a eficiência também foram simuladas quando há variação na potência de entrada, como mostra a Figura 5.4. A carga foi mantida constante igual a $10\text{ k}\Omega$, que é a carga encontrada no processo de otimização, como mostra a Tabela 4.29. A frequência de operação também é constante e igual a $2,45\text{ GHz}$.

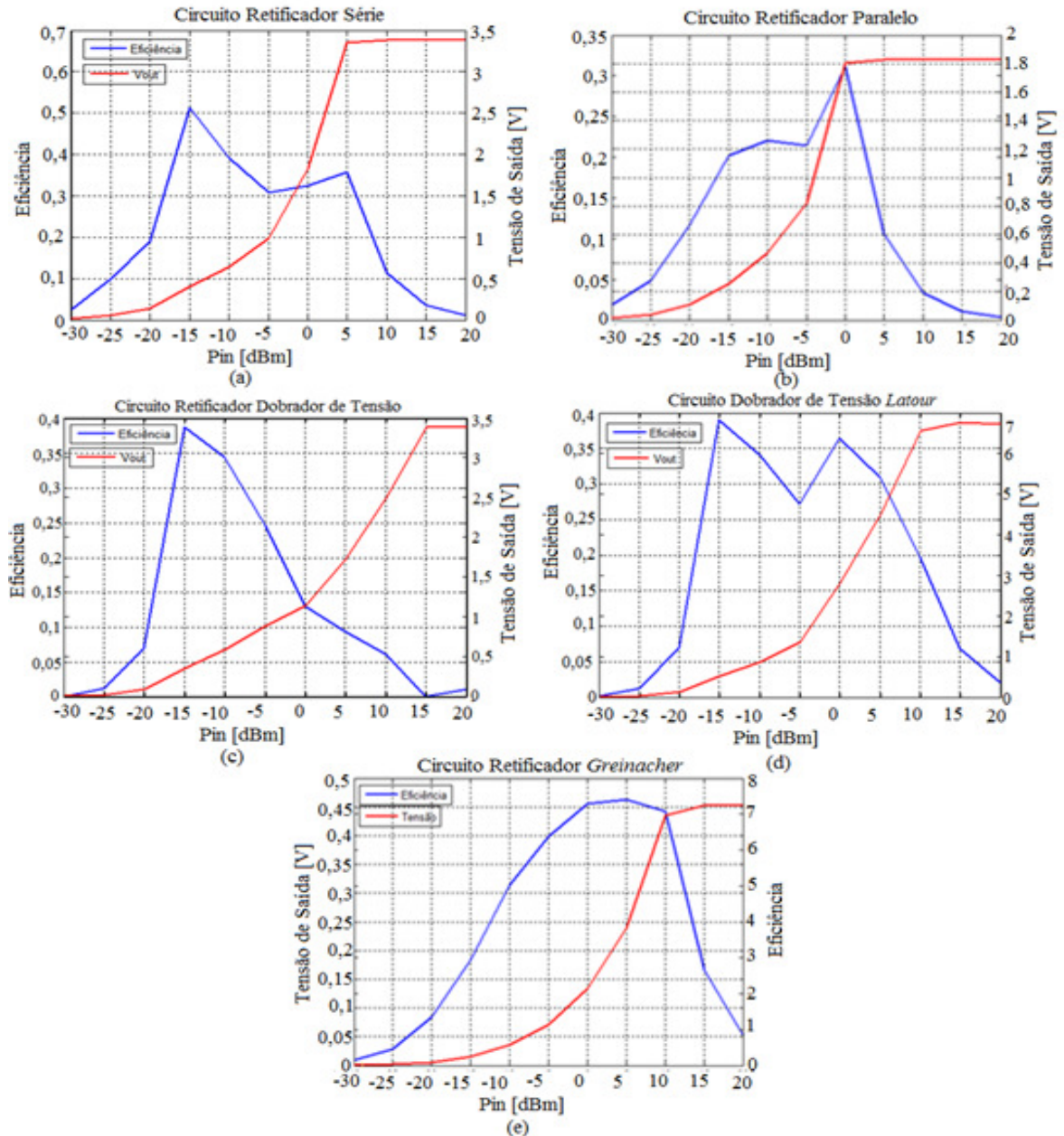


Figura 5.4 – Potência de entrada x Eficiência e Tensão de saída: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão Latour e (e) Circuito Retificador Greinacher.

A análise dos gráficos mostra que a tensão de saída aumenta com o aumento da potência, mas quando a eficiência atinge seu ponto máximo, a taxa de crescimento da tensão diminui até que ela sature. Para os circuitos Série, Dobrador de Tensão e Dobrador de Tensão Latour a

eficiência tem seu pico máximo quando a potência de entrada é -15 dBm , a potência para a qual foi realizada a otimização do circuito retificador. A topologia Paralelo apresenta o pico de eficiência em 0 dBm , exatamente a potência que faz a tensão saturar. Já *Greinacher* apresenta baixa eficiência quando a potência de entrada é pequena, evidenciando seu melhor funcionamento para altas potências incidentes. É importante lembrar que para todas as topologias, a única potência de entrada para qual há casamento de impedância é -15 dBm .

5.2. A influência da carga no circuito retificador

Para observar a influência da carga no circuito retificador, a potência de entrada e a frequência foram mantidas constantes em -15 dBm e $2,45\text{ GHz}$ respectivamente, enquanto há variação da carga. O parâmetro observado é a tensão de saída, como mostra a Figura 5.5.

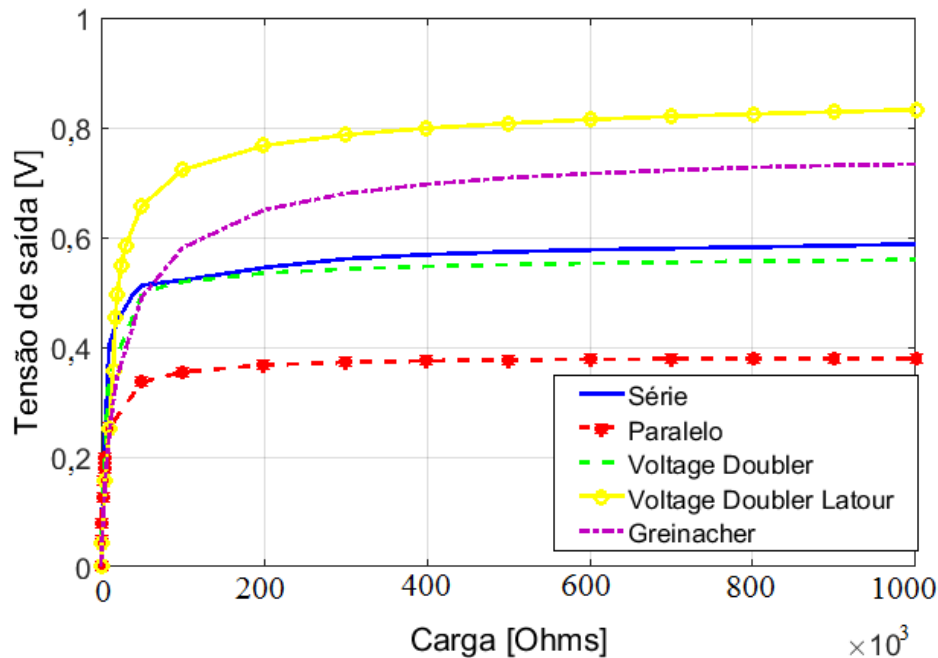


Figura 5.5 – Carga x Tensão de Saída.

A Figura 5.5 mostra a relação entre a carga e a tensão de saída do retificador. A tensão de saída aumenta com a carga, no entanto, quando a carga atinge valores elevados, a tensão de saída começa a saturar. Isto acontece porque a potência entregue a carga diminui devido à diminuição da eficiência, que por sua vez é causado pelo aumento da carga, como visto na Figura 5.3. Durante o processo de otimização para as cargas $100\text{ k}\Omega$ e $1\text{ M}\Omega$ esse fenômeno já pôde ser observado, pois embora seja alimentada com uma alta tensão, a potência sobre a carga é pequena, fazendo com que o circuito tenha uma baixa eficiência. A Figura 5.6 mostra a relação entre o crescimento da carga e a potência de saída.

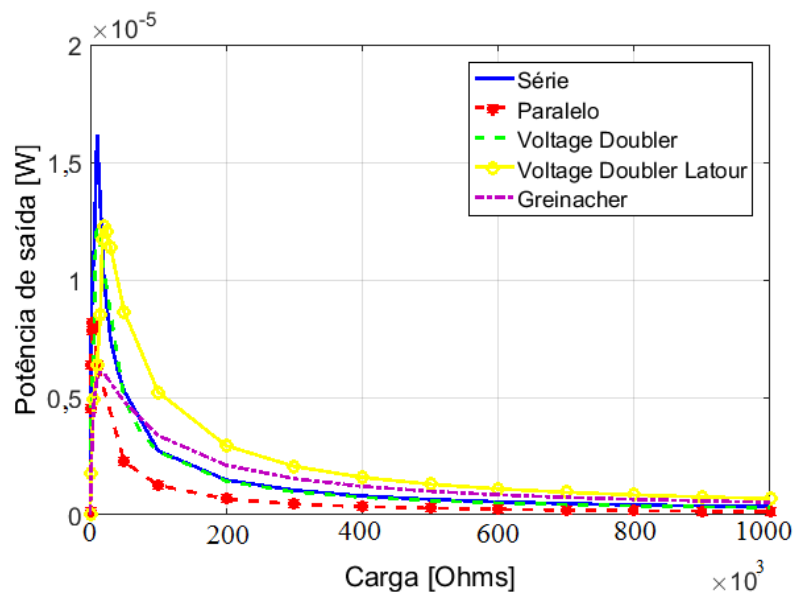


Figura 5.6 – Carga x Potência de Saída.

A carga deve ser escolhida de forma a proporcionar uma alta tensão e potência de saída, para garantir que a eficiência do circuito não seja pequena. Através do processo de otimização ficou determinado para todas as topologias que a carga ótima equivale a $10\text{ k}\Omega$. Em todos os casos, esse valor é menor que o valor da carga que faz a tensão saturar, que fica entre $50\text{ k}\Omega$ e $100\text{ k}\Omega$ para todas as topologias.

5.3. A influência da frequência no circuito retificador

Os circuitos retificadores foram otimizados para operar na frequência $2,45\text{ GHz}$. A Figura 5.7 mostra a tensão de saída quando a frequência varia, a carga é a encontrada no processo de otimização, igual a $10\text{ k}\Omega$ e a potência de entrada -15 dBm .

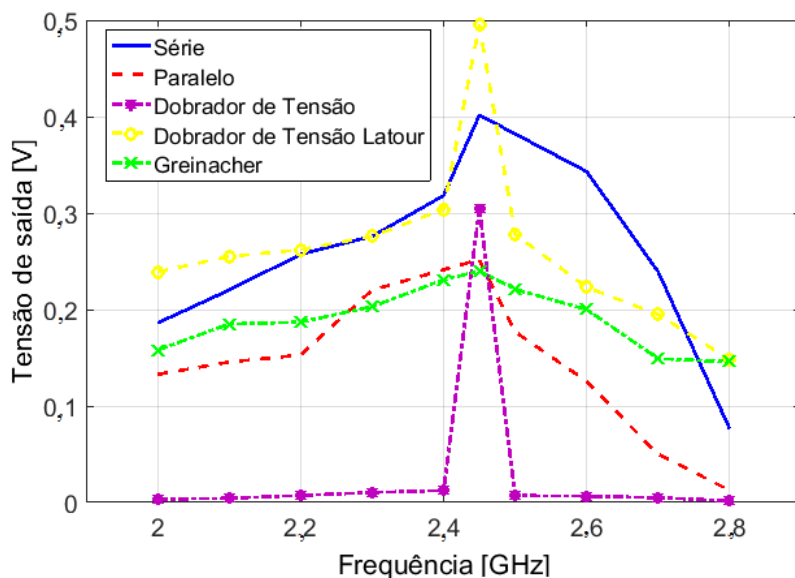


Figura 5.7 – Frequência x Tensão de saída.

Para todas as topologias, a tensão de saída é máxima na frequência de otimização e se deteriora à medida que se afasta dela. Esse fato já era esperado, pois o casamento de impedância a -15 dBm foi realizado para esta frequência. Outro fato importante de se destacar é que todos os circuitos retificadores são de banda muito estreita, fazendo com que a menor variação na frequência tenha grande impacto no rendimento do retificador.

5.4. A influência das dimensões do filtro de entrada no circuito retificador

Como visto no Capítulo 2, a função do filtro de entrada é ajudar a garantir que a antena esteja casada com o circuito retificador e que os harmônicos produzidos não serão re-radiados para o ambiente. A Figura 5.8 mostra a geometria deste filtro.

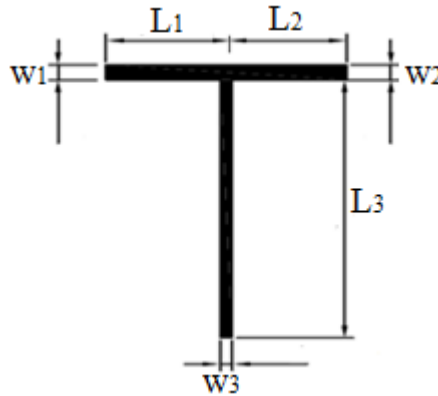


Figura 5.8 – Filtro de entrada.

O processo de otimização foi responsável por determinar as dimensões deste filtro, fazendo com que haja o casamento de impedância. A Figura 5.9 mostra como as larguras w_1 , w_2 e w_3 influenciam na tensão de saída e eficiência dos retificadores e a Figura 5.10 mostra a influência dos comprimentos L_1 , L_2 e L_3 .

A impedância de cada um dos circuitos foi medida através da Carta de Smith com o modo de simulação *Large-Signal S-Parameters* (LSSP) do ADS, indicado para a análise de Parâmetros - S dependentes da potência de entrada do circuito. A Tabela 5.3 mostra a impedância medida para as dimensões encontradas pelo processo de otimização e para as dimensões que proporcionam tensão de saída e eficiência máximas e mínimas para o circuito retificador do tipo Série. As Tabelas 5.4, 5.5, 5.6 e 5.7 fazem a mesma análise para as topologias de circuito retificador Paralelo, Dobrador de Tensão, Dobrador de Tensão *Latour* e *Greinacher*.

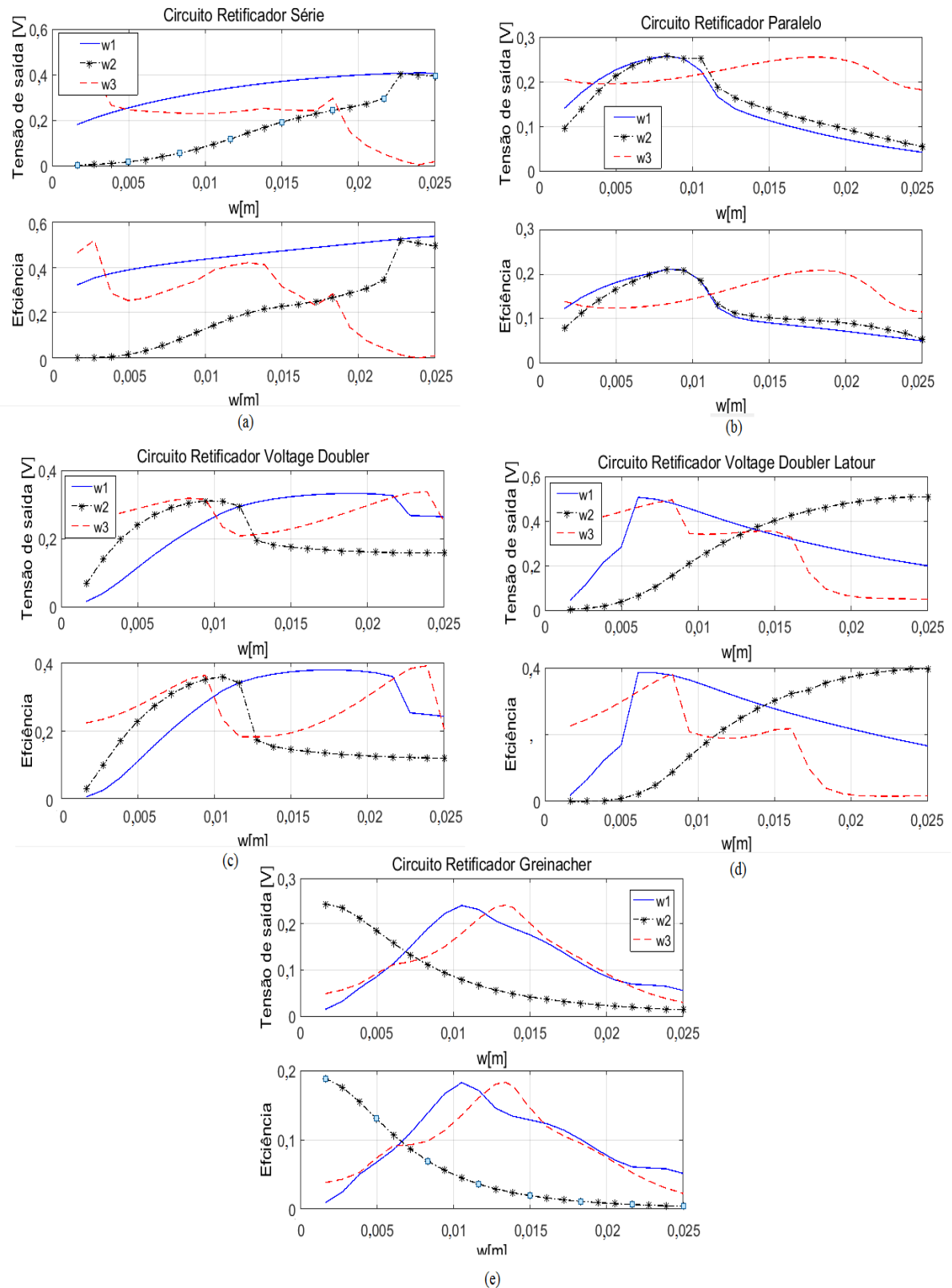


Figura 5.9 – Larguras do filtro de entrada x Tensão de Saída e Eficiência: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão *Latour* e (e) Circuito Retificador *Greinacher*.

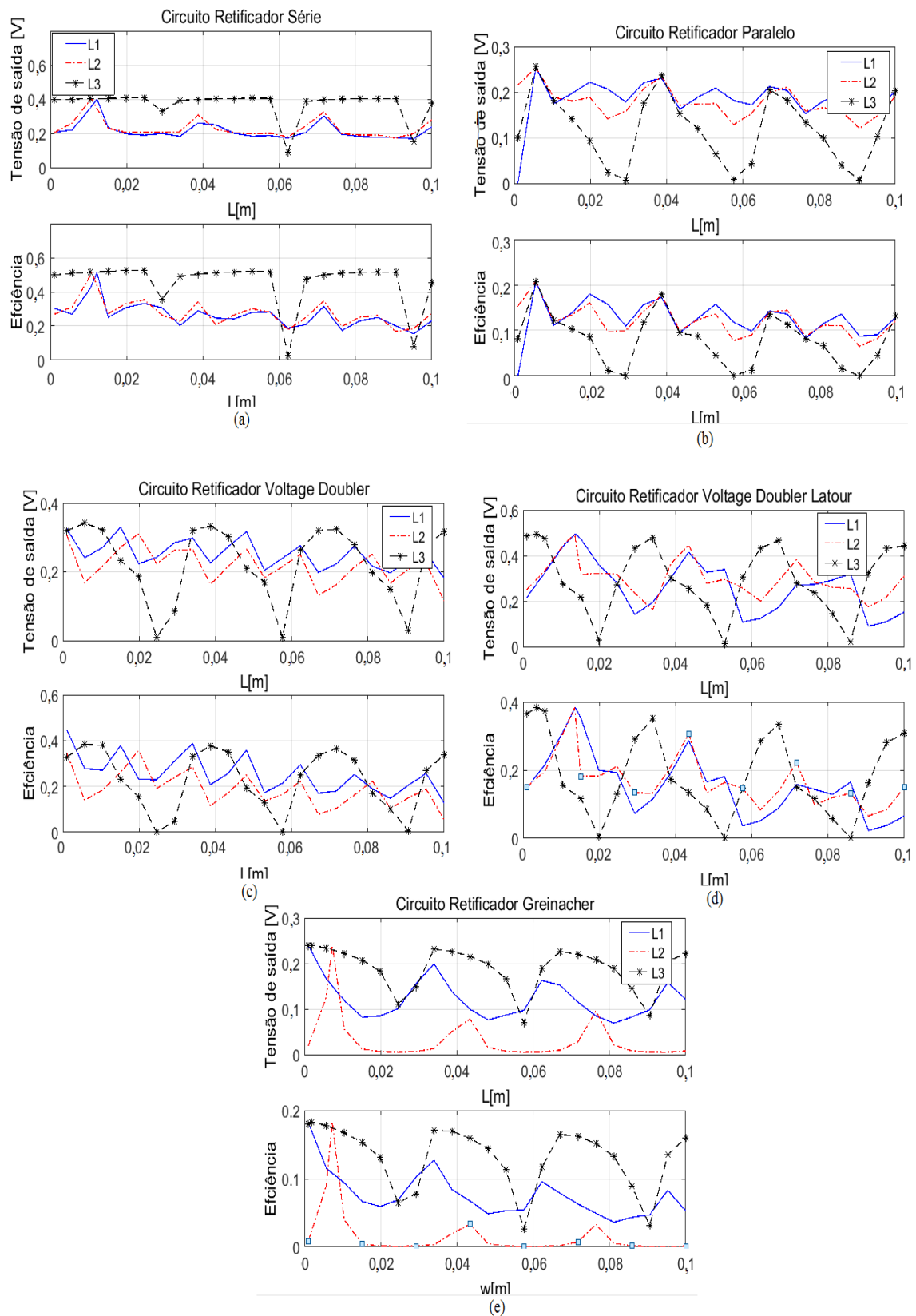


Figura 5.10 – Comprimentos do filtro de entrada x Tensão de Saída e Eficiência:

(a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão *Latour* e (e) Circuito Retificador *Greinacher*.

Tabela 5.3 – Variação das dimensões do filtro de entrada do circuito retificador Série.

	<i>Dimensões</i>	<i>V_{out}</i>	<i>η</i>	<i>Impedância</i>
w_1	$Otm = 21,03\text{ mm}$	$401,6\text{ mV}$	$51,2\%$	$57,454 - j2,002$
	$Máx = 25\text{ mm}$	$406,7\text{ mV}$	$53,6\%$	$19,169 - j17,13$
	$Mín = 1,638\text{ mm}$	$180,4\text{ mV}$	$32,2\%$	$101,19 + j201,1$
w_2	$Otm = 23,29\text{ mm}$	$401,6\text{ mV}$	$51,2\%$	$57,454 - j2,002$
	$Máx = 22,78\text{ mm}$	$403,7\text{ mV}$	$51,89\%$	$56,778 - j5,563$
	$Mín = 1,638\text{ mm}$	$2,13\text{ mV}$	$0,00\%$	$0,378 - j3,025$
w_3	$Otm = 2,621\text{ mm}$	$401,6\text{ mV}$	$51,2\%$	$57,454 - j2,002$
	$Máx = 2,75\text{ mm}$	403 mV	$51,8\%$	$57,977 - j6,279$
	$Mín = 25\text{ mm}$	176 mV	$0,00\%$	$1,535 - j7,884$
L_1	$Otm = 12,20\text{ mm}$	$401,6\text{ mV}$	$51,2\%$	$57,454 - j2,002$
	$Máx = 12,20\text{ mm}$	$401,6\text{ mV}$	$51,2\%$	$57,454 - j2,002$
	$Mín = 34,82\text{ mm}$	196 mV	$20,34\%$	$59,067 - j52,81$
L_2	$Otm = 10,79\text{ mm}$	$401,6\text{ mV}$	$51,2\%$	$57,454 - j2,002$
	$Máx = 10,79\text{ mm}$	$401,6\text{ mV}$	$51,2\%$	$57,454 - j2,002$
	$Mín = 90,57\text{ mm}$	200 mV	$16,83$	$0,942 - j159,72$
L_3	$Otm = 8,831\text{ mm}$	$401,6\text{ mV}$	$51,2\%$	$57,454 - j2,002$
	$Máx = 24,09\text{ mm}$	$407,9\text{ mV}$	$52,75\%$	$7,126 + j4,575$
	$Mín = 62,3\text{ mm}$	$91,64\text{ mV}$	$2,7\%$	$10,941 + j5,252$

A impedância de entrada do circuito retificador série é $50\ \Omega$. Na Tabela 5.3 pode-se observar que em todos os casos as dimensões encontradas pelo processo de otimização são muito próximas às dimensões que proporcionam o melhor funcionamento do circuito retificador. Isso acontece até mesmo para os comprimentos L_1 , L_2 e L_3 , que conforme a Figura 5.9 (a) fazem com que tensão de saída e eficiência apresentem comportamento cíclico. Quanto à impedância, em todos os casos esta apresenta reatância, mas somente para as dimensões encontradas no processo de otimização existe um melhor casamento da parte resistiva.

Tabela 5.4 – Variação das dimensões do filtro de entrada do circuito retificador Paralelo.

Dimensões		V_{out}	η	Impedância
w_1	$Otm = 7,25 \text{ mm}$	251,8 mV	20,17%	$43,099 + j2,522$
	$Máx = 8,30 \text{ mm}$	257,6 mV	21,07%	$33,189 - j2,234$
	$Mín = 25 \text{ mm}$	41,61 mV	0,5%	$1,070 + j0,117$
w_2	$Otm = 7,43 \text{ mm}$	251,8 mV	20,17%	$43,099 + j2,522$
	$Máx = 8,30 \text{ mm}$	257,6 mV	21,07%	$35,087 + j6,914$
	$Mín = 25 \text{ mm}$	54,57 mV	0,5%	$3,354 + j38,822$
w_3	$Otm = 16,3 \text{ mm}$	251,8 mV	20,17%	$43,099 + j2,522$
	$Máx = 18,2 \text{ mm}$	255,1 mV	20,91%	$47,994 + j0,573$
	$Mín = 25 \text{ mm}$	181,4 mV	11,53%	$50,804 - j25,29$
L_1	$Otm = 3,85 \text{ mm}$	251,8 mV	20,17%	$43,099 + j2,522$
	$Máx = 5,71 \text{ mm}$	255,9 mV	20,74%	$43,096 - j8,024$
	$Mín = 10,4 \text{ mm}$	174,4 mV	11,11%	$21,421 - j15,22$
L_2	$Otm = 4,52 \text{ mm}$	251,8 mV	20,17%	$43,099 + j2,522$
	$Máx = 5,71 \text{ mm}$	255,9 mV	20,74%	$45,287 + j6,739$
	$Mín = 25,4 \text{ mm}$	144,7 mV	9,69%	$138,5 - j11,411$
L_3	$Otm = 5,17 \text{ mm}$	251,8 mV	20,17%	$43,099 + j2,522$
	$Máx = 5,71 \text{ mm}$	255,9 mV	20,74%	$38,599 + j2,459$
	$Mín = 29,3 \text{ mm}$	7,56 mV	0%	$6,716 + j56584$

A impedância de entrada do circuito retificador Paralelo é $37,3415 \Omega$. Assim como para a topologia Série, as dimensões que fazem com que o circuito tenha máximo desempenho são próximas às dimensões encontradas pelo processo de otimização, inclusive para as dimensões cujas variações causam comportamento cíclico nas grandezas de saída. Embora a impedância também apresente reatância em todos os casos, para o circuito Paralelo a dimensão L_3 máxima fornece um melhor casamento que a determinada pela otimização, e embora sejam muito próximas, há um aumento de 0,57% na eficiência quando ela é utilizada.

Tabela 5.5 – Variação das dimensões do filtro de entrada do circuito retificador Dobrador de Tensão.

	<i>Dimensões</i>	<i>V_{out}</i>	<i>η</i>	<i>Impedância</i>
w_1	$O_{tm} = 12,5 \text{ mm}$	305 mV	35,39%	$24,16 - j, 19,91$
	$Máx = 19,4 \text{ mm}$	332 mV	37,53%	$22,068 - j11,79$
	$Mín = 1,69 \text{ mm}$	16 mV	0,5%	$347,80 - j317,8$
w_2	$O_{tm} = 11,1 \text{ mm}$	305 mV	35,39%	$24,167 - j, 19,91$
	$Máx = 9,46 \text{ mm}$	310,1 mV	35,27%	$33,426 - j16,49$
	$Mín = 1,63 \text{ mm}$	16,38 mV	2,86%	$11,301 + j29,51$
w_3	$O_{tm} = 9,92 \text{ mm}$	305 mV	35,39%	$24,167 - j, 19,91$
	$Máx = 23,9 \text{ mm}$	337 mV	39,07%	$11,945 + j2,865$
	$Mín = 11,65 \text{ mm}$	207,3 mV	18,21%	$11,004 - j14,67$
L_1	$O_{tm} = 49,5 \text{ mm}$	305 mV	35,39%	$24,167 - j, 19,91$
	$Máx = 48,1 \text{ mm}$	316,8 mV	35,69%	$33,965 - j13,32$
	$Mín = 100 \text{ mm}$	180,9 mV	12,76%	$14,818 + j15,83$
L_2	$O_{tm} = 20,5 \text{ mm}$	305 mV	35,39%	$24,167 - j, 19,91$
	$Máx = 19,9 \text{ mm}$	310,1 mV	35,66%	$28,930 - j18,68$
	$Mín = 100 \text{ mm}$	114,2 mV	5,48%	$14,923 + j19,30$
L_3	$O_{tm} = 43,2 \text{ mm}$	305 mV	35,39%	$24,167 - j, 19,91$
	$Máx = 38,7 \text{ mm}$	333,7 mV	37,6%	$26,861 - j10,72$
	$Mín = 57,5 \text{ mm}$	9,25 mV	0%	$7,264 - j18,544$

A impedância de entrada do circuito retificador Dobrador de Tensão é $20,7869 \Omega$. As dimensões w_1 e w_2 são próximas às dimensões decorrentes do processo de otimização. A dimensão w_1 para tensão de saída e eficiência máximas proporciona ainda um aumento de 1,94% na eficiência quando esta é comparada à eficiência resultante da otimização. A variação da dimensão w_3 faz com que as grandezas de saída do circuito se comportem de forma cíclica e a dimensão encontrada pela otimização está bem próxima a um dos máximos, como mostra a Figura 5.8 (c). O mesmo acontece para os comprimentos L_1 , L_2 e L_3 , da Figura 5.9.

Tabela 5.6 – Variação das dimensões do filtro de entrada do circuito retificador Dobrador de Tensão *Latour*.

	<i>Dimensões</i>	<i>V_{out}</i>	<i>η</i>	<i>Impedância</i>
w_1	$O_{tm} = 7,43 \text{ mm}$	494,7 mV	38,4%	$33,445 + j9,609$
	$Máx = 6,08 \text{ mm}$	506,3 mV	38,61%	$44,841 + j9,310$
	$Mín = 1,638 \text{ mm}$	43,28 mV	1,81%	$76,291 + j288,9$
w_2	$O_{tm} = 21,3 \text{ mm}$	494,7 mV	38,4%	$33,445 + j9,609$
	$Máx = 25 \text{ mm}$	508,6 mV	39,57%	$58,640 + j50,11$
	$Mín = 1,63 \text{ mm}$	3,23 mV	0%	$3,335 - j27,530$
w_3	$O_{tm} = 8,37 \text{ mm}$	494,7 mV	38,4%	$33,445 + j9,609$
	$Máx = 8,31 \text{ mm}$	495 mV	38,6%	$33,434 + j9,257$
	$Mín = 25 \text{ mm}$	48,48 mV	1,68%	$3,600 - j21,433$
L_1	$O_{tm} = 13,7 \text{ mm}$	494,7 mV	38,4%	$33,445 + j9,609$
	$Máx = 13,3 \text{ mm}$	494,7 mV	38,4%	$33,445 + j9,609$
	$Mín = 90,7 \text{ mm}$	89,6 mV	2,52%	$9,718 - j16,021$
L_2	$O_{tm} = 13,7 \text{ mm}$	494,7 mV	38,4%	$33,445 + j9,609$
	$Máx = 13,5 \text{ mm}$	494,7 mV	38,4%	$33,445 + j9,609$
	$Mín = 34 \text{ mm}$	161,9 mV	14,18%	$28,757 - j35,03$
L_3	$O_{tm} = 3,59 \text{ mm}$	494,7 mV	38,4%	$33,445 + j9,609$
	$Máx = 3,6 \text{ mm}$	494,7 mV	38,4%	$33,445 + j9,609$
	$Mín = 85,8 \text{ mm}$	19,63 mV	0,6%	$186,829 - j72,1$

Para o circuito Dobrador de Tensão *Latour*, que tem impedância de entrada 50Ω , o melhor casamento de impedância acontece quando a dimensão w_1 fornece tensão de saída e eficiência máximas. Apesar disso, o aumento na eficiência é de apenas 0,21%. Todas as demais dimensões para desempenho máximo do circuito estão próximas às dimensões encontradas através da otimização deste.

Tabela 5.7 – Variação das dimensões do filtro de entrada do circuito retificador *Greinacher*.

	<i>Dimensões</i>	V_{out}	η	<i>Impedância</i>
w_1	$Otm = 10,8\text{ mm}$	240,1 mV	18,27%	$14,310 - j0,169$
	$Máx = 10,8\text{ mm}$	240,1 mV	18,27%	$14,310 - j0,169$
	$Mín = 1,63\text{ mm}$	14,53 mV	0,9%	$1,244 + j26,509$
w_2	$Otm = 2,27\text{ mm}$	240,1 mV	18,27%	$14,310 - j0,169$
	$Máx = 1,63\text{ mm}$	242,6 mV	18,84%	$11,520 + j1,069$
	$Mín = 25\text{ mm}$	13,5 mV	0,4%	$1,731 - j20,230$
w_3	$Otm = 13,4\text{ mm}$	240,1 mV	18,27%	$14,310 - j0,169$
	$Máx = 13,4\text{ mm}$	240,1 mV	18,27%	$14,310 - j0,169$
	$Mín = 25\text{ mm}$	29,45 mV	2,24%	$0,461 + j1,660$
L_1	$Otm = 1,26\text{ mm}$	240,1 mV	18,27%	$14,310 - j0,169$
	$Máx = 1,26\text{ mm}$	240,1 mV	18,27%	$14,310 - j0,169$
	$Mín = 81,1\text{ mm}$	69 mV	3,63%	$2,136 + j5,704$
L_2	$Otm = 7,30\text{ mm}$	240,1 mV	18,27%	$14,310 - j0,169$
	$Máx = 7,30\text{ mm}$	240,1 mV	18,27%	$14,310 - j0,169$
	$Mín = 100\text{ mm}$	7,7 mV	0,1%	$0,632 + j1,637$
L_3	$Otm = 1,83\text{ mm}$	240,1 mV	18,27%	$14,310 - j0,169$
	$Máx = 1,83\text{ mm}$	240,1 mV	18,27%	$14,310 - j0,169$
	$Mín = 57,6\text{ mm}$	70,54 mV	2,65%	$14,408 + j9,598$

O circuito retificador da topologia *Greinacher* tem impedância de entrada $13,424\ \Omega$. Como para as demais topologias, as dimensões que proporcionam o melhor funcionamento do circuito retificador são próximas ou iguais às determinadas no processo de otimização, incluindo os comprimentos L_1, L_2 e L_3 cujas variações causam comportamento cíclico na tensão de saída e eficiência, como mostra a Figura 5.9 (e). Essa proximidade faz com que as impedâncias sejam iguais à impedância do circuito após a otimização.

O fato de não haver o casamento de impedância perfeito nos circuitos encontrado pela otimização certamente afeta a eficiência destes, apesar disso, os circuitos apresentam bom desempenho.

5.5. A influência do elemento passivo no circuito retificador

O elemento passivo, que pode ser um capacitor ou um indutor entre o filtro de entrada e o diodo, tem como função auxiliar o casamento de impedância e, dessa forma, diminuir os efeitos de dispersão do circuito retificador.

Através do processo de otimização, determinou-se que as topologias Série, Dobrador de Tensão e Dobrador de Tensão *Latour* apresentam melhor desempenho quando o elemento passivo é o indutor. Já os circuitos do tipo Paralelo e *Greinacher* são melhores com o capacitor. A Figura 5.11 mostra o comportamento do circuito quando a indutância e a capacitância variam.

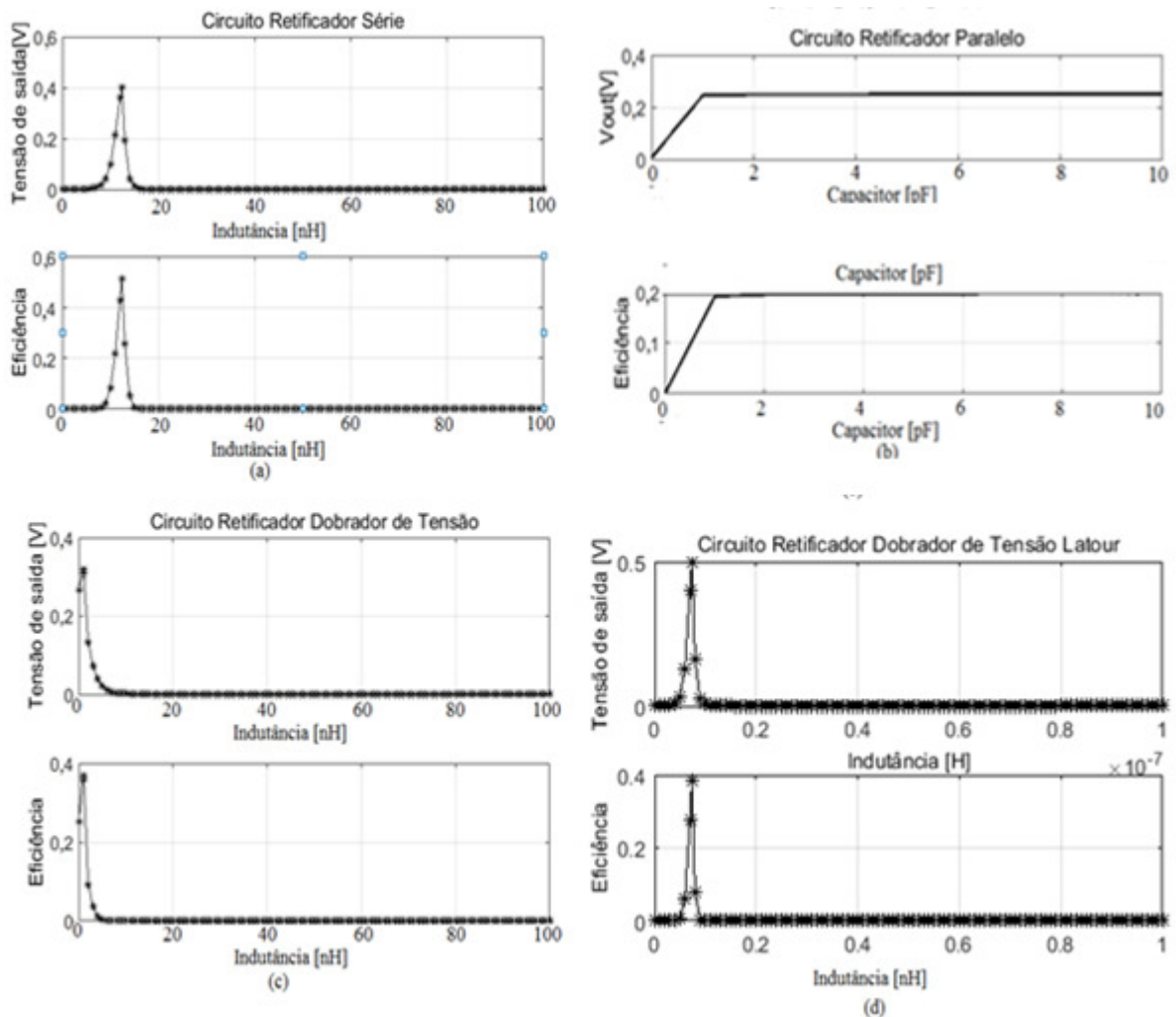


Figura 5.11 – Influência do elemento passivo no circuito retificador: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão e (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão *Latour*.

Quando o elemento passivo é o indutor, observa-se um padrão no comportamento da tensão de saída e eficiência dos circuitos. Elas possuem alto valor para uma indutância muito

específica e diminuem consideravelmente à medida que esta se afasta do ideal, tanto para um valor maior quanto para um menor. Os valores ideais das indutâncias são $12,38\text{ nH}$, 1 nH e $7,38\text{ nH}$ para as topologias Série, Dobrador de Tensão e Dobrador de Tensão *Latour* respectivamente. Esses valores são exatamente os mesmos encontrados no processo de otimização.

Para topologia Paralelo, cujo elemento passivo é o capacitor, a tensão de saída e eficiência aumentam juntamente com a capacitância até que esta atinja o valor de 1 pF . Após esse valor, as grandezas de saída se mantêm constantes. Para o retificador do tipo *Greinacher* não houve mudança na saída com a variação da capacitância.

5.6. A influência do diodo no circuito retificador

Como apresentado na Seção 2.3, o diodo tem grande importância no desempenho do circuito retificador. Os dados apresentados nessa seção mostraram que enquanto a família de diodos *Schottky* HSMS 285-x tem maior resistência em série e, por isso, oferece maior perda resistiva, ela tem menor tensão de ativação, ou seja, necessita de uma menor tensão em seus terminais para conduzir que a família HSMS 286-x.

A Tabela 5.8 mostra eficiência, tensão e potência na carga para os diodos HSMS 2850, 285B, 2860 e 286B, quando a potência de entrada é $P_{in} = -15\text{ dBm}$ e a carga é a encontrada pelo processo de otimização $10\text{ k}\Omega$. Nas topologias Dobrador de Tensão *Latour* e *Greinacher* esses diodos foram substituídos pelos circuitos integrados HSMS 2852, 285C, 2862 e 286C que contêm respectivamente dois diodos HSMS 2850, 285B, 2860 e 286B em série [18].

Cada uma das topologias, como o esperado, obteve melhor desempenho para os diodos para as quais foram otimizadas. A mudança de diodo faz com que a tensão de saída e eficiência do retificador sofram grandes alterações. Outro fato que pode ser observado na Tabela 5.8 é que para as topologias Série, Dobrador de Tensão e Dobrador de Tensão *Latour*, cujo indutor é o elemento responsável por diminuir o efeito de dispersão sobre a eficiência do circuito, os diodos HSMS 2860 ou 2862 apresentam melhor desempenho que os diodos HSMS 2850 ou 2852. O mesmo acontece com os diodos HSMS 286B ou 286C em relação aos diodos HSMS 285B ou 285C. Já para as topologias Paralelo e *Greinacher*, que tem o capacitor como elemento passivo para diminuir a dispersão, o contrário acontece, e os diodos HSMS 2850 ou 2852 apresentam melhores resultados que os diodos HSMS 2860 ou 2862, enquanto os diodos HSMS 285B ou 285C apresentam desempenho melhor que os diodos HSMS 286B ou 286C.

Tabela 5.8 – Influência do diodo no circuito retificador.

Topologia	Diodo	V_{out}	P_{out}	η
Série	HSMS 2850	317,8 mV	10,0997 μW	32,11%
	HSMS 285B	264,0 mV	6,9726 μW	22,07%
	HSMS 2860	402,4 mV	16,197 μW	51,25%
	HSMS 286B	297,3 mV	8,8391 μW	28,01%
Paralelo	HSMS 2850	252 mV	6,3423 μW	20,18%
	HSMS 285B	217 mV	4,4855 μW	16,17%
	HSMS 2860	156 mV	2,4275 μW	9,79%
	HSMS 286B	212 mV	4,7410 μW	15,58%
Dobrador de Tensão	HSMS 2850	286,6 mV	8,2135 μW	25,9%
	HSMS 285B	250,47 mV	6,2740 μW	19,81%
	HSMS 2860	349,7 mV	12,2341 μW	38,7%
	HSMS 286B	320,7 mV	10,2902 μW	32,6%
Dobrador de Tensão Latour	HSMS 2852	411 mV	7,9467 μW	25,1%
	HSMS 285C	330,9 mV	5,1502 μW	16,3%
	HSMS 2862	512 mV	12,3325 μW	39%
	HSMS 286C	375,6 mV	6,6380 μW	21%
Greinacher	HSMS 2852	240 mV	5,7880 μW	18,3%
	HSMS 285C	236 mV	5,5820 μW	17,65%
	HSMS 2862	164 mV	2,6860 μW	8,48%
	HSMS 286C	160 mV	2,5680 μW	8,13%

5.7. A influência das dimensões do filtro de saída no circuito retificador

A principal função do filtro de saída, mostrado na Figura 5.12, é remover os harmônicos provenientes do diodo, devido à sua não-linearidade. Além disso, o capacitor acoplado ao filtro tem a função de armazenar a tensão que é entregue à carga .

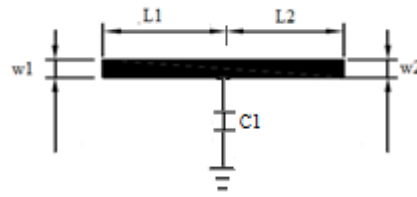


Figura 5.12 – Filtro passa-baixa de saída.

O processo de otimização foi responsável por determinar as dimensões deste filtro. A Figura 5.13 mostra como as larguras w_1 e w_2 influenciam na tensão de saída e eficiência dos retificadores e a Figura 5.14 mostra a influência dos comprimentos L_1 e L_2 .

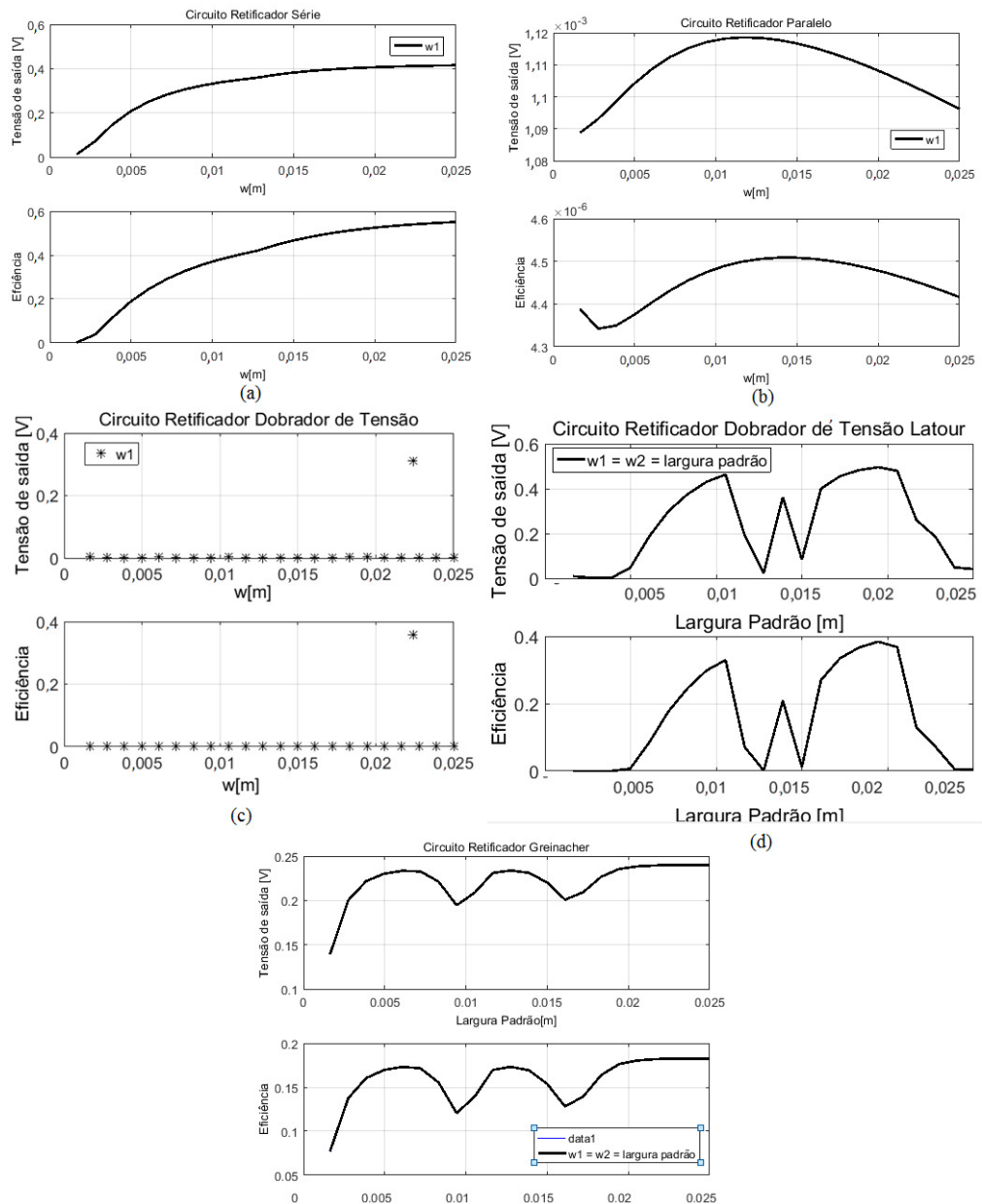


Figura 5.13 – Larguras do filtro de saída x Tensão de Saída e Eficiência: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão *Latour* e (e) Circuito Retificador *Greinacher*.

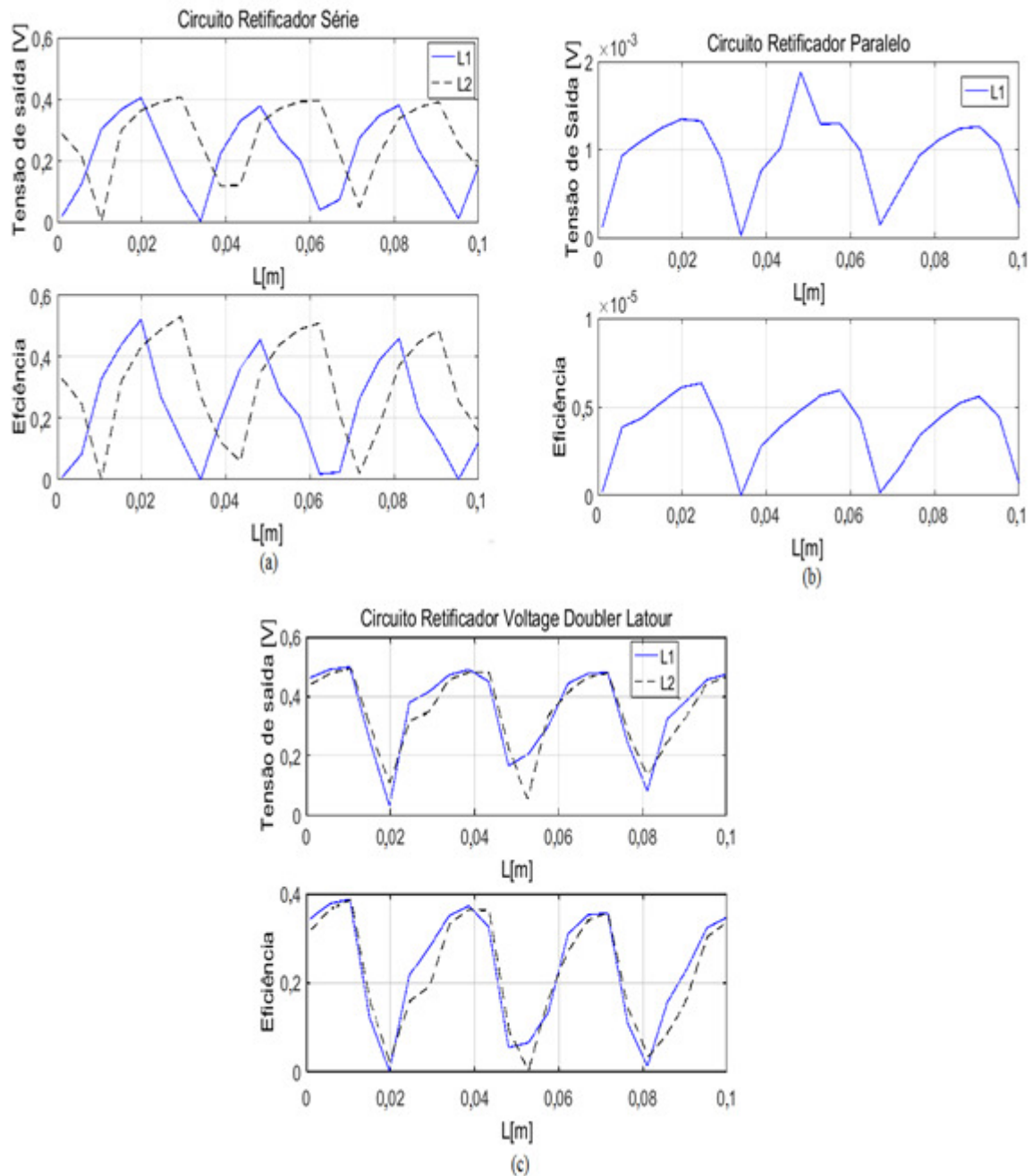


Figura 5.14 – Comprimentos do filtro de saída x Tensão de Saída e Eficiência: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo e (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão *Latour*.

Da topologia Série, tem-se da Figura 5.13 (a) que variando-se a dimensão w_1 , as menores tensão de saída e eficiência são encontradas para $w_1 = 1,638 \text{ mm}$ e assumem respectivamente os valores $11,28 \text{ mV}$ e $0,1\%$. Já as maiores tensão de saída e eficiência são respectivamente $415,1 \text{ mV}$ e $55,12\%$ quando $w_1 = 25 \text{ mm}$. Esses valores são bem próximos aos 402 mV e $51,2\%$ encontrados pela otimização para $w_1 = 18,5134 \text{ mm}$. A variação de w_2 não exerceu influencia sobre o circuito e por este motivo não se encontra no gráfico. Da Figura 5.13 (a) nota-se que quando L_1 e L_2 variam, as grandezas de saída têm comportamento

cíclico. Foram considerados os picos destes comprimentos para os valores dos comprimentos mais próximos aos encontrados na otimização. Quando a dimensão L_1 é variada, as menores tensão de saída e eficiência são encontradas para $L_1 = 34 \text{ mm}$ e assumem os valores $1,3 \text{ mV}$ e 0% . Já as maiores são respectivamente 404 mV e $51,9\%$, valores também muito próximos aos encontrados no processo de otimização em $L_1 = 19,4492 \text{ mm}$. O mesmo acontece para L_2 . As maiores tensão de saída acontecem em $L_2 = 27,4087 \text{ mm}$ e assumem respectivamente os valores 407 mV e 52% . Já as menores são $1,02 \text{ mV}$ e 0% quando $L_2 = 10,43 \text{ mm}$.

Para o circuito retificador Paralelo apenas as dimensões w_1 e L_1 influenciam a saída do circuito. Quando w_1 aumenta, tanto a tensão de saída quanto a eficiência também aumentam, mas quando $w_1 = 12,5 \text{ mm}$ para tensão e $w_1 = 15 \text{ mm}$ para eficiência, as grandezas começam a cair novamente. Já a variação de L_1 provoca comportamento cíclico na tensão de saída e eficiência. O ciclo se repete aproximadamente a cada 30 mm .

A topologia Dobrador de Tensão apresenta o comportamento mais peculiar entre todos. Apenas a dimensão w_1 influencia no circuito e este tem tensão de saída e eficiência desejáveis apenas para um valor muito característico desta grandeza. Os comprimentos L_1 e L_2 também não influenciam na tensão de saída do circuito retificador e, por isso, não estão representados na Figura 5.14.

O circuito retificador Dobrador de Tensão *Latour* tem dois filtros de saída. Suas dimensões, porém, são iguais. Para esses filtros a largura é padrão, ou seja, $w_1 = w_2$. Para a variação dessa largura, tanto a tensão de saída quanto a eficiência são praticamente nulas para alguns valores. O ponto máximo acontece quando $w_1 = w_2 = 19,44 \text{ mm}$ e a tensão de saída equivale a 496 mV e eficiência $38,39\%$. Esse valor é muito próximo à dimensão $w_1 = w_2 = 20,4389 \text{ mm}$ encontrada pelo processo de otimização, que proporciona tensão de saída e eficiência iguais a 497 mV e $38,4\%$ respectivamente. Assim como para o circuito retificador Série, a variação de L_1 e L_2 faz com que as grandezas de saída se comportem de forma cíclica. As dimensões encontradas no processo de otimização se encontram muito próximas ao um dos picos quando $L_1 = 11,809 \text{ mm}$ e $L_2 = 13,396 \text{ mm}$.

Assim como o Dobrador de Tensão *Latour*, a topologia *Greinacher* tem dois filtros de dimensões iguais e largura padrão $w_1 = w_2$. A máxima tensão de saída e eficiência acontecem exatamente para a largura padrão encontrada no processo de otimização, ou seja, $w_1 = w_2 = 24,4015 \text{ mm}$. Os comprimentos L_1 e L_2 não influenciam na tensão de saída do circuito retificador e, por isso, não estão representados na Figura 5.14.

Para verificar a função de filtragem dos harmônicos do filtro passa-baixa de saída, o Parâmetro S_{21} é mostrado na Figura 5.15.

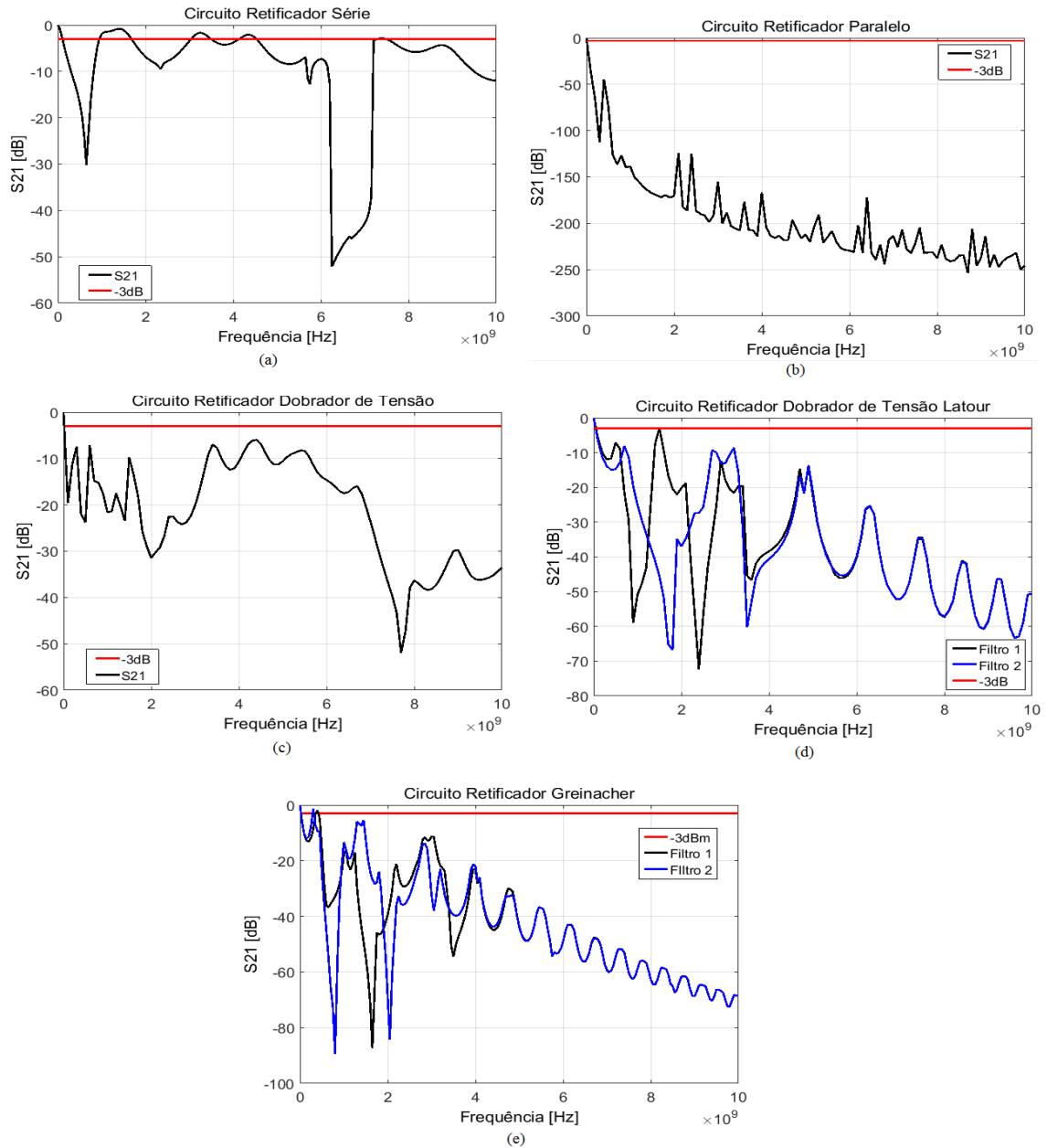


Figura 5.15 – Parâmetro S_{21} do filtro de saída: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo, (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão, (d) Circuito Retificador Dobrador de Tensão *Latour* e (e) Circuito Retificador *Greinacher*.

Na Figura 5.15, estima-se como parâmetro de segurança, que até -3 dB o sinal não é filtrado. Assim, todo sinal menor que -3 dB volta para o diodo para que os harmônicos sejam retificados. Em 0 Hz , ou seja, no sinal contínuo, o ganho é 1, o que significa que este sinal passa completamente para a carga. Dessa forma, apenas o filtro da topologia Série não filtra

alguns harmônicos. Os filtros das demais topologias atuam perfeitamente, de forma que apenas a tensão contínua alimente a carga.

As Figuras 5.16 e 5.17 mostram o Parâmetro S_{21} para os filtros com as dimensões w_1 e w_2 e L_1 e L_2 que fazem com que as grandezas de saída sejam máximas e mínimas.

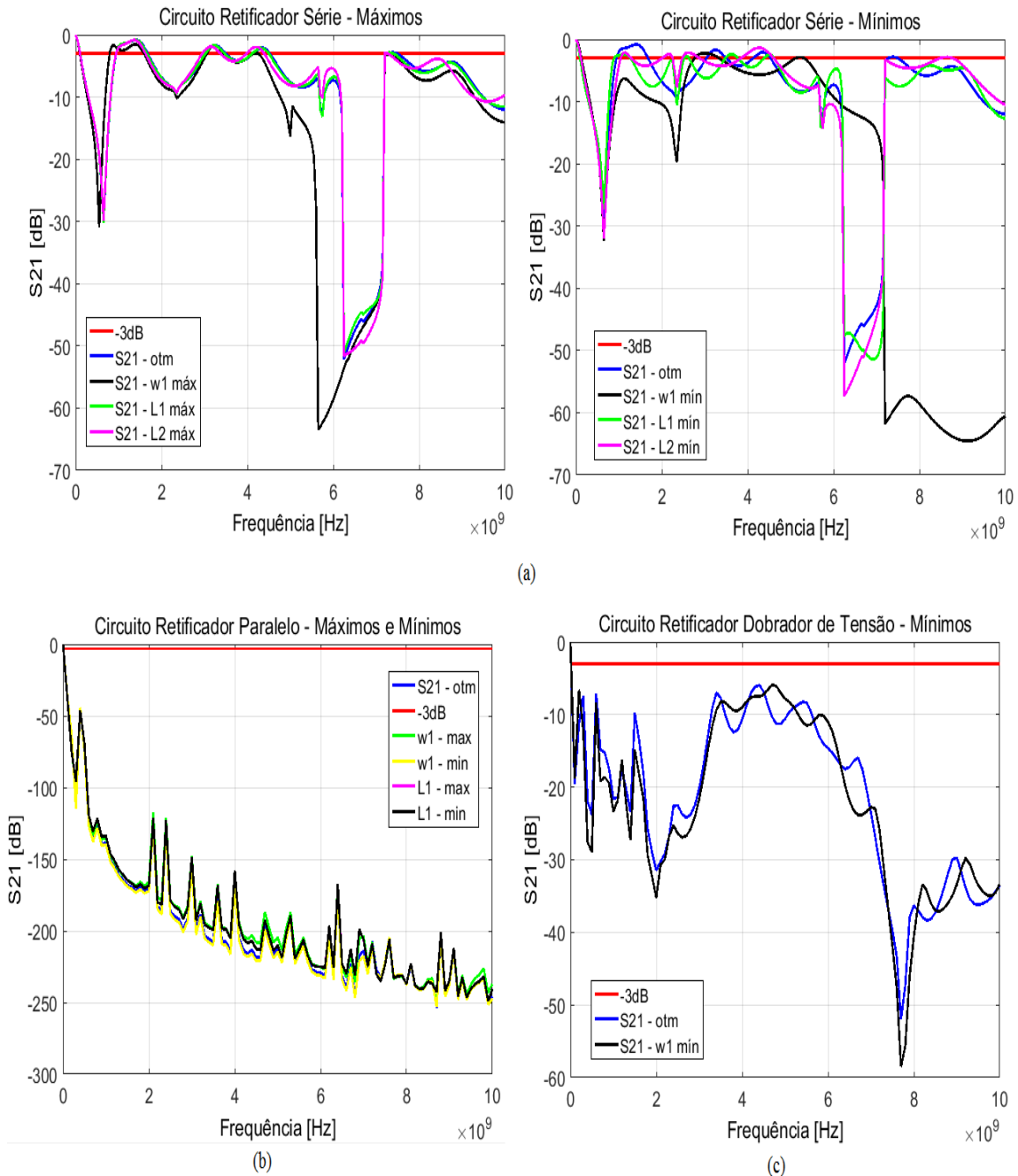


Figura 5.16 – Parâmetro S_{21} do filtro de saída – Máximos e Mínimos: (a) Circuito Retificador Série, (b) Circuito Retificador Paralelo e (c) Circuito Retificador Dobrador de Tensão.

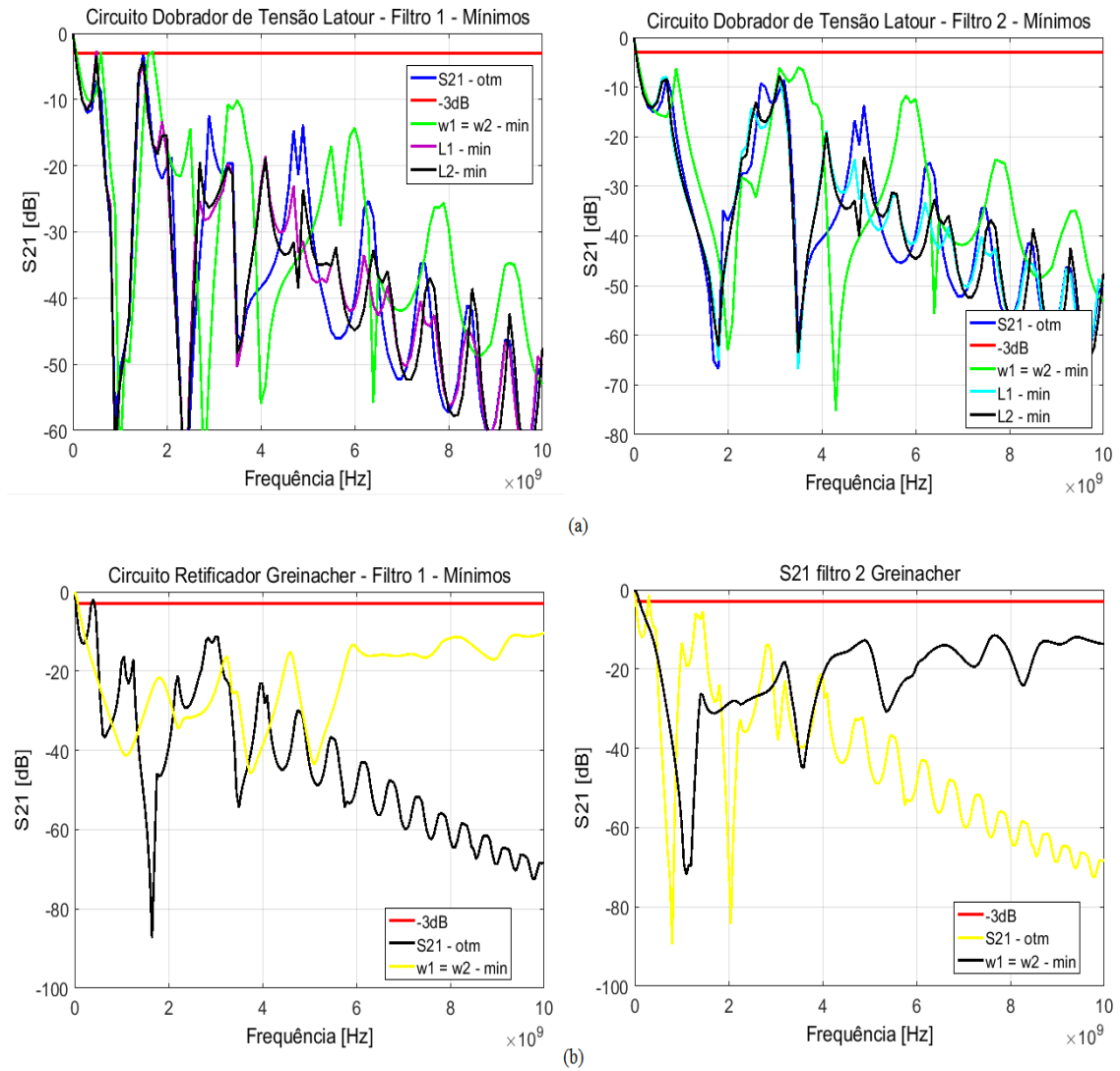


Figura 5.17 – Parâmetro S_{21} do filtro de saída – Máximos e Mínimos: (a) Circuito Retificador Dobrador de Tensão *Latour* e (b) Circuito Retificador *Greinacher*.

Para o circuito Série, todas as dimensões foram analisadas quando fazem a tensão de saída e a eficiência serem máximas e mínimas, exceto w_2 que não exerce influência sobre a resposta do circuito. Já para topologia Paralelo, o Parâmetro S_{21} foi analisado para w_1 e L_1 . Para o circuito retificador Dobrador de Tensão apenas a dimensão $w_1 = 10mm$, que faz tensão de saída e eficiência mínimas, foi analisada, pois a dimensão que faz com que as grandezas sejam máximas está muito próxima à determinada pela otimização e, dessa forma, o Parâmetro S_{21} não se modifica. O mesmo acontece para a topologia Dobrador de Tensão *Latour* e apenas $L_1 = L_2 = 20mm$ foi analisada, por proporcionar tensão de saída e eficiência mínimas. Já para o circuito retificador *Greinacher* apenas a largura $w_1 = w_2 = 1,638mm$ foi levada em consideração, pelas mesmas razões apresentadas para

as topologias Dobrador de Tensão e Dobrador de Tensão *Latour*. A análise dos gráficos pode ser feita da mesma maneira que para a Figura 5.15.

O capacitor acoplado a este filtro tem apenas a função de armazenar tensão para fornecer a carga e seu valor não tem nenhum efeito sobre a saída dos circuitos retificadores.

5.8. Considerações Finais

Este capítulo apresenta uma análise das topologias para compreensão da influência das variáveis na resposta destes circuitos, sendo essas variáveis a potência de entrada, a carga, a frequência de operação, as dimensões do filtro de entrada, o elemento passivo que auxilia no casamento de impedância, o diodo e as dimensões do filtro de saída. O circuito inicial possui as dimensões e valores das variáveis de otimização do melhor circuito encontrado para cada topologia no processo de otimização, abordado no Capítulo 4. Apenas uma variável é variada por vez e todas as outras se mantêm constantes. Quando fixas, a potência de entrada é $P_{in} = -15 \text{ dBm}$ e a frequência de operação $2,45 \text{ GHz}$.

Ao variar a potência de entrada, concluiu-se que a resistência interna do circuito retificador também varia, ou seja, haverá deslocamento de impedância quando a potência variar. O circuito retificador foi otimizado apenas para a potência de entrada $P_{in} = -15 \text{ dBm}$ e, portanto, só há casamento de impedância nesta potência, fazendo que para as demais potências de entrada a resistência interna do circuito não seja próxima à carga que oferece maior eficiência. Uma vez que não é possível determinar com exatidão a potência disponível no ar, o desempenho do circuito retificador sofrerá constante variação. Outra análise realizada quando a potência de entrada é variada mostra que a tensão de saída aumenta com o aumento da potência, mas quando esta atinge seu ponto máximo, a taxa de crescimento da tensão diminui até que ela sature como mostra a Figura 5.4.

Quando aumenta-se a carga do circuito retificador, a Figura 5.5 mostra que a tensão de saída também aumenta, no entanto, quando a carga atinge valores elevados, a tensão de saída começa a saturar. A Figura 5.6 mostra que isso acontece porque a potência entregue a carga diminui, o que causa também a diminuição da eficiência.

A influência da frequência de operação na resposta do circuito retificador é mostrada na Figura 5.7, que aponta que todas as topologias apresentam melhor desempenho em $2,45 \text{ GHz}$, frequência para a qual foram otimizadas e que esse desempenho se deteriora à medida que a frequência de operação se afasta deste valor. Além disso, o gráfico mostra que todos os circuitos retificadores são de banda muito estreita.

A variação nas dimensões do filtro de entrada e de saída mostram que os valores dessas dimensões encontrados no processo de otimização estão muito próximos ou são iguais aos valores que proporcionam o melhor funcionamento dos circuitos retificadores.

O elemento passivo entre o filtro de entrada e o diodo para auxiliar no casamento de impedância pode ser um capacitor ou um indutor. Para as topologias de circuitos retificadores Série, Dobrador de Tensão e Dobrador de Tensão *Latour* utiliza-se o indutor já para as topologias Paralelo e *Greinacher* utiliza-se o capacitor. A Figura 5.11 mostra que para as topologias que utilizam o indutor apenas um valor muito específico de indutância proporciona alta tensão de saída e eficiência do retificador e que este valor é exatamente a indutância encontrada no processo de otimização. À medida que a indutância se afasta dele, as grandezas de saída diminuem. Já para a topologia Paralelo, que utiliza o capacitor, conclui-se que a tensão de saída e a eficiência aumentam até que a capacitância atinja 1 pF , a partir daí tensão de saída e eficiência se mantêm constantes. Para a topologia *Greinacher* não houve variação nas grandezas de saída com a variação da capacitância.

Uma vez que foram analisadas as influências das variáveis que podem alterar a resposta dos circuitos, o comportamento destes em diversas situações podem ser previstos. Dessa forma, o Capítulo 6 apresenta a escolha da topologia que melhor atende aos requisitos necessários para a aplicação desejada.

Capítulo 6

CIRCUITO RETIFICADOR PARA APLICAÇÃO DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO E COLHEITA DE ENERGIA

6.1. Introdução

A análise de todas as topologias de circuito retificadores, realizada no Capítulo 5, proporciona não apenas o entendimento de como cada variável afeta a resposta do circuito, mas auxilia também na escolha da topologia a ser utilizada para aplicação de transmissão de energia sem fio e colheita de energia. Para ratificar essa escolha, uma Figura de Mérito, mostrada na Figura 6.1 é utilizada para caracterizar o desempenho das topologias de circuitos retificadores quando a potência de entrada varia.

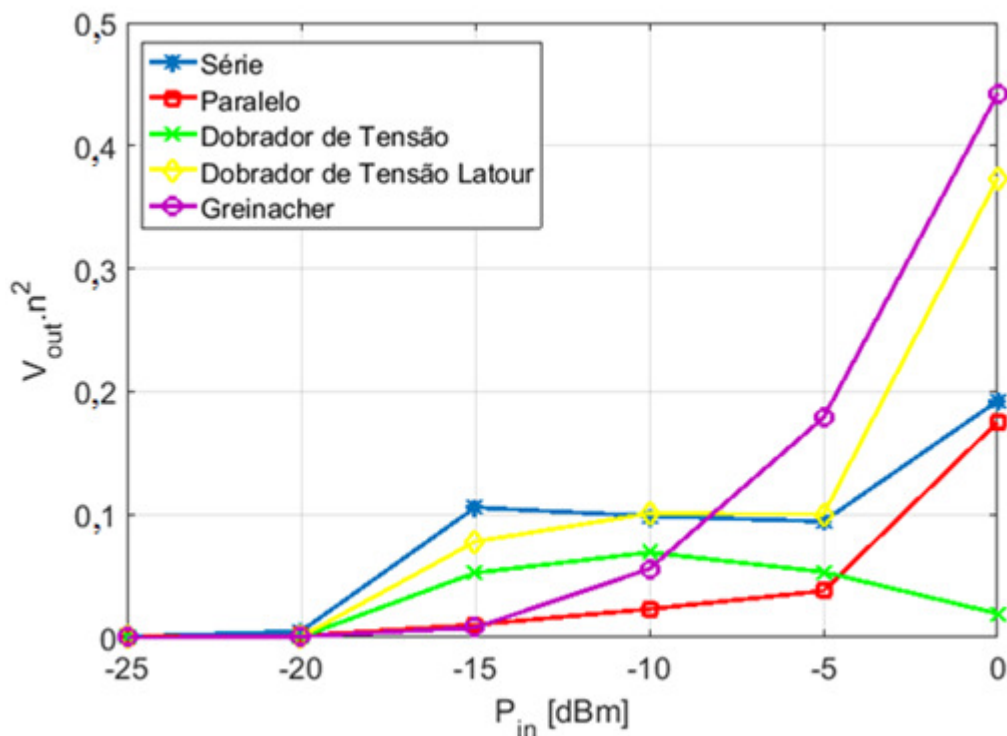


Figura 6.1 – Figura de Mérito.

Tensão de saída e eficiência são utilizadas para essa caracterização, mas a característica mais desejada para o circuito retificador em uma rectena é uma alta eficiência e dessa forma, foi dado um peso maior a esta grandeza na Figura de Mérito. Assim a potência de entrada varia de -25 dBm a 0 dBm enquanto a tensão de saída multiplicada pelo quadrado da eficiência é analisada. Na potência de entrada -15 dBm , para a qual os circuitos foram otimizados, o circuito retificador que melhor atende os requisitos necessários é o de topologia Série. Este

apresenta ainda melhor desempenho à medida que a potência de entrada diminui para -20 dBm e aumenta para -10 dBm , atendendo também ao fato de que a potência incidente no ar é baixíssima, mas não constante. Dessa forma, o Circuito Retificador Série é o escolhido para aplicação de coleta de energia sem fio do ar. As dimensões determinadas através do processo de otimização deste circuito são mostradas na Figura 4.11. A Tabela 6.1 mostra a definição das outras variáveis de otimização do processo.

Tabela 6.1 – Valores das variáveis de otimização para o Circuito Retificador Série.

<i>Diodo</i>	<i>HSMS 2850</i>
<i>Impedância</i>	$50\ \Omega$
<i>Indutor</i>	$12,38\text{ nH}$
<i>Capacitor</i>	$0,1 - 100\text{ pF}$
<i>Carga</i>	$10\text{ k}\Omega$

6.2. Modelagem do Circuito Retificador Série

O Circuito Retificador Série foi modelado como um circuito RLC (Resistor, Indutor e Capacitor) a fim de se encontrar uma função de transferência relacionando tensão de saída e entrada para o mesmo. A modelagem foi dividida em duas partes: filtro de entrada com o elemento passivo e filtro de saída com a carga.

6.2.1. Modelagem do filtro de entrada e elemento passivo

Um trecho de microfita com dois terminais pode ser modelado como um circuito Indutor-Capacitor (LC) de acordo com [35]. A Figura 6.2 mostra o circuito LC correspondente a este trecho.



Figura 6.2 – Circuito LC correspondente a um trecho de microfita [35].

Os valores da capacitância e indutância do circuito são dados pelas Equações (6.1) e (6.2) [35].

$$L_s = \frac{1}{\omega} \times Z_s \times \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right), \quad (6.1)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega} \times Z_s \times \tan\left(\frac{\pi}{\lambda_g} l\right), \quad (6.2)$$

em que Z_s é a impedância característica da microfita calculada pela Equação (6.3-a) e (6.3-b) [36], l é o comprimento desta em milímetros, ω é a frequência angular e $\lambda_g = c/f \sqrt{\epsilon_{eff}}$ é o comprimento de onda guiado, sendo c a velocidade da onda eletromagnética no espaço, f a frequência de operação e ϵ_{eff} é a permissividade efetiva calculada pela Equação (3.22).

$$Z_s = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8}{W_e(t)/h} + 0,25 \frac{W_e(t)}{h}\right), \quad \text{para } \frac{W}{h} \leq 1 \quad (6.3-a)$$

$$Z_s = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left(\frac{W_e(t)}{h} + 1,3930 + 0,667 \ln\left(\frac{W_e(t)}{h} + 1,444\right) \right), \quad \text{para } \frac{W}{h} \geq 1 \quad (6.3-b)$$

em que $\eta = 120\pi$ é a impedância no espaço livre, h é a altura do substrato da placa e $W_e(t)/h$ é calculada através da Equação (6.4).

$$\frac{W_e(t)}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(l + \ln \frac{4\pi W}{t} \right), & \text{para } W/h \leq 0,5\pi \\ \frac{W}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(l + \ln \frac{2h}{t} \right), & \text{para } W/h \geq 0,5\pi \end{cases} \quad (6.4)$$

em que t é a espessura do condutor na placa.

A Figura 6.3 mostra o filtro de entrada dividido em quatro microfitas de diferentes larguras e comprimentos, que podem ser vistos na Tabela 6.2 juntamente com a impedância de cada uma delas calculada através da Equação (6.3).

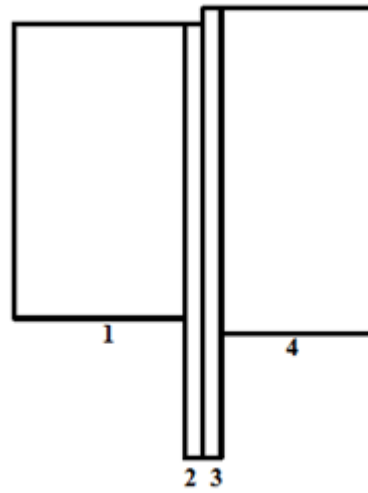


Figura 6.3 – Filtro de entrada dividido em microfita.

Tabela 6.2 – Dimensões das microfita que compõem o filtro de entrada.

Microfita	1	2	3	4
Largura	21,0333 mm	30,9972 mm	32,12940 mm	23,2978 mm
Comprimento	12,2047 mm	1,3106 mm	1,3106 mm	10,7943 mm
Impedância	12,8244 Ω	9,1804 Ω	8,8949 Ω	11,758 Ω

Como é visto na Figura 6.3 há entre uma microfita e outra uma diferença de largura. Esse *step* também deve ser modelado como um circuito LC, de acordo com [35]. A Figura 6.4 mostra o circuito LC correspondente a esta diferença de largura entre as microfita.

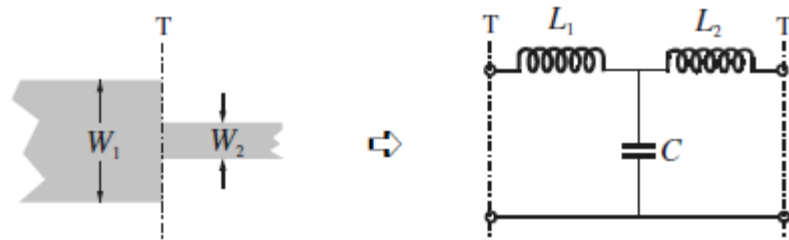


Figura 6.4 – Circuito LC correspondente ao *step* de largura entre os trechos de microfita [35].

Os valores das indutâncias e da capacitância são calculados respectivamente pela Equação (6.5) e Equação (6.6) [35].

$$C = 0,00137h \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{Z_s} \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) \left(\frac{\epsilon_{eff}+0,3}{\epsilon_{eff}-0,258}\right) \left(\frac{W_1/h+0,264}{W_1/h+0,8}\right) [pF], \quad (6.5)$$

$$L_1 = \frac{L_{W1}}{L_{W1}+L_{W2}} L, \quad (6.6-a)$$

$$L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L, \quad (6.6-b)$$

em que

$$L_{wx} = Z_{sx} \sqrt{\epsilon_{eff}} / c, \text{ para } x = 1 \text{ e } 2 \quad (6.7)$$

$$L = 0,000987h \left(1 - \frac{Z_{s1}}{Z_{s2}}\right)^2 [nH]. \quad (6.8)$$

Embora essas equações sejam preferencialmente aplicadas quando o *step* é simétrico, elas podem ser utilizadas para *steps* assimétricos como os da Figura 6.3 sem grandes perdas.

Através de testes de simulação, constatou-se que a modelagem mostrada na Figura 6.2 é eficiente quando a largura da microfita é tão pequena quanto $w \leq 3 \text{ mm}$. Através da Tabela 6.1 percebe-se que as microfitas 1 e 4 não atendem a esse requisito. Ainda utilizando o recurso da simulação, determinou-se neste trabalho que essas microfitas podem ser representadas acrescentando uma resistência em série com a indutância, como mostra a Figura 6.5.

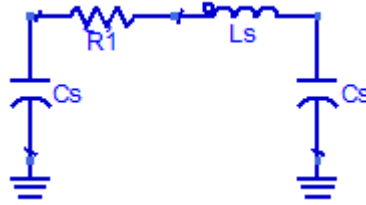


Figura 6.5 – Modelagem para microfitas com larguras $w > 3 \text{ mm}$.

A capacitância C_s continua sendo calculada através da Equação (6.2) e a indutância L_s e a resistência R_s são determinadas através de um processo de otimização, utilizando também o Algoritmo Genético apresentado na Seção 2.5.1. As microfitas 1 e 4 foram simuladas separadamente com uma tensão alternada V_{in} na entrada e uma carga resistiva R_L na saída. A tensão V_{carga} foi medida. A mesma tensão de entrada V_{in} foi aplicada na entrada do circuito apresentado na Figura 6.5 contendo a mesma carga R_L na saída. A resistência R_s e a indutância L_s foram as variáveis de otimização e a tensão na carga V_{carga} o objetivo a ser alcançado.

O filtro de entrada contém ainda um terminal conectado ao plano-terra. Da Figura 6.2 observa-se que os terminais da linha de microfita são modelados como os capacitores C_s , enquanto a própria linha é representada pelo indutor L_s . Nesse sentido, uma vez que o terminal do filtro está no plano-terra, esse capacitor terá seus dois terminais aterrados e, dessa forma, não precisa ser considerado nesta modelagem.

Assim, a Figura 6.6 mostra o filtro de entrada modelado como quatro microfita e três *steps*, onde L_{otm} é o indutor utilizado como elemento passivo, cujo valor foi determinado através da otimização. A Tabela 6.3 apresenta os valores das resistências, indutâncias e capacitâncias presentes nas microfita e a Tabela 6.4 as indutâncias e capacitâncias nos *steps*.

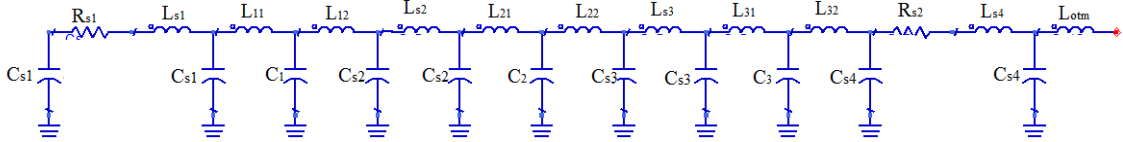


Figura 6.6 – Filtro de entrada modelado como circuito RLC.

Tabela 6.3 – Resistências, Indutâncias e Capacitâncias das microfita modeladas.

	Microfita 1	Microfita 2	Microfita 3	Microfita 4
R_s	0,5656 Ω	—	—	1,0313 Ω
L_s	0,8293 nH	0,07112 nH	0,0689 nH	0,7293 nH
C_s	3,1520 pF	0,42346 pF	0,4370 pF	2,9630 pF

Tabela 6.4 – Indutâncias e Capacitâncias dos *steps* de largura modelados.

	Step₁₋₂	Step₂₋₃	Step₃₋₄
L_1	$1,4228 \times 10^{-7}$ nH	$8,1115 \times 10^{-10}$ nH	$3,9582 \times 10^{-8}$ nH
L_2	$1,0185 \times 10^{-7}$ nH	$7,8592 \times 10^{-10}$ nH	$5,2325 \times 10^{-8}$ nH
C	$-1,1689 \times 10^{-6}$ pF	$-9,1225 \times 10^{-8}$ pF	$6,871451 \times 10^{-7}$ pF

Para testar se o filtro está corretamente modelado, uma tensão arbitrária $V_{in} = 0,050 \angle 3,506^\circ$ foi aplicada na entrada do filtro simulado como microfita e como circuito RLC. Uma carga de 10 k Ω foi colocada ao final do filtro. A Tabela 6.5 mostra a tensão V_{carga} medida em cada um dos casos, validando a modelagem.

Tabela 6.5 – Teste para validação da modelagem do filtro de entrada.

V_{carga} – Microfita	$0,046 \angle -114,443^\circ$
V_{carga} – Modelagem	$0,048 \angle -113,992^\circ$

6.2.2. Modelagem do filtro de saída e carga

Embora a Figura 4.11 mostre que no filtro de saída há um *step* de largura, este foi modelado como uma única microfita contendo três terminais. O capacitor $C_{terminal}$ representa

o terminal onde o capacitor proveniente da otimização, C_{otm} , é conectado para o armazenamento de carga. Todos os valores dos elementos que compõem esse circuito RLC foram determinados através do processo de otimização, da mesma maneira descrita para as microfita 1 e 4 do filtro de entrada. A Figura 6.7 mostra o circuito equivalente ao filtro de saída, determinado neste trabalho.

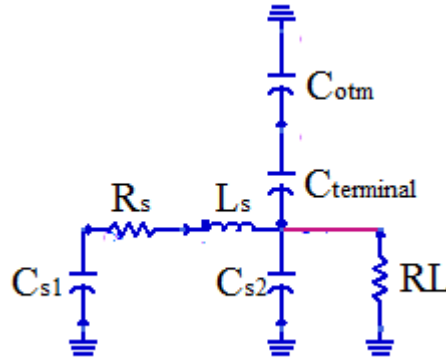


Figura 6.7 – Filtro de saída modelado como circuito RLC.

Por estar localizado após o diodo, considera-se que este filtro será alimentado somente com tensão contínua, sendo otimizado para operar nessa condição. A tensão de entrada aplicada foi $V_{in} = 403 \text{ mV}$ e a carga R_L é a de $10 \text{ k}\Omega$ determinada no processo de otimização. A Tabela 6.6 mostra a tensão na carga em cada um dos casos, validando a modelagem.

Tabela 6.6 – Teste para validação da modelagem do filtro de saída.

$V_{carga} - \text{Microfita}$	402 mV
$V_{carga} - \text{Modelagem}$	402 mV

Os valores dos elementos RLC encontrados neste processo de otimização são mostradas na Tabela 6.7.

Tabela 6.7 – Valores dos resistores, capacitores e indutores do filtro de saída modelado.

C_{s1}	55,2865 pF
C_{s2}	-4,9241 pF
L_s	-0,9215 nH
R_s	22,0375 $\mu\Omega$
$C_{terminal}$	-91,4605 fF

A modelagem deste filtro foi realizada apenas para a tensão contínua presente no cátodo do diodo, porém outras frequências podem compor esse sinal. Dessa forma, é necessário

realizar a Transformada de Fourier na tensão após o diodo para verificar quais são essas frequências. A tensão após o diodo no domínio do tempo é mostrada na Figura 6.8.

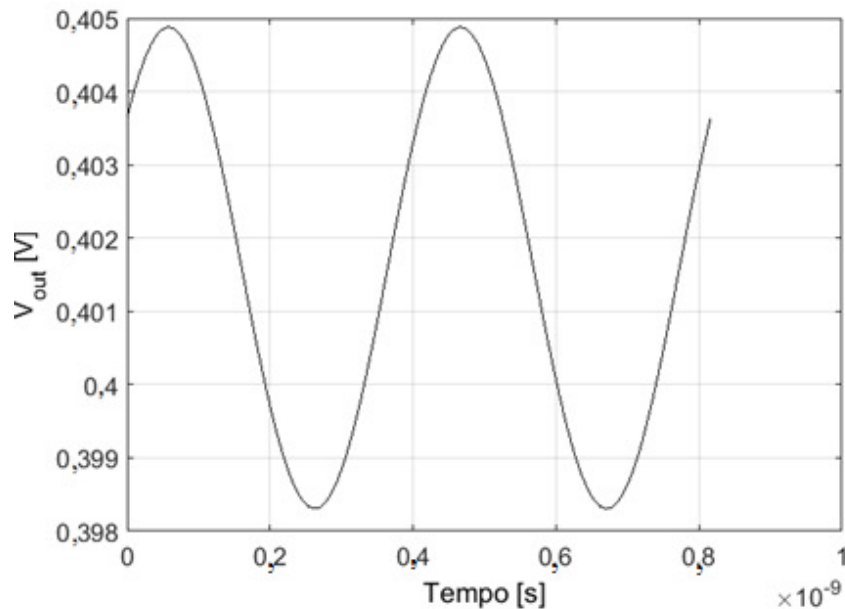


Figura 6.8 – Tensão de entrada do filtro de saída no domínio do tempo.

Para evitar distorção, antes de realizar a Transformada de Fourier, a tensão contínua é subtraída dos dados que compõem essa tensão de entrada do filtro de saída. Dessa forma, a Transformada de Fourier é realizada apenas para as outras frequências que compõem esse sinal. O resultado dessa transformada é mostrado na Figura 6.9.

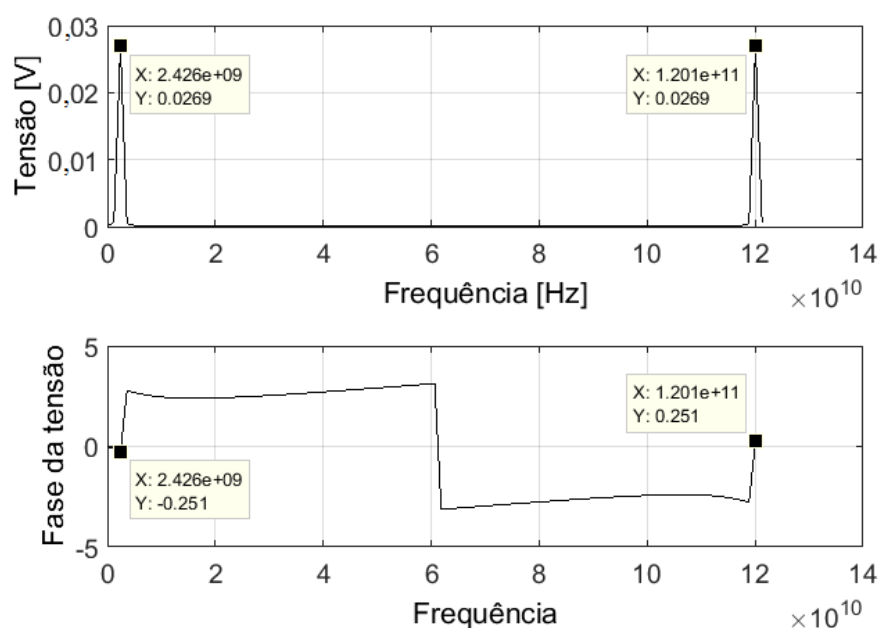


Figura 6.9 – Transformada de Fourier do sinal de entrada do filtro de saída.

Da Figura 6.9 acima nota-se que, além da tensão contínua, o sinal é composto por tensão nas frequências $2,426\text{ GHz}$ e $120,1\text{ GHz}$, sendo essas tensões iguais a $0,0269\angle 0,251^\circ$ e $0,0269\angle -0,251^\circ$, respectivamente. Embora essas sejam as principais frequências que compõem o sinal, existem outras próximas a essas. O gráfico mostra que as amplitudes dessas tensões são sempre as mesmas e que os ângulos são opostos. Dessa forma, é correto afirmar que a soma da tensão nessa gama de frequência será sempre contínua. Assim, a soma de todos os pontos do gráfico da tensão é realizada para determinar a tensão adicional fornecida à carga pelo retificador, resultando em $58,6\text{ mV}$.

Uma vez que o filtro de entrada e saída foram modelados separadamente, o circuito retificador modelado é visto na Figura 6.10.

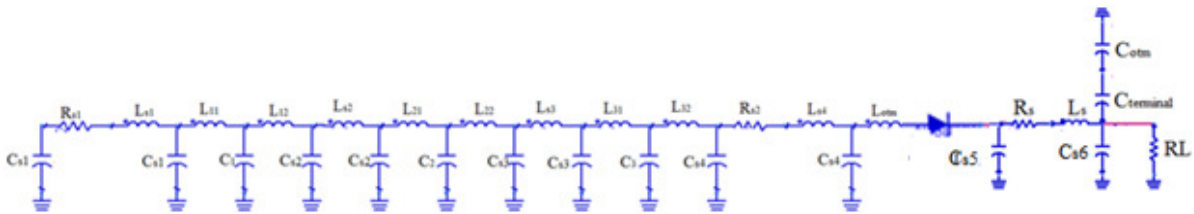


Figura 6.10 – Circuito retificador modelado.

Aplicando uma potência de entrada de $P_{in} = -15\text{ dBm}$, mede-se na carga uma tensão $V_{carga} = 339\text{ mV}$ e potência $P_{out} = 11,47\text{ }\mu\text{W}$. A eficiência desse circuito é $\eta = 36,8\%$. Adicionando-se a tensão adicional proveniente das demais frequências $V_{ccTotal} = 339\text{ mV} + 58,6\text{ mV} = 397,6\text{ mV}$, $P_{outTotal} = 15,809\text{ }\mu\text{W}$ e $\eta_{Total} = 50,82\%$. A Tabela 6.8 mostra a validação da modelagem do circuito retificador completo, comparando-a simulação do mesmo utilizando microfitas.

Tabela 6.8 – Teste para validação da modelagem do circuito retificador completo.

	V_{out}	P_{in}	P_{out}	η
Microfita	402 mV	-15 dBm	$16,13\text{ }\mu\text{W}$	$51,3\%$
Modelagem	$397,6\text{ mV}$	-15 dBm	$15,809\text{ }\mu\text{W}$	$50,82\%$

6.3. Função de Transferência

Assim como a modelagem, a função de transferência é dividida em duas partes: do filtro de entrada e do filtro de saída. O diodo não pode ser incluído neste caso devido a sua característica de não linearidade. A função de transferência é calculada pela razão entre a tensão na carga e a tensão de entrada do circuito retificador.

6.3.1. Função de Transferência do filtro de entrada

Uma vez que o modelo para o filtro de entrada do circuito apresenta muitos elementos, sua função de transferência é muito extensa e de difícil simplificação. Devido às altas reatâncias capacitivas, o que é normal na modelagem das microfita, a maior parte das correntes não passa por essas capacitâncias e, dessa forma, partes do circuito podem ser tratadas como independentes, fazendo com que este se comporte como um circuito em série. Essa aproximação é válida desde que as capacitâncias sejam pequenas, fazendo com que as reatâncias capacitivas sejam muito maiores que as reatâncias das indutâncias e resistências em série. O modelo não é exato, mas é uma boa aproximação e resulta em uma função de transferência simplificada. Para facilitar a manipulação das variáveis, os elementos foram renomeados e o circuito simplificado, conforme apresenta a Figura 6.11.

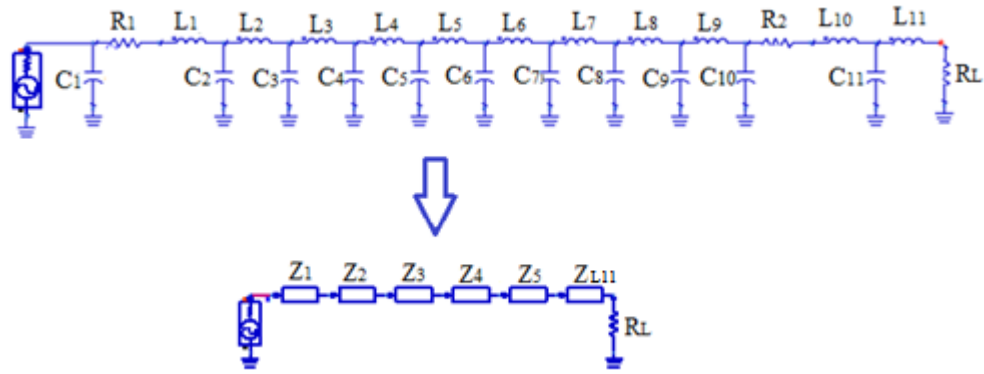


Figura 6.11 – Modelagem do filtro de entrada: circuito equivalente.

Em que R_L é a carga e as impedâncias são dadas pelas Equações (6.9) a (6.14).

$$Z_1 = \frac{Z_{C10}(R_2 + Z_{C11} + Z_{L10})}{R_2 + Z_{C10} + Z_{C11} + Z_{L10}} + Z_{L9}, \quad (6.9)$$

$$Z_2 = \frac{Z_{C8}(Z_{C9} + Z_{L8})}{Z_{C8} + Z_{C9} + Z_{L8}} + Z_{L7}, \quad (6.10)$$

$$Z_3 = \frac{Z_{C6}(Z_{C7} + Z_{L6})}{Z_{C6} + Z_{C7} + Z_{L6}} + Z_{L5}, \quad (6.11)$$

$$Z_4 = \frac{Z_{C4}(Z_{C5} + Z_{L4})}{Z_{C4} + Z_{C5} + Z_{L4}} + Z_{L3} \quad (6.12)$$

$$Z_5 = \frac{Z_{C1} \left(R_1 + Z_{L1} + \frac{Z_{C2} \cdot (Z_{C3} + Z_{L2})}{Z_{C2} + Z_{C3} + Z_{L2}} \right)}{R_1 + Z_{C1} + Z_{L1} + \frac{Z_{C2} \cdot (Z_{C3} + Z_{L2})}{Z_{C2} + Z_{C3} + Z_{L2}}} \quad (6.13)$$

Pela lei das malhas, a corrente no circuito é dada pela Equação (6.14) e pela Lei de Ohm a tensão na carga é calculada através da Equação (6.15).

$$I = \frac{V_{in}}{(Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4 + Z_5 + Z_{L11} + R_L)} \quad (6.14)$$

$$V_{out} = \frac{V_{in} \times R_L}{(Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4 + Z_5 + Z_{L11} + R_L)} \quad (6.15)$$

Dessa forma, a função de transferência $H_{FiltroIn}$ é dada pela Equação (6.16).

$$H_{FiltroIn} = \frac{R_L}{den} \quad (6.16)$$

em que

$$den = \left\{ \begin{aligned} &R_L + \frac{Z_{C10}(R_2 + Z_{C11} + Z_{L10})}{R_2 + Z_{C10} + Z_{C11} + Z_{L10}} + \frac{Z_{C1} \left(R_1 + Z_{L1} + \frac{Z_{C2} \cdot (Z_{C3} + Z_{L2})}{Z_{C2} + Z_{C3} + Z_{L2}} \right)}{R_1 + Z_{C1} + Z_{L1} + \frac{Z_{C2} \cdot (Z_{C3} + Z_{L2})}{Z_{C2} + Z_{C3} + Z_{L2}}} + \dots \\ &\dots \frac{Z_{C6}(Z_{C7} + Z_{L6})}{Z_{C6} + Z_{C7} + Z_{L6}} + \frac{Z_{C6}(Z_{C7} + Z_{L6})}{Z_{C6} + Z_{C7} + Z_{L6}} + \frac{Z_{C8}(Z_{C9} + Z_{L8})}{Z_{C8} + Z_{C9} + Z_{L8}} + \dots \\ &\dots + Z_{L11} + Z_{L3} + Z_{L5} + Z_{L7} + Z_{L9}. \end{aligned} \right. \quad (6.17)$$

Sabendo que $ZCx = 1/Cxs$ e $ZLx = Lxs$ para $x = [1, 2, \dots, 11]$, a Equação (6.17) pode ser reescrita como a Equação (6.18), em que $s = j\omega$ e ω é a frequência angular. Para validar a expressão, o filtro de entrada já modelado e com $RL = 10 \text{ k}\Omega$ e frequência $2,45 \text{ GHz}$, foi simulado para uma tensão de entrada $V_{in} = 0,0499 + j0,0030$. A tensão de saída medida $V_{out} = 0,0568 + j0,0041$. Assim $H_{FiltroIn} = 1,1 + j0,01$. Substituindo esses valores de V_{in} e os valores dos elementos na expressão dada pela Equação (6.18) tem que $H_{FiltroIn} = 1,0 + j0,02$, validando a expressão.

$$den = \left\{ \begin{array}{l} R_L + L_{11}s + L_3s + L_5s + L_7s + L_9s + \dots \\ \dots \frac{R_2 + \frac{1}{C_{11}s} + L_{10}s}{C_{10}s + \left(R_2 + \frac{1}{C_{10}s} + \frac{1}{C_{11}s} + L_{10}s\right)} + \frac{\frac{1}{C_s s} + L_4s}{C_4s + \left(\frac{1}{C_4s} + \frac{1}{C_5s} + L_4s\right)} + \dots \\ \dots \frac{\frac{1}{C_7s} + L_6s}{C_6s \left(\frac{1}{C_6s} + \frac{1}{C_7s} + L_6s\right)} + \frac{\frac{1}{C_9s} + L_8s}{C_8s \left(\frac{1}{C_8s} + \frac{1}{C_9s} + L_8s\right)} + \dots \\ R_1 + L_1s + \frac{\frac{1}{C_3s} + L_2s}{C_2s + \left(\frac{1}{C_2s} + \frac{1}{C_3s} + L_2s\right)} \\ \dots \frac{1}{C_1s + \left(R_1 + \frac{1}{C_1s} + L_1s + \frac{\frac{1}{C_3s} + L_2s}{C_2s + \left(\frac{1}{C_2s} + \frac{1}{C_3s} + L_2s\right)}\right)}. \end{array} \right. \quad (6.18)$$

Os cálculos e simplificações das expressões foram realizados no *software Wolfram Mathematica*[®].

6.3.2. Função de Transferência do filtro de saída

Por se tratar de um circuito simples, como mostra a Figura 6.8, a função de transferência do filtro de saída foi calculada pelo *software Solve Elec*[®] e é dada pela Equação (6.19).

$$H_{FiltroOut} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{den2'} \quad (6.19)$$

em que

$$den2 = 1 - \left(\frac{C_2 L_1 R_2 \omega^2}{R_1 + R_2} + \frac{C_3 L_1 R_2 \omega^2}{R_1 + R_2} \right) + j \left(\frac{\omega C_3 R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{\omega C_3 R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{\omega L_1}{R_1 + R_2} \right), \quad (6.20)$$

sendo $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular. Como este filtro está depois do diodo, apenas a tensão contínua é considerada. Dessa forma, $\omega = 0$ e a Equação (6.19) pode ser reduzida a:

$$H_{FiltroOut} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (6.21)$$

Para validar a expressão, o filtro de saída já modelado e com $RL = 10 \text{ k}\Omega$ foi simulado para uma tensão de entrada $V_{in} = 339 \text{ mV}$. A tensão de saída medida $V_{out} = 338,9 \text{ mV}$. Assim $H_{FiltroOut} = 0,9997$. Substituindo esses valores da tensão de entrada e os valores dos elementos na Equação (6.21) tem-se que $H_{FiltroOut} = 0,9999$.

6.4. Construção e Testes

O circuito retificador de topologia série definido na Figura 4.11 e na Tabela 6.1 foi construído com algumas variações. O indutor utilizado como elemento passivo de indutância $12,38\text{ nH}$ foi substituído por um indutor de 10 nH , devido à disponibilidade em laboratório. Como visto na Figura 5.11 (a) na Seção 5.5, a menor variação nessa indutância interfere no desempenho do circuito retificador. O capacitor utilizado é de 56 pF e está dentro da faixa desejável para este retificador.

Um conector SMA de $50\ \Omega$ é utilizado no circuito para fazer a conexão do circuito com o gerador de sinais que representa a antena do sistema coletor de energia. Além da impedância conhecida, este contém indutância e resistência desconhecidas e um modelo precisa ser incluído na simulação. O modelo utilizado é encontrado em [37]. A Figura 6.12 mostra o circuito retificador construído.

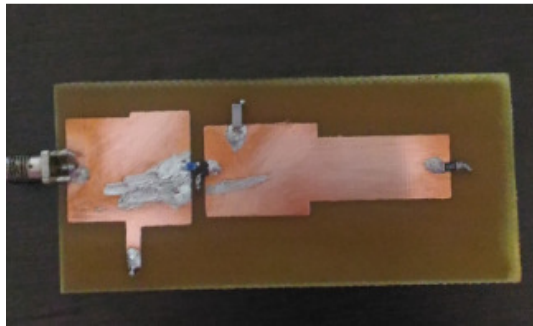


Figura 6.12 – Circuito Retificador Série Construído.

Os gráficos da Figura 6.13 mostram a tensão na carga em função da frequência de operação para medição realizada em laboratório e simulação com e sem o conector, quando a potência de entrada é -15 dBm e 0 dBm .

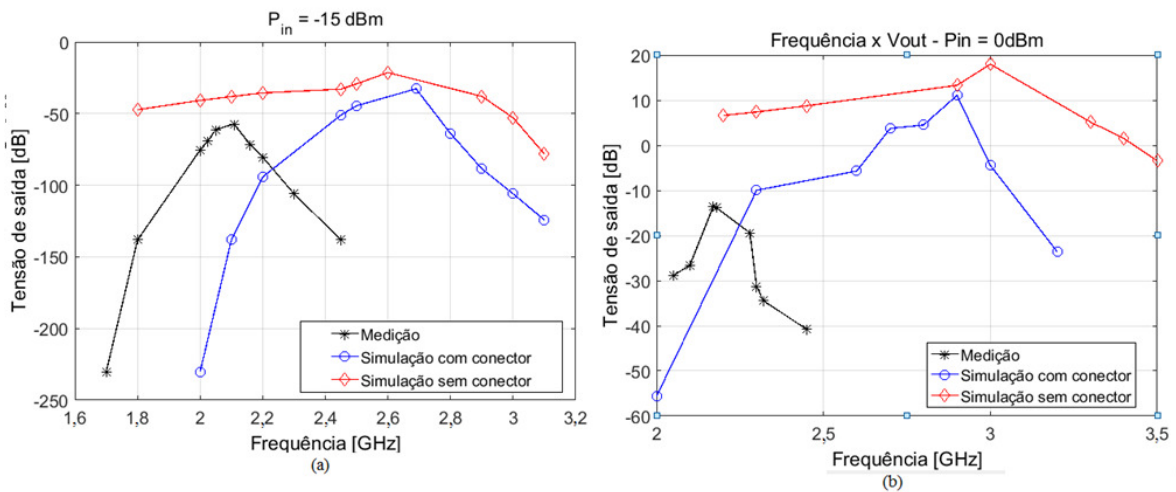


Figura 6.13 – Tensão de saída x frequência: Medições e Simulações: (a) $P_{in} = -15\text{ dBm}$ e (b) $P_{in} = 0\text{ dBm}$.

Assim como em [1] houve deslocamento da frequência de operação após a construção do circuito. O autor explica que isso ocorre por diversas razões, como:

- A precisão dos valores dos componentes que estão geralmente entre 5% e 10%.
- A precisão das impressoras, por volta de $50\ \mu m$, que pode contribuir na qualidade do circuito impresso.
- Os fabricantes de componentes SMD recomendam temperaturas de soldagem máximas de $300^\circ C$. No entanto, se considerarmos a soldagem direta à mão, a cabeça do ferro de solda em contato com o componente geralmente excede esse valor limite, o que contribui para a degradação do desempenho do componente e, consequentemente do retificador.
- As soldas feitas à mão também adicionam distúrbios e parasitas não levados em consideração na simulação.

Outro fator não citado, mas que pode ser observado através da Figura 6.14 é a presença do conector. Quando se compara a simulação com e sem o modelo do conector SMA nota-se o deslocamento da frequência. Na medição do circuito construído, além do conector SMA tem-se também o conector da saída do gerador de sinais e adaptadores para conectores. Esses conectores não afetam o valor da potência entregue ao circuito, mas certamente há impedâncias que afetam o desempenho deste, deslocando ainda mais a frequência de operação do circuito. Devido ao fato do circuito retificador não ter sido otimizado para potência de entrada $0\ dBm$, o gráfico da Figura 6.14 (b) apresenta maior diferença entre o resultado simulado sem o conector, com o conector e medido do que o gráfico apresentado na Figura 6.14 (a). Apesar dos fatos citados, o comportamento do circuito simulado e construído é o mesmo, validando a análise realizada para o mesmo. .

6.5. Considerações Finais

Este capítulo apresenta a escolha da topologia de circuito retificador que melhor atende aos requisitos necessários para a aplicação de transmissão e coleta de energia sem fio do ar. Apresenta também a modelagem e função de transferência dessa topologia, além da construção e medições realizadas neste circuito retificador.

A Figura de Mérito, vista na Figura 6.1, mostra que para a potência $P_{in} = -15\ dBm$, o circuito retificador que apresenta melhor desempenho é o de topologia Série. Esta topologia ainda atende ao fato de que a potência disponível no ar é baixa, mas não é constante, pois

ainda apresenta melhor desempenho que as demais quando essa potência aumenta para -10 dBm e diminui para -20 dBm .

A modelagem desta topologia em circuito RLC é dividida em duas partes: filtro de entrada com o elemento passivo que auxilia o casamento de impedância e filtro de saída com a carga, mostradas na Figura 6.6 e na Figura 6.7 respectivamente. Os modelos foram validados em simulação separadamente e como circuito completo, unindo as duas partes através do diodo *HSMS 2860*, como mostra a Figura 6.10.

Para determinar a função de transferência também foi necessário dividir o circuito em filtro de entrada com o elemento passivo que auxilia o casamento de impedância e filtro de saída com a carga, definidas pela Equação (6.16) e pela Equação (6.21) respectivamente. Não é possível determinar apenas uma função de transferência devido à característica de não-linearidade do diodo.

O circuito retificador do tipo Série construído é mostrado na Figura 6.13. As dimensões dos filtros, valor do capacitor e carga assumiram os valores determinados no processo de otimização. Já o indutor utilizado na construção é de 10 nH , diferente do valor $12,38\text{ nH}$ resultante do processo de otimização. Como mostra a Figura 5.11 (a), a menor variação no valor desta indutância implica em variação nas grandezas de saída do circuito. Além disso, foi necessário acrescentar um conector SMA na construção e um modelo deste na simulação. A Figura 6.13 mostra a tensão de saída deste circuito construído medida, simulada sem o conector e simulada com o conector para duas potências de entrada $P_{in} = -15\text{ dBm}$ e $P_{in} = 0\text{ dBm}$. Nos dois casos houve deslocamento da frequência de operação para as simulações com e sem o conector e a construção. Diversas são as causas para este deslocamento, mas a principal delas é a presença do conector, que na construção não se limita apenas ao conector SMA, uma vez que outros conectores, adaptadores e cabos são utilizadas durante a medição.

Embora o circuito tenha sido validado, algumas conclusões sobre o processo e sugestões de melhorias para trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo 7.

Capítulo 7

CONCLUSÃO E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho, foi desenvolvida uma investigação sobre circuitos retificadores para aplicação de transferência de energia sem fio e colheita de energia. Estes, por sua vez, devem ser capazes de operar com baixíssimas potências de entrada, disponíveis em transmissão ou colheita de energia do ar. As topologias de circuito retificador Série, Paralelo, Dobrador de Tensão, Dobrador de Tensão *Latour* e *Greinacher* foram otimizadas com diferentes cargas, impedâncias de entrada, modelos de diodo, elementos passivos para casamento de impedância e dimensões das microfritas que compõem os filtros e fazem a conexão entre os componentes. A otimização foi realizada utilizando o Algoritmo Genético, cujo objetivo foi obter maior tensão de saída e eficiência possível.

Uma vez que foram otimizados, o melhor resultado encontrado para cada topologia foi analisado, investigando-se qual a influência das variáveis na resposta desses circuitos retificadores. Essas variáveis são potência de entrada, carga, modelos de diodo, frequência de operação, valores dos capacitores e indutores presentes nos circuitos e dimensões das microfritas que compõem os filtros de entrada e saída do retificador. Após a análise, através de uma Figura de Mérito, determinou-se que a melhor topologia para a aplicação desejada é o Circuito Retificador Série. Este circuito apresentou tensão de saída $V_{out} = 402\text{ mV}$ e eficiência $\eta = 51,3\%$ quando a potência de entrada é -15 dBm . Esta se mostrou ainda a melhor topologia quando a potência aumenta para -10 dBm e quando diminui para -20 dBm . Quando comparada aos resultados encontrados na literatura, apresentados na Tabela 1.1, a eficiência encontrada é 23% maior que a melhor eficiência encontrada em [16], quando a potência incidente é baixa e a frequência de operação é $2,45\text{ GHz}$. Este circuito foi modelado como um circuito RLC e foi determinada uma função de transferência para o filtro de entrada e o elemento passivo que auxilia o casamento de impedância e outra para o filtro de saída e a carga. Uma única função de transferência para todo circuito não pôde ser determinada, devido à característica de não linearidade do diodo.

A topologia escolhida foi construída e a tensão na carga foi medida. Ao adicionar o conector SMA, tanto na construção quanto na simulação, constatou-se que este causa uma queda na tensão de saída e eficiência do circuito. Constatou-se ainda que este é um dos fatores

que implicam no deslocamento da frequência de operação do circuito retificador, devido à sua indutância interna. Existem ainda outras possíveis causas para o deslocamento da frequência, como mostra [1].

7.2. Sugestões para trabalhos futuros

A fim de dar continuidade ao trabalho desenvolvido, sugere-se que os circuitos retificadores sejam otimizados e simulados para outros materiais dielétricos, como Rogers RT/Duroid 5870 e 5880, uma vez que este apresenta melhor desempenho em altas frequências.

Também é sugerida a melhoria no casamento de impedância dos circuitos para melhorar o desempenho deste, uma vez que neste trabalho os circuitos não foram perfeitamente casados através do processo de otimização. Ainda na otimização, sugere-se que os diodos sejam utilizados como variáveis de otimização.

Sugere-se ainda a modelagem das demais conexões e cabos utilizados no gerador de sinais para a medição da tensão de saída do circuito retificador, a fim de verificar através da simulação, sua influência na frequência de operação e tensão de saída deste.

Por fim, sugere-se que o processo de fabricação dos ressonadores T utilizados para a caracterização do material e do circuito retificador sejam melhorados, uma vez que o processo manual interfere de muitas formas na resposta destes circuitos, alterando os resultados.

REFERÊNCIAS

- [1] S. E. Adami, “Optimisation de la recuperation d’énergie dans les applications de rectenna,” *Thèse de l’Université de Lyon, Spécialité Génie Electrique*, 2013.
- [2] N. Tesla, “The transmission of electrical energy without wires as a means for furthering peace,” *Elect. World Eng.*, pp. 21–24, Jan. 1905.
- [3] N. Tesla, “Experiments with Alternate Current of High Potential and High Frequency”, *Mc Graw*, 1904.
- [4] G. A. Vera, “Efficiente Rectenna Design for Ambient Microwave Energy Recycling”, *Tese de Doutorado, Escola Técnica Superior d’Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona*, Jul. 2009.
- [5] W. C. Brown. “The history of power transmission by radio waves”, *IEEE Trans. MTT*, 32(9):1230-1242, 1984.
- [6] I. RFID Journal, "The History of RFID Technology," New York: RFID Journal, Inc. Updated: 2005. Disponível em: <http://www.rfidjournal.com/article/view/1338/1> [Acessado em 06 de Novembro 2017].
- [7] Y. W. Siang, “Wireless Power Transmission (WPT) Application at 2.4 GHz in Common Network”, *Thesis of Doctor, School of Electrical and Computer Engineering – College of Science, Engineering and Health, RMIT University*, Mar. 2010.
- [8] I. RFID Journal, "The Basics of RFID Technology," New York: RFID Journal, Inc. Updated: 2005. Disponível em: <http://www.rfidjournal.com/article/view/1337> [Acessado em 06 de Novembro 2017].
- [9] P. E. Glaser. "Power from the sun", *Science*. (162):857{886, 1968.
- [10] J. Choi e C.Seo, “High Efficiency Wireless Energy Transmission Using Magnetic Resonance Based on Metamaterial With Relative Permeability equal to -1”, *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 106, 33-47. 2010.
- [11] D. R. Smith, V. R. Gowda, O. Yurduseven, S. Larouche, G. Lipworth, Y. Urzhumov e M. S. Reynolds, “An analysis of beamed wireless power transfer in the Fresnel zone using a dynamic, metasurface aperture”, *Journal of Applied Physics* 121, 014901. 2017.
- [12] N. Akter, B. Hossain, H. Kabir, A. H. Bhuiyan, M. Yeasmin e S. Sultana, “Design and Performance Analysis of 10-Stage Voltage Doublers RF Energy Harvesting Circuit for Wireless Sensor Network”, *Journal of Communications Engineering and Networks.*, Vol. 2 Iss. pp. 84–91, Abr. 2014.
- [13] A. Mabrouki e M. Latrach, “High Efficiency Low Power Rectifier Design using Zero Bias Schottky Diodes,” *IEEE Faible Tension Faible Consommation (FTFC)*, 2014.

- [14] X. Wu, J. Wang, M. Liu e H. Liu, “A High Efficiency Rectifier for Ambient RF Energy Harvesting at 940 MHz,” *IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2016.
- [15] U. Olgun, C. Chen, and J. Volakis, “Wireless power harvesting with planar rectennas for 2.45 GHz RFIDs,” in *Proc. 2010 URSI Int. Symp. Electromagnetic Theory*, 2010, pp. 329–331.
- [16] U. Olgun, C. Chen, and J. Volakis, “Investigation of rectenna array configurations for enhanced RF power harvesting,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 262–265, Apr. 2011.
- [17] C. R. Valenta e G. D. Durgin, “Harvesting Wireless Power,” *IEEE Microwave Magazine.*, pp. 108–120, Jun. 2014.
- [18] Hewlett Packard – HP, “Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes”, *Technical Data*.
- [19] D. H. Chuc e B. G. Duong, “Investigation of rectifier circuit configurations for microwave power transmission system operating at S Band,” *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 5, pp. 967-974, Out. 2015.
- [20] R. L. R. da Silva, S. T. M. Trindade, T. C. Fonseca, C. Vollaie, “Otimização Multiobjetivo Usando Algoritmo Genético de Retificadores Não Lineares com Baixíssima Potência de Entrada”, *XXXVII Iberian Latin American Congress on Computational Methods in Engineering*, Nov. 2016.
- [21] J. H. Holland, “Adaptation in natural and artificial systems,” *Ann Arbor University of Michigan Press*, 1975.
- [22] S. L. Lopes, “Algoritmos Genéticos em Projetos de Engenharia: aplicações e perspectivas futuras,” *4º Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente*, 1999.
- [23] J.M. Heinola, K.P. Lähti, P. Silventoinen, J.P. Ström e M. Kettunen, “A New Method to Measure Dielectric Constant and Dissipation Factor of Printed Circuit Board Laminate Material in Function of Temperature and Frequency”, *9th Int’l Symposium on Advanced Packaging Materials*. 2004.
- [24] CTB, “Fator de perda ou fator de dissipação, <http://ctborracha.com/?page_id=1615> Acessado em 20 de Outubro de 2017.
- [25] K. P. Lähti, J. M. Heinola, M. Kettunen, J. P. Ström and P. Silventoinen, “A Review of Microstrip T-resonator Method in Determination of Dielectric Properties of Printed Circuit Board Materials”, *Instrumentations and Measurement Technology Conference*. Ottawa, Canada. Maio 2005.
- [26] C.A. Balanis, “Antennas Theory: Analysis Design,” *John Wiley & Sons, Inc.* Terceira Edição; 2005.

- [27] Rogers Corporation, “Width and Effective Dielectric Constant Data for Design of Microstrip Transmission Lines on Various Thicknesses, Types and Claddings of TMM® Microwave Laminates” *Publicação #92-333*, 2015.
- [28] M. V. Schneider, “Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits,” *BSTJ* 48 No. 5, Maio-Junho 1969.
- [29] S. P. Morgan, “Effect of Surface Roughness on Eddy Current Losses at Microwave Frequencies,” *Journ. Appl. Phys.* Vol. 20, Abril 1949.
- [30] E. Belohoubek and E. Denlinger, “Loss Considerations for Microstrip Resonators,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-23, pp.522-526, Junho 1975.
- [31] E. Denlinger, “Losses of Microstrip Lines,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, No. 6, pp. 513-522. Junho 1980.
- [32] Agilent Technologies, “Agilent Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements”. Jul. 2006.
- [33] Copper Mountain Technologies, “Fabricating and Using a PCB-based TRL Pattern with a CMT VNA”, Jul. 2016.
- [34] Rogers Corporation, “RT/Duroid® 5870/5880 High Frequency Laminates”, *Technical Data*.
- [35] H. Siahkamari, E. Heidarinezhad, E. Zarayeneh, S.A. Malakooti, S.M.H. Mousavi e P. Siahkamari, “Design of compact microstrip low-pass filter with analytical sharpness of transition band” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 8(7), 1017-1022. 2016.
- [36] J. Hong e M.J. Lancaster, “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications”, *Copyright*© 2001 por John Wiley & Sons, Inc.
- [37] G.L.F. Brandão, “Sistema para reaproveitamento de energia eletromagnética utilizando rectennas”, *Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais- CEFET-MG*. 2017.