PPGEL - Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Associação Ampla entre Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais e Universidade Federal de São João del-Rei

William Araújo Oliveira

Desenvolvimento de um Sistema Rectenna para Alimentação de Sensores Sem Fio

Belo Horizonte
2023

William Araújo Oliveira

DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA RECTENNA PARA ALIMENTAÇÃO DE SENSORES SEM FIO

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

Orientadora
Profa. Dra. Úrsula do Carmo Resende

Coorientador
Prof. Dr. Túlio Charles de Oliveira Carvalho

Belo Horizonte
2023

Oliveira, William Araújo
O48d Desenvolvimento de um sistema rectenna para alimentação de sensores sem fio / William Araújo Oliveira. – 2023.
167 f.: il., gráfs, tabs., fotos.

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica em associação ampla entre a UFSJ e o CEFET-MG.
Orientadora: Úrsula do Carmo Resende.
Coorientador: Túlio Charles de Oliveira Carvalho.
Banca examinadora: Úrsula do Carmo Resende, Túlio Charles de Oliveira Carvalho, Gláucio Lopes Ramos, Ricardo Luiz da Silva Adriano e Ulysses Roberto Chaves Vitor.
Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais.

1. Eletromagnetismo – Teses. 2. Energia – Armazenamento – Teses. 3. Energia – Consumo – Teses. 4. Antenas (Eletrônica) – Teses. I. Resende, Úrsula do Carmo. II. Carvalho, Túlio Charles de Oliveira. III. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. IV. Universidade Federal de São João del-Rei. V. Título.

CDD 621.3192

Elaboração da ficha catalográfica pela bibliotecária Jane Marangon Duarte, CRB 6º 1592 / Cefet/MG

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL REI
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

William Araújo Oliveira

"Desenvolvimento de um Sistema Rectenna para Alimentação de Sensores Sem Fio."

Dissertação nº308 apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – Associação Ampla entre a Universidade Federal de São João Del-Rei e o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais em 13 de Novembro de 2023 como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada pela Banca Examinadora constituída pelos professores:

_____
Profª. Drª. Úrsula do Carmo Resende – CEFET-MG (Orientadora)
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

_____
Prof. Dr. Túlio Charles de Oliveira Carvalho (Coorientador)
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

_____
Prof. Dr. Gláucio Lopes Ramos
Universidade Federal de São João Del Rei

_____
Prof. Dr. Ricardo Luiz da Silva Adriano
Universidade Federal de Minas Gerais

_____
Prof. Dr. Ulysses Roberto Chaves Vitor
Universidade Federal de Juiz de Fora

Dedico este trabalho aos meus pais Climério e Neuza que anos antes pavimentaram o caminho trilhado por mim até esta realização.

"Procedimento não substitui raciocínio".
William A. Oliveira

Agradecimentos

A Deus por me guiar e me ajudar nas dificuldades, e me conceder saúde para chegar ao final.

A minha esposa por me apoiar durante a jornada.

A professora Úrsula por sua paciência e orientação, sem a qual não seria possível concluir este trabalho.

Ao professor Túlio pelas correções de rota nos momentos oportunos.

Ao professor Eduardo Nunes pelas valiosas dicas para otimização de placas de circuito impresso.

Ao servidor Márcio Santos pelo apoio constante durante a realização das atividades de laboratório.

Ao CEFET-MG pela estrutura e suporte durante a realização deste trabalho.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do CEFET-MG pela competência e paciência.

Resumo

Nos dias atuais o interesse da comunidade científica pela transmissão de energia sem fio por meio de rectennas apresenta um aumento significativo devido ao desenvolvimento de novas tecnologias, inclusive as novas demandas de energia para dispositivos empregados na internet das coisas. Entretanto, os limites seguros de potência da fonte de RF e a baixa densidade de energia limitam a aplicação das rectennas. A sensibilidade da rectenna para uma dada densidade de potência pode ser melhorada através da adoção de várias estratégias técnicas, entre essas destacam-se a elevação do ganho, a otimização da eficiência de radiação e total das antenas. A contribuição deste trabalho é o desenvolvimento de um sistema rectenna, para alimentação de um sensor sem fio, com antenas impressas de alto ganho e eficiência total elevada. São utilizados os substratos FR-4 e RT/Duroid 5880 em geometrias diversas na construção de antenas e retificadores a fim de obter o melhor desempenho. Utiliza-se o CST® para simular e otimizar os parâmetros das antenas, e o ADS® para desenvolver os retificadores. A topologia dobrador de tensão é adotada para o retificador a fim de obter níveis de tensão adequados à necessidade da carga. As amostras projetadas são otimizadas para obter valores de S11 abaixo de -10dB nas frequências de interesse. As antenas e retificadores construídos apresentaram resultados próximos aos obtidos nas simulações. O sistema rectenna foi validado através da medição de corrente e tensão entregue para a carga com a rectenna em distâncias variadas da antena transmissora conectada à fonte de RF. Ocorreram pequenas variações na saída da rectenna para cargas com impedância maior que 1 kΩ, mas para cargas com impedâncias entre 10 Ω e 240 Ω os níveis de tensão foram reduzidos a valores muito baixos comprometendo tanto o desempenho da rectenna quanto o funcionamento adequado da carga. Então, foi desenvolvido um estágio *buffer* na saída CC da rectenna para melhorar a capacidade de alimentar cargas com impedâncias menores. A eficiência da conversão da rectenna projetada em uma carga de 820 Ω foi medida e encontra-se compatível com outros resultados disponíveis na literatura. Além disso, experimentos realizados com conversores *boost* mostram uma melhora da capacidade de fornecimento de energia em corrente contínua para o módulo sensor sem fio proposto.

Palavras-chave: Eletromagnetismo, Energia, Rectenna.

Abstract

Nowadays, the interest of the scientific community in wireless energy transmission through rectennas has shown a significant increase due to the development of new technologies, including new energy demands for devices used in the internet of things. However, the safe power limits of the RF source and the low energy density limits the application of rectennas. The sensitivity of the rectenna for a given power density can be improved through the adoption of several technical strategies, among which the increase in gain and the optimization of the radiation and total efficiency of the antennas stand out. The contribution of this work is the development of a rectenna system, for feeding a wireless sensor, with printed antennas of high gain and high total efficiency. FR-4 and RT/Duroid 5880 substrates are used in different geometries in the construction of antennas and rectifiers in order to obtain the best performance. CST® is used to simulate and optimize the antenna parameters, and ADS® is used to develop the rectifiers. The voltage doubler topology is adopted for the rectifier in order to obtain voltage levels appropriate to the load's needs. The designed samples are optimized to obtain S11 values below -10dB at the frequencies of interest. The constructed antennas and rectifiers presented results close to those obtained in the simulations. The rectenna system was validated by measuring the current and voltage delivered to the load with the rectenna at varying distances from the transmitting antenna connected to the RF source. There were small variations in the rectenna output for loads with impedance greater than 1 kΩ, but for loads with impedances between 10 Ω and 240 Ω the voltage levels were reduced to very low values, compromising both the rectenna performance regarding the proper functioning of the load. Therefore, a *buffer* stage was developed at the rectenna's DC output to improve the ability to supply loads with lower impedances. The conversion efficiency of the designed rectenna at a load of 820 Ω was measured and is compatible with other results available in the literature. Furthermore, experiments carried out with *boost* converters show an improvement in the direct current power supply capacity for the proposed wireless sensor module.

Keywords: Electromagnetism, Energy, Rectenna.

Lista de Símbolos

D Diretividade.

δ Ângulo de perdas.

η_{rad} Eficiência de radiação.

η_{rec} Eficiência de retificação.

η_{tot} Eficiência total.

λ Comprimento de onda.

ε_r Permissividade elétrica relativa.

f Frequência.

$\mathbf{G}_{IEEE}$ Ganho IEEE.

$\mathbf{G}_{rlz}$ Ganho realizado.

$\mathbf{S}_{11}$ Coeficiente de Reflexão.

Z Impedância.

Lista de Abreviaturas e Siglas

ADS® *Advanced Design System.*

ANATEL Agência Nacional de Telecomunicações.

AR Analisador de Rede - modelo E5071C da Agilent®.

BJT *Bipolar Junction Transistor.*

CA Corrente Alternada.

CAD Conversão Analógico-Digital.

CC Corrente Contínua.

CI Circuito Integrado.

CMA−ES *Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy.*

CST® *Computer Simulation Technology.*

DC *Direct Current.*

DOE *Department of Energy.*

FR-4 Substrato *Flame Resistant 4*.

GSA Gerador de Sinal Analógico - modelo 5181A da Agilent®.

GSM900 *Global System for Mobile Communications.*

HB *Harmonic Balance.*

HCP Huygens circularmente polarizada.

I2C *Inter-Integrated Circuit.*

IDE *Integrated Development Environment.*

IEEE *Institute of Electrical and Electronic Engineers.*

IOT *Internet of Things.*

JFET *Junction Field Efect Transistor.*

LB Largura de Banda.

LEA Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado do CEFET/MG.

LoRa *Long Range*.

LTSPICE *Software* LTspice XVII.

MAX6612 Sensor analógico de temperatura.

MPLABX *Software* para Desenvolvimento de Projetos com Microcontroladores PIC.

MSSF Módulo Sensor Sem Fio.

NASA *National Aeronautics and Space Administration*.

PCI Placa de Circuito Impresso.

PICKIT3 Placa de Gravação de Microcontroladores PIC.

PSO *Particle Swarm Optimization*.

RAMP *Raytheon Airborne Microwave Platform*.

RF Radiofrequência.

RT/duroid 5880 Substrato *Rogers RT/duroid 5880*.

SES Satélite de Energia Solar.

SHTC3 Sensor de temperatura e umidade.

SMA *SubMiniature version A*.

SMD *Superficial Mounting Device*.

SPI *Serial Peripheral Interface*.

SSSF Sistema Sensor Sem Fio.

STLM20 Sensor analógico de temperatura.

TESF Transmissão de Energia Sem Fio.

UHF *Ultra High Frequency*.

VSWR *Voltage Standing Wave Ratio*.

Wi-Fi *Wireless Fidelity*.

Lista de Figuras

2.1 Diagrama de sensor sem fio num cenário de IOT. [TAKACS; OKBA; AUBERT, 2018] . . . 27
2.2 Diagrama de blocos de uma rectenna. Figura do autor. . . . 29
2.3 Antena Yagi-Uda plana com padrão configurável. [ZHANG et al., 2018] . . 31
2.4 Modelo de antena Yagi-Uda e retificador paralelo construídos na parte superior e inferior de um mesmo substrato. [EGASHIRA; NISHIYAMA; TOYODA, 2021] . . . 31
2.5 Antena Vivaldi. [BALANIS, 2016] . . . 33
2.6 Topologias de retificadores: (a)Série, (b) Paralela . . . 34
2.7 Retificador dobrador de tensão. . . . 35
2.8 Retificador dobrador de tensão tipo Latour. [MABROUKI; LATRACH; LORRAIN, 2014] . . . 35
2.9 Retificador Greinacher. . . . 36

3.1 Sistema Rectenna. . . . 47
3.2 SSSF com supercapacitor entre a saída do retificador e a entrada do conversor *boost*. . . . 47
3.3 SSSF com supercapacitor vinculado ao conversor *boost*. . . . 48
3.4 Diagramas de blocos dos arranjos do MSSF investigados. . . . 49
3.5 Conversor *boost* utilizando transistor de junção bipolar e indutor. . . . 50
3.6 Valores simulados de tensão na entrada e na saída do conversor *boost* com *BJT* conforme variação da carga na saída. . . . 51
3.7 Valores simulados de tensão na entrada e na saída do conversor *boost* com *BJT* conforme variação da carga na saída. . . . 52
3.8 Circuito para simulação do conversor *boost* baseado no LTC3108 . . . 53
3.9 Valores simulados de tensão de entrada e de saída do conversor *boost* com LTC3108. . . . 54
3.10 Valores simulados de tensão de entrada e de saída do conversor *boost* com LTC3108. . . . 55
3.11 Esquemático da PCI de controle com portas para conexão de sensores, transceptor e gravação do PIC16LF15325. . . . 57
3.12 Geometria usada para simular antenas do tipo *patch* retangular. . . . 61
3.13 Geometria utilizada para simular o dipolo de meia onda. . . . 62
3.14 G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra Dipolo 4. . . . 63
3.15 G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra *Patch* 3. . . . 64
3.16 G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra Dipolo R2. . . . 67
3.17 G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra *Patch* R1. . . . 68
3.18 Geometria da antena Vivaldi usada para simulação e otimização. . . . 69

3.19 G_{rlz} simulado da amostra Vivaldi 1. 72
3.20 G_{rlz} simulado da amostra Vivaldi 1. 73
3.21 G_{rlz} em 2604 MHz, e S_{11} simulados da amostra Vivaldi 1. 74
3.22 G_{rlz} simulado da amostra Vivaldi 4. 75
3.23 G_{rlz} em 2,45 GHz, e S_{11} simulados da amostra Vivaldi 4. 76
3.24 G_{rlz} simulado da amostra Vivaldi 11. 77
3.25 G_{rlz} em 2,45 GHz e S_{11} simulados da amostra Vivaldi 11. 78
3.26 G_{rlz} simulado da amostra Vivaldi 14. 79
3.27 G_{rlz} em 2,45 GHz e S_{11} simulados da amostra Vivaldi 14. 80
3.28 S_{11} simulado da amostra Vivaldi 15. 81
3.29 G_{rlz} simulado da amostra Vivaldi 15. 82
3.30 Geometria da antena Vivaldi utilizando duas fendas de contorno exponencial. 84
3.31 Geometria da antena Yagi-Uda usada para simulação e otimização. 86
3.32 G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra Yagi 1. 88
3.33 G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra Yagi 16. 89
3.34 G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra Yagi R5. 93
3.35 Esquemático do retificador dobrador de tensão. 95
3.37 Relação potência de saída e de entrada para o modelo do diodo SMS7630. . 96
3.38 Diagrama esquemático do retificador para 915 MHz. 97
3.39 S_{11} do retificador para 915 MHz. 98
3.40 Retificador para 915 MHz usando o *Harmonic Balance* no ADS com o modelo do diodo SMS7630. 98
3.41 Relação entre potência de saída e de entrada 99
3.42 Relação entre tensão de saída e potência de entrada. 99
3.43 Retificador para a frequência de 2,45 GHz simulado com substrato FR-4. . 100
3.44 S_{11} do Retificador para a frequência de 2,45 GHz simulado com substrato FR-4. 100
3.45 Relação entre potência de saída e de entrada 101
3.46 Relação entre tensão de saída e potência de entrada. 101
3.47 Retificador para operar em 915 MHz e 2,45 GHz. 102
3.48 S_{11} do retificador de banda dupla simulado no ADS com substrato FR-4. . 103
3.49 Implementação de estágio *buffer* na saída do retificador. 103
3.50 Tensão de saída do retificador e do estágio *buffer*. 104
3.51 Tensão de saída do retificador sem o estágio *buffer*. 104
3.52 Retificador com *buffer* para rectenna com antena Vivaldi. 105
3.53 S_{11} simulado do retificador com buffer otimizado para a rectenna Vivaldi. . 106
3.54 Retificador com *buffer* para rectenna com antena Yagi. 107
3.55 S_{11} simulado do retificador com buffer otimizado para a rectenna Yagi-Uda. 107
3.56 Eficiência simulada do retificador com buffer otimizado para a rectenna Yagi-Uda. 108

4.1 Antena Dipolo R2: (a) Frente do dipolo com plano de terra e (b) Costas do dipolo. 111
4.2 S_{11} simulado e medido da antena Dipolo R2. 112
4.3 Antenas *patch* retangular: (a) *Patch* 3 no FR-4 e (b) *Patch* R1 no RT/duroid 5880. 113
4.4 S_{11} simulado e medido da antena *Patch* 3 113
4.5 S_{11} simulado e medido da antena *Patch* R1. 114

4.6 S_{11} simulado e medido das antenas Vivaldi no substrato FR-4. 116
4.7 S_{11} simulado e medido das antenas Vivaldi no substrato FR-4. 117
4.8 Antena Vivaldi com dupla fenda no RT/duroid 5880: (a) Face com plano de terra e fenda de contorno exponecial e (b) Elemento radiante com plano de terra e fenda de contorno exponecial. 119
4.9 Antena Vivaldi R2: S_{11} simulado e medido. 119
4.10 Antena Yagi 1: (a) Frente e (b) Costas. 120
4.11 Antena Yagi 1: S_{11} simulado e medido. 121
4.12 Antena Yagi 8: (a) Frente e (b) Costas. 121
4.13 Antena Yagi 8 (1): S_{11} simulado e medido. 122
4.14 Antena Yagi 8 (2): S_{11} simulado e medido. 122
4.15 Antena Yagi 16: (a) Frente e (b) Costas. 123
4.16 Antena Yagi 16: S_{11} simulado e medido. 124
4.17 Antena Yagi-Uda R5: (a) Frente e (b) Costas. 125
4.18 Antena Yagi R5: S_{11} simulado e medido. 125
4.19 Rectena baseada na antena Vivaldi: (a) Elemento radiante com o retificador e (b) Plano de terra com fenda de contorno exponencial. 127
4.20 S_{11} medido na rectenna e simulado da Vivaldi 11 e do retificador otimizado para a rectenna. 127
4.21 Medição de tensão e corrente na carga da rectenna com *buffer* na saída a uma distância de 55 cm entre a antena transmissora e a rectena. 128
4.22 Tensão na carga resistiva conectada na saída da rectenna Vivaldi. 129
4.23 Potência entregue para a carga resistiva conectada na saída da rectenna Vivaldi. 129
4.24 Rectena baseada na antena Yagi-Uda plana com retificador com *buffer* integrado no FR-4: (a) Frente e (b) Costas. 131
4.25 S_{11} medido na rectenna e simulado da Yagi 1 e do retificador otimizado para a rectenna. 131
4.26 Retificador dual projetado para 915 MHz e 2,45 GHz no FR-4: (a) Imagem e (b) S_{11} medido. 133
4.27 Retificador dobrador de tensão com diodo Schottky SMS7630. 134
4.28 S_{11} simulado e medido de retificadores fabricados no substrato FR-4. . . . 134
4.29 Retificador com *buffer* no substrato FR-4. 135
4.30 Resultados de simulação e medição do S_{11} do retificador com *buffer* e *shield* 135
4.31 Conversor *boost* construído usando o CI BQ25504. 136
4.32 CJMCU: Conversor *boost* comercial baseado no CI BQ25504. 137
4.33 Sensores de baixo e ultra baixo consumo de potência. 138
4.34 Teste da PCI de controle, sensor e transceptor usando uma fonte de alimentação de computador. 138
4.35 Conjunto PCI de controle, sensor e transceptor alimentado pelo conversor *boost* com supercapacitor carregado. 140
4.36 MSSF alimentado por rectenna Vivaldi. 140
4.37 Tensão na entrada do conversor *boost* conectado na saída da rectenna Vivaldi 11. 141
4.38 Tensão de saída do conversor *boost* alimentando o MSSF conforme descarga do supercapacitor e intervalo de envio de dados de 30 segundos. 142
4.39 Corrente consumida pelo MSSF com fonte de RF desligada e intervalo de envio de dados de 30 segundos. 143

4.40 Tensão de alimentação do MSSF com a fonte de RF desligada e intervalo de envio de dados de 60 segundos, com função *sleep* no PIC. 143
4.41 Corrente consumida pelo MSSF com fonte de RF desligada e intervalo de envio de dados de 60 segundos, com função *sleep* no PIC. 144
4.42 Tela do *Thingspeak* com 40 amostras dos dados de temperatura de sensores STLM20 e MAX6612. 144
4.43 Tela do *Thingspeak* com 600 amostras dos dados de temperatura de sensores STLM20 e MAX6612. 145

C.1 Sensor de temperatura MAX6612 160
C.2 Sensor de temperatura STLM20DD9F 161
C.3 Sensor de temperatura e umidade SHTC3 161

A.1 Conversor *boost* baseado no BQ25504. 163
A.2 Curvas características do conversor *boost* baseado no BQ25504. 164
A.3 Curvas características do conversor *boost* baseado no BQ25504. 165

B.1 Diagrama de pinos do ESP8266 *node* MCU. 166
B.2 Diagrama de conexão entre o nRF24L01 e o ESP8266 *node* MCU. 167

Lista de Tabelas

2.1 Substratos para fabricação de placas de circuitos impressos. Adaptado de [MICROPRESS - CIRCUITOS IMPRESSOS, 2022] 38

3.1 Características dos sensores adotados. 58
3.2 Resumo dos parâmetros simulados das antenas dipolo de meia onda e patch retangular no substrato FR-4 62
3.3 Dimensões em milímetros das antenas dipolo de meia onda no substrato FR-4 65
3.4 Dimensões em milímetros das antenas *patch* retangular no substrato FR-4 . 65
3.5 Resumo dos parâmetros simulados das antenas dipolo e *patch* no substrato RT/Duroid 5880 66
3.6 Dimensões em milímetros das antenas do tipo dipolo de meia onda simuladas no substrato RT/Duroid 5880 66
3.7 Dimensões em milímetros das antenas do tipo *patch* retangular simuladas no substrato RT/Duroid 5880 66
3.8 Resumo dos parâmetros simulados das antenas Vivaldi no substrato FR-4 . 70
3.9 Dimensões em milímetros de antenas Vivaldi no substrato FR-4 71
3.10 Dimensões em milímetros de antenas Vivaldi no substrato RT/Duroid 5880 83
3.11 Resumo dos resultados de simulação das antenas Vivaldi no substrato RT/duroid 5880 83
3.12 Resultados de simulação de S_{11} e η_{tot} das antenas Vivaldi em substrato Isola FR-408 84
3.13 Dimensões em milímetros de antenas Vivaldi simuladas no substrato Isola FR-408 84
3.14 Dimensões em milímetros da antena Vivaldi simulada no substrato Alumina 99,5 85
3.15 Resumo dos parâmetros simulados da antena Vivaldi no substrato Alumina 99,5 % 85
3.16 Resumo dos parâmetros simulados das antenas Yagi-Uda no substrato FR-4 87
3.17 Dimensões em milímetros das antenas Yagi-Uda no substrato FR-4 90
3.18 Resumo dos parâmetros simulados das antenas Yagi-Uda no substrato RT/duroid 5880 91
3.19 Dimensões em milímetros das antenas Yagi-Uda no substrato RT/Duroid 5880 91

4.1 Medição indireta de ganho realizado das antenas Vivaldi construídas com FR-4 118
4.2 Medição indireta de ganho realizado das antenas Yagi-Uda construídas com FR-4 124

4.3 Medição de corrente consumida 139

C.1 Previsão de consumo da PCI de controle, sensor STLM20 e transceptor . . 159
C.2 Previsão de consumo da PCI de controle, sensor MAX6612 e transceptor . 160
C.3 Parâmetros nominais do módulo nRF24L01 162

Sumário

1 Introdução **18**
1.1 Objetivos . . . 20
1.2 Metodologia . . . 21
1.3 Organização do Trabalho . . . 22

2 Revisão Bibliográfica **24**
2.1 Histórico das Rectennas . . . 24
2.2 Aplicações de rectennas . . . 26
2.3 Funcionamento de uma rectenna . . . 28
2.4 Antenas utilizadas em rectennas . . . 29
2.4.1 Antenas de microfita . . . 30
2.5 Retificadores usados em rectennas . . . 33
2.6 Materiais usados na fabricação de rectennas . . . 37
2.7 Técnicas para melhoria de rectennas . . . 40
2.8 Supercapacitores . . . 43
2.9 Considerações finais . . . 45

3 Projeto do Sistema Sensor Sem Fio **46**
3.1 Metodologia de projeto . . . 46
3.2 Escolha e modelagem da carga . . . 48
3.2.1 Conversor *Boost* . . . 49
3.2.2 Supercapacitor . . . 56
3.2.3 Microcontrolador . . . 56
3.2.4 Sensores . . . 57
3.2.5 Transceptor . . . 58
3.3 Antena transmissora . . . 59
3.4 Antenas *patch* retangular e dipolo . . . 61
3.4.1 Antenas dipolo e *patch* retangular no FR-4 . . . 61
3.4.2 Antenas dipolo e *patch* retangular no RT/5880 . . . 65
3.5 Antenas Vivaldi . . . 69
3.5.1 Antena Vivaldi no FR-4 . . . 70
3.5.2 Antena Vivaldi no RT/5880 . . . 83
3.5.3 Antena Vivaldi no Isola FR-408 . . . 84
3.5.4 Antena Vivaldi no Alumina 99,5 % . . . 85
3.6 Antenas Yagi-Uda . . . 85
3.6.1 Antenas Yagi-Uda no FR-4 . . . 86
3.6.2 Antena Yagi-Uda no RT/duroid 5880 . . . 90

3.7 Projeto da rectenna . . . 94
3.7.1 Retificador . . . 94
3.7.2 Rectenna . . . 105
3.8 Considerações finais . . . 108

4 Análise dos Resultados **110**
4.1 Antena transmissora . . . 111
4.1.1 Antena dipolo de meia onda . . . 111
4.1.2 Antena *patch* retangular . . . 113
4.1.3 Antena Vivaldi . . . 115
4.1.4 Antena Yagi-Uda . . . 120
4.2 Módulo Sensor Sem Fio . . . 126
4.2.1 Rectennas . . . 126
4.2.2 Conversor *boost* . . . 136
4.2.3 PCI de controle . . . 137
4.3 Sistema Sensor Sem Fio . . . 140
4.4 Considerações finais . . . 145

5 Conclusões **147**
5.1 Trabalhos futuros . . . 150

Referências Bibliográficas **151**

Apêndices

A Antena Yagi-Uda **155**

B Potência recebida pela equação de Friis **157**

C PCI de controle, sensores e transceptor **159**
C.1 Diagramas dos Sensores . . . 160
C.2 Transceptor nRF24L01 . . . 162

A Anexos **163**
A.1 Características de conversores boost BQ25504 e LTC3108 . . . 163
A.1.1 Características típicas do conversor boost BQ25504 . . . 163
A.1.2 Características típicas do conversor boost LTC3108 . . . 165

B ESP8266 *node* MCU *wifi* **166**

Anexos

1 Introdução

Nas últimas décadas a transmissão de energia por micro-ondas no espaço livre impactou o desenvolvimento de tecnologias de transmissão de energia sem fio, bem como o desenvolvimento de muitas aplicações que variam, por exemplo, do helicóptero experimental de Brown até as plataformas para altitudes elevadas na atmosfera do nosso planeta para satélites com transmissão da energia solar captada para a Terra [BROWN, 1984]. Na última década, a aplicação da tecnologia sem fio cresceu de forma muito significativa, gerando serviços melhores e inovando-os com redução de custos inclusive. Isso levou ao aumento do uso de antenas e do número de usuários dos sistemas de telecomunicações. Esses fatos contribuíram para conduzir muitos pesquisadores a buscar soluções para melhoria de antenas, inclusive o desenvolvimento de antenas consideradas inteligentes [ZHAI, 2017; CHRYSSOMALLIS, 2000].

Entre as aplicações de transmissão de energia por micro-ondas, destaca-se os sistemas de coleta de energia disponível no ambiente. Esses sistemas constituem-se de uma rectenna projetada para aproveitar a energia RF (Radiofrequência) do ambiente sem a necessidade de uma fonte específica, pode-se dizer que esse sistema pode ter múltiplas fontes de energia. Por outro lado, é possível realizar um sistema constituído de antena transmissora dedicada e rectenna para TESF (Transmissão de Energia Sem Fio). Uma facilidade para implementação de sistemas dedicados para TESF é a possibilidade de uso de modem ou outros dispositivos projetados para os serviços de telecomunicações atuais como fonte de sinal RF dedicada. A rectenna, então, receberá uma parcela da energia eletromagnética da fonte para alimentar cargas de baixo consumo. Como exemplo da transmissão de energia usando rectennas destaca-se o trabalho de [PIñUELA; MITCHESON; LUCYSZYN, 2013], que exploram a coleta de energia eletromagnética através de um estudo com metodologia para aproveitamento de energia RF do ambiente usando uma rectenna na parte externa das 270 estações de metrô da cidade de Londres, Reino Unido. São medidos os níveis de energia

provenientes de fontes de RF nas faixas de frequências DTV (470-610 MHz), GSM900 (*Global System for Mobile Communications*) (925-960 MHz), GSM1800 (1805-1880 MHz), 3G (2110-2170 MHz) e Wi-Fi (2400-2500 MHz). As medições mostram valor médio de densidade de potência disponível a partir dessas fontes em torno de 100 nW/cm^2.

Atualmente as aplicações de IOT (*Internet of Things*) requerem dispositivos de ultra baixo consumo de energia, por conseguinte a aplicação de rectennas para alimentação desses se mostra muito interessante. Nas aplicações de IOT, uma rede de dispositivos eletrônicos de baixo consumo opera de formas variadas, fornecendo ao usuário informações relevantes de algum processo qualquer, tais como temperatura, umidade, vibração entre outras. Assim, sensores, microcontroladores, e dispositivos de comunicação, concebidos e fabricados para utilização na IOT, são candidatos naturais para aplicação da rectenna. A troca de informações entre os dispositivos e o usuário ocorre com uso de rede Wi-Fi (*Wireless Fidelity*), LoRa (*Long Range*) ou outras disponíveis no mercado. Tais dispositivos precisam operar a partir de uma fonte elétrica, tal como baterias ou conectados diretamente na rede elétrica. Entretanto, alguns locais não permitem redes cabeadas, e as baterias, após um determinado período de uso requerem carregamento ou a substituição. Nesse cenário, a tecnologia rectenna se mostra muito promissora para a alimentação dessas cargas de maneira constante e contínua. No entanto, existem desafios técnicos e econômicos que a tecnologia da rectenna necessita transpor para se tornar uma fonte de energia elétrica viável comercialmente.

A operação segura da transmissão de energia sem fio tem como requisito a adequação dos valores de campo elétrico e magnético conforme os limites definidos por normas nacionais e internacionais. Entre essas destaca-se as regulamentações da ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) para exposição humana a campos elétricos, magnéticos e eletromagnéticos. O atendimento desses limites seguros aumenta a complexidade do projeto e as dificuldades relacionadas à previsibilidade operacional de todo o sistema. Destaca-se ainda que problemas relacionados às características elétricas dos materiais usados, operando em altas frequências, podem ocorrer devido às diferenças entre seus parâmetros fornecidos nos catálogos e os efetivamente obtidos durante a operação em uma rectenna. Muitas vezes os materiais, mais adequados para operar em elevadas frequências, são de difícil acesso no mercado local ou ainda necessitam de importação, além de possuírem custos elevados. Portanto, o desenvolvimento de uma rectenna requer

a otimização sucessiva do projeto em busca da máxima eficiência possível entre os seus diversos blocos operacionais.

A partir da observação das dificuldades existentes na aplicação da rectenna, verifica-se que a utilização de supercapacitores para armazenar a energia recebida por uma rectenna se torna uma escolha promissora, operando a partir da utilização da energia eletromagnética com baixa disponibilidade no local onde a rectenna é instalada. Assim, um valor de tensão limitado e uma baixa corrente elétrica circulando continuamente durante um período de tempo é capaz de carregar um supercapacitor ou ainda reduzir o seu descarregamento quando o sensor estiver em operação. Um desafio adicional neste caso é que a tensão de saída do sistema deve ser igual ao nível de alimentação do sensor e demais elementos, ou quando inferior a tensão de trabalho da carga torna-se necessário a utilização de um conversor CC (Corrente Contínua)-CC do tipo *boost* que aumenta o nível tensão e reduz o nível de corrente. Destaca-se que várias rectennas operando em conjunto podem multiplicar a capacidade de fornecimento de energia viabilizando, assim, um maior carregamento da bateria ou supercapacitor. Entretanto, com o aumento desse conjunto perde-se a compacidade.

1.1 Objetivos

Este trabalho tem por objetivo principal a proposição, construção e avaliação experimental de um sistema sem fio para alimentação de sensores com baixo consumo energético, inclusive armazenamento de energia em um supercapacitor eletroquímico de dupla camada. O sistema proposto inclui a antena transmissora assim como o módulo sensor constituído de uma rectenna, do próprio elemento sensor e dos circuitos eletrônicos de controle e transmissão dos dados de medição. O sistema proposto é chamado de SSSF (Sistema Sensor Sem Fio) e o módulo sensor de MSSF (Módulo Sensor Sem Fio). Para alcançar esse objetivo principal são definidos os seguintes objetivos específicos:

⇒ Realizar revisão bibliográfica acerca do estado da arte sobre a tecnologia rectenna;

⇒ Estudar microcontroladores e sensores de consumo ultra baixo, e aplicações de sensores sem fio;

⇒ Avaliar topologias de retificadores usados em rectennas;

⇒ Estudar circuitos conversores CC-CC tipo *boost*;

⇒ Simular retificadores e antenas utilizando *software* ADS® (*Advanced Design System*) e CST® (*Computer Simulation Technology*);

⇒ Otimizar antenas e retificadores para rectenna;

⇒ Avaliar antenas mais indicadas para execução de antena transmissora e rectenna;

⇒ Construir protótipos de retificadores e antenas;

⇒ Construir protótipos de rectennas e realizar de ensaios de parâmetros: S_{11}, ganho, tensão de saída, potência de saída e eficiência;

⇒ Investigar a operação da rectenna carregando um supercapacitor utilizando um conversor tipo boost;

⇒ Projetar e construir um MSSF com transmissão de dados por RF e integrar com o sistema rectenna para formar o SSSF;

⇒ Realizar testes de cada parte do MSSF projetado e do SSSF completo, e analisar os resultados obtidos em comparação com os resultados de simulação;

1.2 Metodologia

Este trabalho foi desenvolvido através de estudo e simulação de sensores microcontrolados, antenas impressas e retificadores com posterior construção de protótipos e realização de medição em bancada conforme as etapas descritas a seguir:

* Revisão bibliográfica acerca do estado da arte sobre a tecnologia rectenna e suas aplicações de engenharia;

* Investigação de microcontroladores e sensores de consumo ultra baixo;

* Estudo de aplicações de sensores sem fio;

* Escolha da carga e modelagem do comportamento da impedância desta carga;

* Estudo de antenas impressas para transmissão e recepção com elevado ganho e baixo coeficiente de reflexão;

* Avaliação de topologias de retificadores mais comuns para aplicação em uma rectenna;

* Investigação de circuitos conversores DC (*Direct Current*)-DC tipo *boost* em um sistema rectenna;

* Simulação de retificadores e antenas utilizando *software* ADS® e CST®;
* Simulação de antenas impressas para rectenna com elevado ganho e baixo coeficiente de reflexão;
* Otimização das antenas simuladas para melhorar os parâmetros ganho realizado e eficiência total das mesmas;
* Otimização utilizando o algoritmo genético no *software* ADS® para melhorar o parâmetro S_{11} do retificador simulado e posterior construção;
* Avaliação das antenas mais indicadas para execução da antena transmissora e da rectenna;
* Construção de protótipo da antena transmissora e da rectenna, com realização de ensaios em bancada dos parâmetros: S_{11}, ganho, tensão de saída, potência de saída;
* Investigação da operação da rectenna carregando um supercapacitor;
* Projeto e construção de sensor microcontrolado com transmissão de dados por RF, e realização de testes em bancada;
* Validação dos resultados.

1.3 Organização do Trabalho

Após uma apresentação sucinta do tema, dos objetivos e da metodologia adotada neste capítulo, inicia-se no Capítulo 2 a revisão bibliográfica de rectennas. No Capítulo 3 desenvolve-se o projeto do MSSF e SSSF com a modelagem da carga equivalente para verificação comportamental durante o fornecimento de energia pela rectenna. Após a modelagem da carga, o retificador é simulado e otimizado no *software* ADS®. Na sequência as antenas transmissoras e receptoras são simuladas e otimizadas no *software* CST®. Após a validação do retificador e do modelo de carga, são investigadas soluções para a elevar o nível da potência elétrica na saída da rectenna, e realiza-se testes de conversores CC-CC, tipo *boost*, para aumentar a tensão de saída para a carga. Em seguida são fabricados alguns protótipos de antenas e retificadores. O capítulo 4 apresenta uma análise dos resultados de medição de cada parte do sistema, bem como a comparação entre os resultados simulados e medidos de forma a confrontá-los com os disponíveis na literatura. São realizados também testes dos sensores microcontrolados com a transmissão dos dados de medição

por RF e inicia-se os testes das rectennas alimentando cargas equivalentes aos sensores e finalmente realiza-se ensaios do conjunto completo projetado durante o trabalho. O Capítulo 5 apresenta as conclusões do trabalho, considerações finais e propostas para trabalhos futuros. Finalmente, o passo a passo usado para calcular os elementos das antenas Yagi-Uda usadas no trabalho é descrito no Apêndice A, por sua vez, o Apêndice B apresenta a descrição da potência RF recebida de um transmissor por uma antena receptora de acordo com o modelo de solo de dois raios pela equação de Friis. Além disso, no Apêndice C são apresentados dados adicionais de especificações dos fabricantes dos componentes utilizados na construção da PCI (Placa de Circuito Impresso) de controle, dos sensores e um quadro resumo do transceptor. Enquanto nos Anexos é exibido um resumo de algumas características típicas dos conversores tipo *boost* testados, e também o diagrama de pinos do ESP8266 *node* MCU *wifi* usado para transmissão dos dados para o site thingspeak.

2 Revisão Bibliográfica

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica sobre rectennas, suas principais características, funcionamento e aplicações. Inicia-se com um histórico do tema entre os anos 50 e o início da década de 80. Em seguida descreve-se o funcionamento de uma rectenna, e na sequência apresenta-se algumas antenas muito utilizadas em rectennas. Descreve-se ainda os retificadores usados atualmente em rectennas, bem como os supercapacitores e os materiais usados na fabricação de antenas impressas. Também são descritas algumas técnicas usadas para melhoria de antenas e rectennas e por último apresenta-se algumas aplicações típicas de rectennas.

2.1 Histórico das Rectennas

O termo rectenna tem origem na contração de "rectifier antenna", ou seja é um dispositivo composto basicamente de uma antena e um estágio retificador que opera sem uma fonte interna de energia, podendo captar a energia de ondas eletromagnéticas e converter em eletricidade para alimentar cargas de baixo consumo em CC. O termo rectenna surgiu no início da década de 60 nos trabalhos de Brown [1984].

Apesar dos primeiros estudos sobre a transmissão de energia sem fio datarem do século 19, as tecnologias para tornar a transmissão de energia sem fio mais eficiente foram desenvolvidas a partir do final dos anos 1950. Desde então, demonstrações teóricas e experimentais mostraram que a energia pode ser transmitida por ondas eletromagnéticas com boa eficiência através de um guia de onda [GOUBAU; SCHWERING, 1961]. A partir de 1958 a *Raytheon Company*, o Centro de Desenvolvimento Aéreo da Força Aérea de Roma, a NASA e o *Jet Propulsion Laboratory* contratado pela NASA (*National Aeronautics and Space Administration*) fizeram investimentos na transmissão de energia por micro-ondas. Entretanto, a tecnologia de fabricação de componentes limitou a frequência usada no desenvolvimento da tecnologia de TESF, e a banda de 2,4-2,5 GHz ficou reservada para

aplicação de instrumentação, científica e médica até 1984.

A *Raytheon Company* em 1959 apoiou o estudo e a proposição do conceito do RAMP (*Raytheon Airborne Microwave Platform*) para o Departamento de Defesa Americano como uma solução para comunicação e problemas de vigilância. Assim, o conceito de transmissão de energia sem fio se espalhou amplamente. Mas na década de 50 não havia retificadores de micro-ondas satisfatórios, isso originou muitos estudos para melhorar esses retificadores, destacando a investigação do diodo semicondutor realizado na *Purdue University*. Na *Raytheon* foi desenvolvido um retificador de diodo termiônico usado na transmissão de energia de micro-ondas em laboratório, e também um refletor elipsoidal irradiado por uma corneta para focalizar o feixe de micro-ondas em uma corneta trapezoidal a uma distância de cerca de 6 metros, onde o sinal de micro-ondas era convertido em energia CC pelo retificador de diodo termiônico com espaçamento próximo. Este sistema foi demonstrado publicamente em maio de 1963, com recuperação de 100 W de potência CC na extremidade receptora, utilizados para alimentar um motor CC, dos 400 W de potência gerados pelo magnetron no transmissor. Naquele ano o RAMP experimental voou acima de 9,14 metros do solo, levando os retificadores de diodo termiônico e a antena corneta para captura de energia de micro-ondas. Entretanto, os arranjos de receptores usando cornetas são ruins para objetos voadores, pois essas são muito diretivas e sua eficiência de coleta é baixa. Além disso, o diodo termiônico possui confiabilidade e ciclo de vida baixos. Como na década de 60 não existia retificador de potência de micro-ondas de melhor qualidade, as primeiras rectennas usavam os diodos de baixa potência. A baixa capacidade de energia dos diodos limitava a produção de energia a valores insuficientes para o RAMP. A solução para aumentar a potência é a aplicação de uma rede de casamento de impedâncias e para a versão final do RAMP usa-se um arranjo de 4480 diodos IN82G com potência máxima de 270 W. Nesse período ocorre a primeira sessão organizada pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*) sobre transmissão de energia por micro-ondas como parte da Conferência IEEE sobre fontes de energia realizada em *Clearwater*, Flórida. E em outubro de 1964 foi realizado um voo com o RAMP por 10 horas em altitude de 15,24 metros, com cobertura da mídia. A partir de então, inicia-se a aplicação dos diodos de barreira *Schottky* (HPA 2900) promovendo uma melhoria significativa nas rectennas [BROWN, 1984].

O Dr. *Peter Glaser* da *Arthur D. Little Company* em 1968 apresenta o conceito de SES

(Satélite de Energia Solar) que impacta profundamente o desenvolvimento da tecnologia de transmissão de energia sem fio. Nesse conceito, a energia fotovoltaica é capturada em órbita geossíncrona, convertida em energia de micro-ondas, e então enviada para um arranjo de rectennas no nível do solo na Terra, onde é convertida em energia elétrica CC. Assim, em 1975 no Venus Site da JPL Goldstone Facility, durante um experimento transfere-se energia por um feixe de micro-ondas a uma distância de 1,609 km com uma saída CC de 30 kW. Entre 1976 e 1977 realiza-se um estudo de SES gerando várias melhorias elétricas e mecânicas importantes para a tecnologia rectenna. Uma dessas melhorias é a mudança do formato da rectenna de um sistema de três planos para dois. Este novo formato leva ao circuito gravado em filme fino para aplicações aeroespaciais das rectennas. Desde então a tecnologia de diodos avança permitindo operação mais eficiente em níveis de energia mais baixos, e a precisão das técnicas de medição da eficiência também são melhoradas. O programa SES do DOE (*Department of Energy*)/NASA termina em 1980 com a conclusão de inexistência de impedimento para a pesquisa e desenvolvimento desta opção de energia [BROWN, 1984]. No entanto, vale ressaltar que a transmissão de energia por micro-ondas exige limites seguros de potência eletromagnética para exposição humana, bem como para minimizar seus impactos no meio ambiente.

Na última década a aplicação de tecnologias sem fio cresceu significativamente, gerando serviços melhores, inovando-os e reduzindo custos. Isso levou ao aumento do uso de antenas e do número de usuários. Tais fatos impulsionam cada vez mais pesquisadores a buscar soluções tanto para melhorias na comunicação quanto na TESF. Entretanto, ao olhar mais atentamente para as soluções disponíveis percebe-se que há ainda hoje limitação tecnológica para alcançar uma transmissão de energia sem fio mais eficiente e viável comercialmente para aplicações gerais.

2.2 Aplicações de rectennas

Atualmente a aplicação de rectennas para alimentar sensores sem fio se torna cada vez mais atraente. Um diagrama geral para aplicação de sensores sem fio, alimentado por rectenna, num cenário de internet das coisas pode ser observado na Figura 2.1. As rectennas são encontradas também em aplicações biomédicas como implantes de sensores intracutâneos para monitoramento de parâmetros biológicos. Além disso, a informação sem fio simultânea e transferência de energia também se tornou uma aplicação atraente

para a tecnologia de comunicação sem fio, mas há a necessidade de garantir que não ocorra diminuição do fornecimento de energia com a transmissão de informação sem fio. Nesse contexto [JA'FFAR et al., 2019] apresentam um projeto de rectenna para faixa de frequência selecionável entre 1 GHz a 3 GHz. Nesse projeto elimina-se a rede de casamento de impedância, levando a minimização da estrutura da rectenna e redução do custo de fabricação. A alimentação é aplicada girando o patch retangular 60 graus no sentido anti-horário em relação a linha de transmissão, conhecida como alimentação fora do centro. Isso é usado para criar múltiplas frequências ressonantes para obter o casamento de impedâncias entre a antena e o retificador. Além disso, a distância variável dos pinos de curto são implementados com capacitor variável. Os resultados indicam melhora da antena na sintonização da frequência desejada de banda larga. Observa-se ainda que essa rectenna apresenta desempenho adequado para aplicação em rede de sensores sem fio sem baterias.

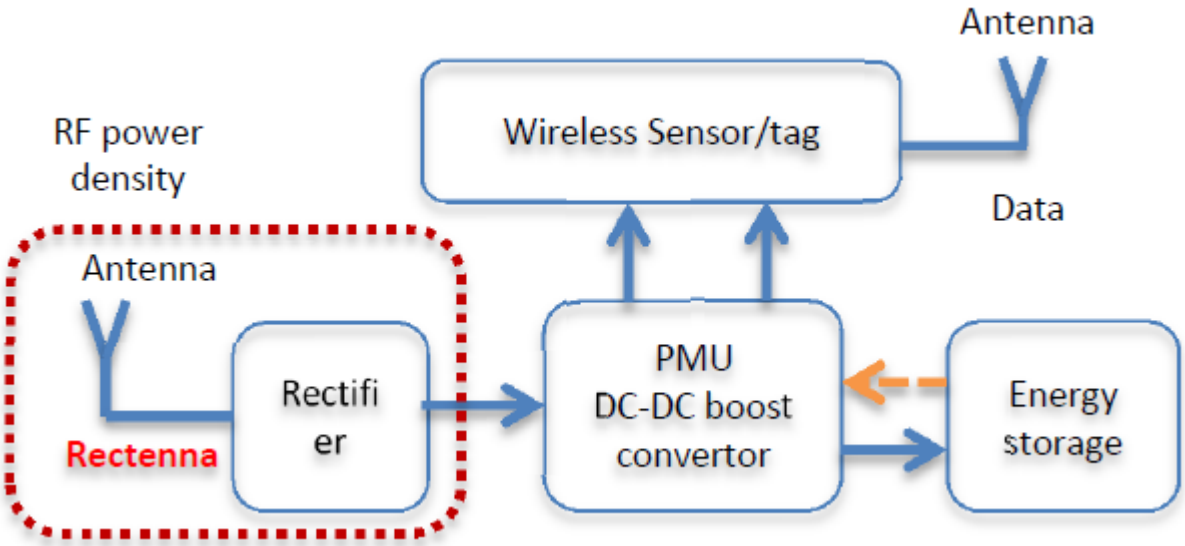


Figura 2.1: Diagrama de sensor sem fio num cenário de IOT. [TAKACS; OKBA; AUBERT, 2018]

[LIN; ZIOLKOWSKI, 2019], apresentam a primeira rectenna HCP (Huygens circularmente polarizada) eletricamente pequena e altamente eficiente para aplicações de transferência de energia sem fio. Essa rectenna é constituída de uma antena HCP eletricamente pequena e um circuito retificador eficiente. Essa antena consiste de quatro elementos parasitas ressonantes de campo próximo eletricamente pequenos: dois dipolos de machado egípcio e dois loops carregados capacitivamente. O retificador utilizado é de onda completa baseado

em diodos HSMS286C integrado com a antena HCP. A máxima eficiência de conversão de CA (Corrente Alternada)-CC é de 82%. [LIN; ZIOLKOWSKI, 2020] apresentam um sistema de sensor de IOT alimentado sem fio, utilizando uma rectenna Huygens eletricamente pequena, altamente compacta e planar. A rectenna baseia-se em duas estruturas eletricamente pequenas inspiradas em metamateriais, um dipolo de machado egípcio e um loop com carga capacitiva. Todo o sistema é construído em um único substrato e apresentou funcionamento satisfatório de um sensor de detecção de luz alimentado sem fio adicionando uma fotocélula ao retificador e uma carga resistiva de 3,6 kΩ.

As crescentes demandas de energia da IOT destacam a necessidade de soluções sem bateria para alimentar remotamente dispositivos generalizados. Ressalta-se que técnicas de fabricação de eletrônicos emergentes, como têxteis eletrônicos (e-têxteis) e manufatura aditiva, podem ser utilizadas para realizar componentes de RF de baixo custo. A rectenna proposta por [WAGIH, 2021] com impedância de 50 Ω, e eliminação da rede de casamento, mostra que as propriedades do material não impedem rectennas de alta eficiência. Essa rectenna é uma solução baseada em antena para transferência de energia e informação sem fio simultâneas, demonstrando alta eficiência e ausência de efeitos nas propriedades de radiação corporal. São otimizadas diferentes rectennas para eletrônicos vestíveis e flexíveis, alcançando eficiência superior a de rectennas de maior complexidade. Destaca-se que essa é a primeira implementação de uma rectenna de ondas milimétricas baseada em têxteis com alta eficiência baseada em um radiador compacto. Além disso, a rectenna coplanar e-têxtil fina e flexível é integrada com um supercapacitor têxtil, gerando uma maior eficiência.

2.3 Funcionamento de uma rectenna

A concepção de uma rectenna requer a definição de sua frequência de operação e da carga que será alimentada por ela. Após a onda eletromagnética ser recebida pela antena, ela é convertida para CC, através de um retificador, a fim de alimentar algum dispositivo real. No entanto, a retificação do sinal de alta frequência recebido não pode ser realizada com diodos comuns de silício, pois esses possuem resposta lenta. Uma solução bastante usada é a aplicação de diodos *Schottky*, que possuem boa resposta em frequências elevadas e tensão de barreira em níveis baixos. Além disso, é necessário realizar um casamento de impedâncias entre a antena e o retificador, mas isso não ocorre naturalmente. Então, utiliza-se um estágio intermediário para casar as suas impedâncias ou ainda projeta-se

uma antena com impedância igual a de entrada do retificador. Vale destacar que no descasamento de impedância ocorre reflexão da onda recebida, ou seja, a onda é re-radiada. E essa reflexão leva a uma diminuição da eficiência da rectenna. Finalmente, na saída da rectenna utiliza-se um filtro a fim de entregar uma tensão mais plana possível para a carga. A Figura 2.2 exibe um sistema típico da rectenna usando quatro estágios: antena receptora, casador de impedâncias, retificador e filtro CC na saída. No entanto, neste trabalho optou-se por realizar as rectennas sem o estágio casador de impedâncias para simplificar a fabricação.

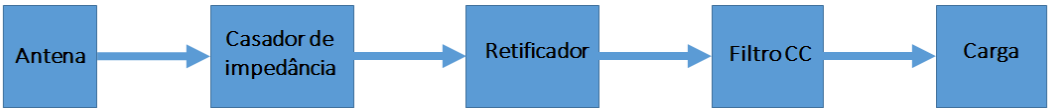


Figura 2.2: Diagrama de blocos de uma rectenna. Figura do autor.

Existem duas filosofias básicas para a operação do sistema rectenna. A primeira utiliza uma fonte de RF dedicada para a transmissão de energia sem fio, coletando também de outras fontes quaisquer disponíveis no ambiente que operem na mesma banda de frequência; e a segunda somente coletando a energia eletromagnética presente no ambiente provida por fontes de RF não dedicadas. Além disso, a segunda opera com níveis de potência menores que a primeira. Destaca-se ainda que os níveis de energia recuperados pelas rectennas de um modo geral são da ordem de μW, limitando sua aplicação comercial. Neste trabalho opta-se pela operação com fonte de RF dedicada a fim de obter níveis um pouco melhores de energia. A seguir descreve-se alguns tipos de antenas usadas para implementar rectennas.

2.4 Antenas utilizadas em rectennas

As rectennas podem ser implementadas usando vários tipos de antenas, e desde a década de 60 diversos tipos têm sido aplicados, mas atualmente os tipos mais utilizados são as antenas de microfita e as filamentares. Destaca-se que as rectennas baseadas em fontes de RF dedicadas para transmissão de energia para alimentar cargas imóveis requerem antenas mais diretivas, tais como cornetas, parabólicas, Yagi-Uda para entregar mais energia para a carga. Ressalta-se ainda que as antenas dipolo são bastante utilizadas para a coleta de energia RF disponível no ambiente. Neste trabalho, investiga-se antenas de microfita em

função de suas características muito interessantes tais como compacidade, flexibilidade, baixo custo, baixo peso, facilidade de adaptação, fácil fabricação e integração com outros dispositivos, boa eficiência, e sua alta versatilidade em termos de polarização, impedância e frequência de ressonância.

2.4.1 Antenas de microfita

Uma antena de microfita típica constitui-se de duas lâminas condutoras paralelas separadas por um substrato dielétrico. Uma dessas é o elemento radiante e a outra o plano terra. Atualmente essas antenas de microfita são largamente utilizadas em comunicação sem fio e tem despertado muito interesse de pesquisadores. Seu uso vai de aplicações comerciais típicas até as de alto desempenho, tais como satélites, dispositivos bélicos e aplicações aeroespaciais. Essas antenas podem ser realizadas usando diversas formas. Contudo, a geometria retangular é a configuração mais popular, com características muito atraentes e baixa radiação de polarização cruzada. Essas antenas podem operar em diversas faixas de frequência, e são miniaturizáveis com o uso da geometria fractal, que gera uma família de formas complexas com auto-similaridade na sua estrutura geométrica, obtida de uma repetição significativa. No entanto, a miniaturização tende a reduzir o ganho e eficiência total da antena, o que não é interessante para o propósito deste trabalho. As antenas de microfita podem ser simples como uma patch retangular, ou circular, ou ainda um dipolo de meia onda até formas mais complexas como a Yagi-Uda plana, a Vivaldi entre outras [BALANIS, 2016].

2.4.1.1 Antena Yagi-Uda

A antena Yagi-Uda mais simples apresenta três elementos: o dipolo radiante, o refletor e um diretor. A Figura 2.3 exibe esse modelo mais simples de uma Yagi-Uda plana. Essa antena tem sua frequência de ressonância igual a 800 MHz e apresenta a característica de seu padrão de radiação controlado por luz. Utiliza-se uma separação central no refletor e no diretor, nessas separações são aplicados fotodiodos que operam como chaves na frequência de operação da antena. Quando os diodos são iluminados por infravermelho simultaneamente, a antena comporta-se como uma antena Yagi-Uda clássica. Sem luz, os dois braços do refletor e do diretor são desconectados e a antena tem seu padrão modificado, com o lóbulo principal girando 180°. Destaca-se que o padrão de radiação unidirecional é bom em ambas as operações com uma relação frente costas de 12 dB e 8 dB nos estados

ligado e desligado dos fotodiodos respectivamente [ZHANG et al., 2018].

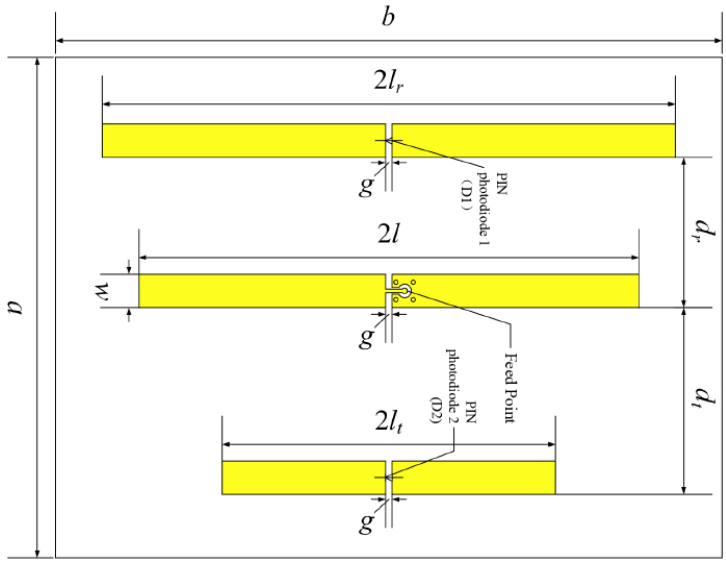


Figura 2.3: Antena Yagi-Uda plana com padrão configurável. [ZHANG et al., 2018]

As antenas do tipo Yagi-Uda são originalmente do tipo filamentar, mas é possível realizar uma antena com as características e geometria da Yagi-Uda devido a versatilidade das antenas de microfita, conforme mostrado na Figura 2.4, bem como, construir arranjos de rectennas empregando essas antenas para melhorar o desempenho. Destaca-se que no trabalho de [EGASHIRA; NISHIYAMA; TOYODA, 2021] esse conjunto de rectennas aumenta efetivamente a potência CC de saída; e seu melhor desempenho e a máxima potência de saída é obtida com espaçamento da matriz de 0,7λ e resistência de carga ótima em cada rectenna individual mantida quase constante.

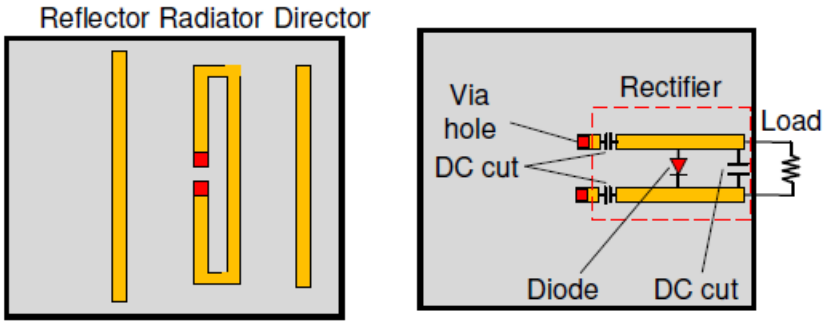


Figura 2.4: Modelo de antena Yagi-Uda e retificador paralelo construídos na parte superior e inferior de um mesmo substrato. [EGASHIRA; NISHIYAMA; TOYODA, 2021]

2.4.1.2 Antenas Vivaldi

A antena Vivaldi foi proposta por Gibson [1979] e alcançou com um único elemento, uma largura de banda de frequência acima de 2 GHz e abaixo de 40 GHz com um ganho de 10 dBi e nível de lóbulos laterais de -20 dB. As aplicações subsequentes de largura de banda larga usaram a geometria da antena Vivaldi em arranjos, inclusive arranjos ativos eletronicamente escaneados. Essa antena é compacta e de baixo custo para implementação, possui banda larga, ganho elevado, largura de feixe constante e lóbulos laterais de baixo nível. Sua estrutura básica consiste de uma fenda uniforme de 1/4 do λ da frequência central. Essa fenda é alimentada por uma linha de transmissão de microfita. Alternativamente pode-se usar uma área ressonante quadrada ou circular, em vez da fenda uniforme. O contorno exponencial da fenda da antena Vivaldi é definido por:

$$y(x) = \pm A e^{px} \tag{2.1}$$

Onde:

$y(x)$ imagem da borda da abertura

x : posição ao longo do comprimento da antena

A : metade da abertura uniforme

p : taxa de abertura exponencial

A Figura 2.5 exibe a vista tridimensional da antena Vivaldi, nela observa-se uma fenda com contorno exponencial em uma camada de cobre e na outra face do substrato uma linha de transmissão para excitação da fenda.

O desempenho ideal da antena Vivaldi é alcançado quando o seu comprimento é maior que um λ na frequência mais baixa. A largura de abertura W_{min} é baseada na maior frequência e a largura de abertura W_{max} na mais baixa. Além disso, o valor da largura de abertura W_{max} normalmente deve, com base em exames paramétricos, estar na faixa entre W_{max1} e W_{max2}, onde

$$W_{max1} \approx \lambda_0 \tag{2.2}$$

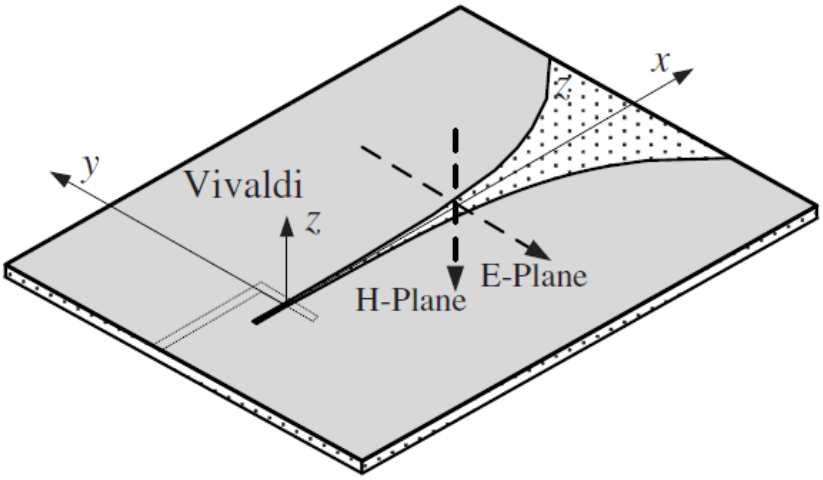


Figura 2.5: Antena Vivaldi. [BALANIS, 2016]

e

$$W_{max2} \approx \frac{\lambda_{min}}{2} \tag{2.3}$$

Onde:

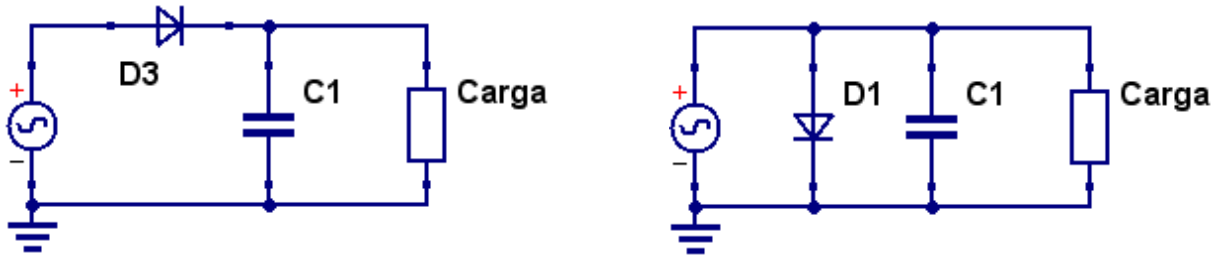
λ_0 comprimento de onda na frequência central

λ_{min} comprimento de onda na frequência mínima

Assim, $W_{max1} < W_{max} < W_{max2}$.

2.5 Retificadores usados em rectennas

O circuito retificador é fundamental para o sistema rectenna. Embora existam vários métodos de se fazer a conversão RF-CC, circuitos retificadores com diodos *Schottky* são amplamente utilizados na faixa de micro-ondas. Na literatura atual encontram-se algumas topologias para o circuito retificador de baixa potência, tais como série, paralela, dobrador de tensão convencional e Latour, e a Greinacher entre outras. Estas se diferem quanto ao número de diodos e também de elementos passivos presentes. Entre essas as mais simples são a série e a paralela, implementadas com um único diodo conforme exibe a figura 2.6. A topologia série é bastante comum e refere-se a um retificador de meia-onda muito utilizado em aplicações de baixa potência e em geral apresenta baixa tensão na carga. Enquanto a topologia paralela refere-se a um retificador de onda completa com tensão de saída baixa e é adequada também para aplicações de baixa potência [SHINOHARA, 2013].



(a) (b)

Figura 2.6: Topologias de retificadores: (a)Série, (b) Paralela

Um exemplo de aplicação do retificador série é apresentado no trabalho de [FRANCISCATTO et al., 2013] usando o diodo *Schottky* Zero bias HSMS 2855, realizado no substrato Rogers RO4003[ROGERS-CORPORATION, 2021a], que alcança uma eficiência de 41% para uma potência de entrada de -15 dBm, e eficiência máxima de 70% para entrada de 0 dBm. Enquanto [MABROUKI; LATRACH; SAYEGH, 2013] apresentam um retificador na topologia série e outro dobrador de tensão ambos usando o diodo *Schottky* HSMS 2860, no substrato FR-4. Esse retificador série apresenta eficiência de 40% para uma potência de entrada de 0 dBm, e uma eficiência máxima de 54% para uma entrada de 12 dBm. Enquanto o dobrador de tensão, alcança um valor na saída maior que 4 V para uma potência de entrada de 15 dBm. O retificador proposto por [GUPTA; PATTAPU; DAS, 2018] utiliza o mesmo diodo *Schottky* HSMS 2860 apenas na topologia série, e o casamento de impedâncias com uma seção de microfita em formato de 'L' com um capacitor em série acoplado a uma linha cônica. A eficiência máxima simulada é de 85% para uma potência de entrada de 18 dBm e tensão de saída igual a 3,2 V. Mas para uma potência de entrada igual a -15 dBm, a eficiência é de 36% apenas e a tensão de saída é aproximadamente igual a 100 mV. Observa-se que a eficiência obtida para a topologia série no substrato Rogers é muito superior à alcançada na mesma topologia no substrato FR-4 quando comparadas na mesma potência de entrada, ainda que os autores que adotam o FR-4 tenham apresentado novidades que melhoram o desempenho do retificador naquela topologia.

Outro retificador muito utilizado em rectennas é o dobrador de tensão exibido na figura 2.7, que entrega para a carga um valor CC superior as topologias série e paralela para as mesmas condições de entrada.

A topologia dobrador de tensão Latour é uma derivação do retificador dobrador de tensão convencional. Nela o sinal eletromagnético recebido é aplicado em dois ramos paralelos.

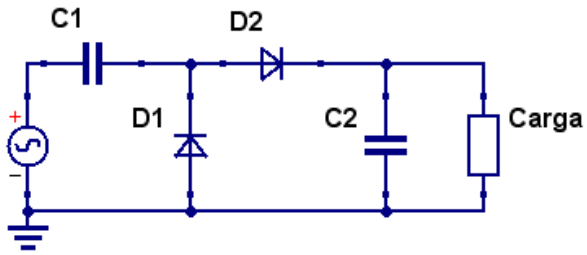


Figura 2.7: Retificador dobrador de tensão.

Cada ramo é constituído por um diodo e um capacitor em série, sendo os terminais dos capacitores conectados no plano-terra. Um capacitor carrega-se no semiciclo positivo e o outro no negativo. [MABROUKI; LATRACH; LORRAIN, 2014] apresentam um retificador usando a topologia dobrador de tensão tipo Latour, exibido na figura 2.8, com o diodo *Schottky* Zero bias HSMS 2852, no substrato FR-4, com carga de 10 kΩ. Usando potência de entrada de -15 dBm esse retificador alcança uma tensão de saída de 300 mV e eficiência de 30%, e para uma potência de entrada de 0 dBm obtém-se eficiência de 46%. Enquanto [GUO et al., 2017], mostram um retificador dobrador de tensão, com diodo *Schottky* HSMS 2852, no substrato FR-4. A eficiência máxima atingida é de 52% com potência de entrada de 5 dBm, mas para -15 dBm na entrada a eficiência é apenas 10%. Vale ressaltar que o circuito retificador dobrador de tensão é menos eficiente que o série para aplicações em baixa potência.

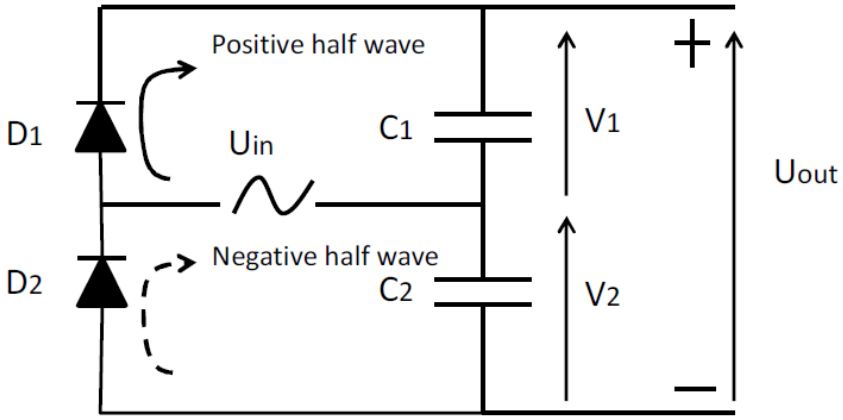


Figura 2.8: Retificador dobrador de tensão tipo Latour. [MABROUKI; LATRACH; LORRAIN, 2014]

O retificador de onda completa Greinacher é uma adaptação do dobrador de tensão, no qual o par de diodos central e os capacitores deslocam a tensão para os diodos das extremidades, e estes realizam a retificação. No equilíbrio, o retificador fornece corrente e

tensão constantes para a carga. Em geral utiliza-se capacitores entre a fonte e a carga, mas pode ser usado um indutor também. Esse elemento passivo diminui o efeito da dispersão sobre a eficiência do circuito. A figura 2.9 exibe o circuito retificador Greinacher, com diodo *Schottky* SMS 7630, no substrato FR-4, apresentado por [SONG et al., 2015], que usando uma potência de entrada de -15 dBm alcança eficiência de 22%, em 2,45 GHz, e de 45%, nas frequências de 1,85 GHz e 2,15 GHz. A eficiência máxima é de 70% para uma potência de entrada de 0 dBm, em 2,15 GHz. Enquanto [YAO; DOLMANS; ROMME, 2021], demonstram que a eficiência da conversão RF-CC de um retificador depende da potência de entrada e da resistência da carga. Eles apresentam uma nova solução analítica para a resistência de carga ideal em termos de potência CC na saída para o retificador série e para o Greinacher.

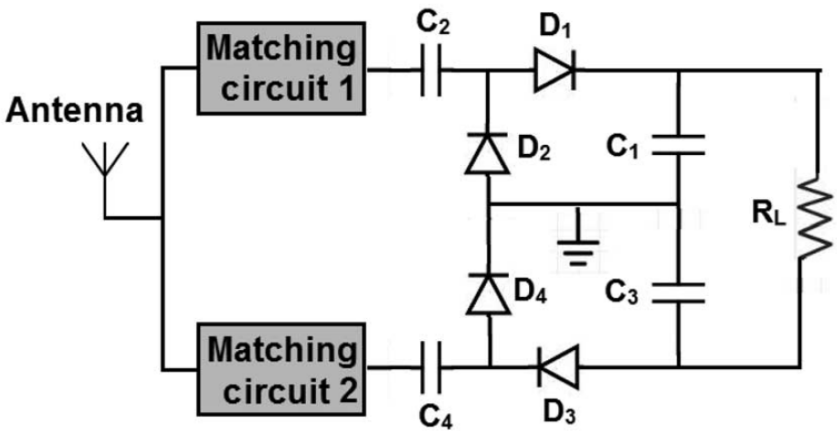


Figura 2.9: Retificador Greinacher.

Os retificadores apresentados são muito utilizados devido a alta eficiência, baixo custo e a facilidade de construção. Vale ressaltar que a escolha do diodo retificador impacta diretamente no desempenho do circuito, pois sua eficiência é inversamente proporcional à resistência série e à capacitância de junção do diodo. Quando a resistência aumenta, a eficiência diminui devido às perdas resistivas, ou ainda o aumento da capacitância de junção afeta o comportamento do filtro-passa baixas. Assim, esses dois parâmetros limitam a eficiência do retificador. Além disso, a queda de tensão direta no diodo deve ser mínima para evitar redução da tensão de saída. Atualmente os diodos *Schottky* são os mais indicados para a retificação de RF, pois apresentam resposta rápida devido à junção metal-semicondutor, e possuem queda de tensão direta baixa, da ordem de 150 mV, que os torna interessantes para aplicação em níveis baixos de potência.

O casamento de impedância entre o circuito retificador e a antena é essencial, pois no caso de descasamento dessa impedância a potência entregue para o retificador não será a máxima. Assim, parte da energia incidente será refletida de volta para o ambiente, reduzindo a potência CC entregue para a carga. Além disso, as perdas no substrato e nas linhas de microfita limitam sua eficiência. Outro fenômeno que gera perdas é a geração de harmônicos de alta frequência pelo diodo. Isso reduz a energia entregue para a carga, devido a sua não linearidade. A eficiência máxima do retificador é obtida através do casamento de impedâncias, da redução da geração de harmônicos de alta frequência, do uso de diodos com tensão de barreira baixa, perdas resistivas e capacitivas baixas, e da aplicação de uma carga ótima para a impedância de saída do retificador.

2.6 Materiais usados na fabricação de rectennas

As placas de circuitos impressos constituem-se de uma ou mais camadas de material dielétrico, e lâminas metálicas condutoras. Com o aumento da frequência de operação das aplicações nos últimos anos, surgiram novas demandas para os substratos das placas de circuitos impressos. A resposta em altas frequências desses materiais tornaram-se parâmetros críticos para o projeto de circuitos eletrônicos.

Segundo [POZAR, 2011], os parâmetros: tangente de perdas e permissividade elétrica, que representa uma medida da capacidade de se polarizar do material sujeito a ação de campo elétrico influenciam fortemente o desempenho do substrato em altas frequências. Destaca-se ainda que nos materiais dielétricos sujeitos a campos elétricos de corrente alternada, espera-se que a corrente esteja adiantada em relação à tensão, devido a reatância capacitiva, mas devido a existência de resistência no mesmo há uma componente da corrente em fase com a tensão. Assim, entre a tensão aplicada e a corrente resultante existe um ângulo de desvio δ, conhecido como ângulo de perdas. A tangente de δ é a tangente de perdas, logo quanto melhor for o dielétrico menor será δ.

A Tabela 2.1 mostra uma de lista de materiais utilizados como substratos e suas respectivas aplicações típicas. Nessa verifica-se que o FR-4 não é indicado para aplicações em alta frequência. Entretanto, devido ao seu baixo custo e fácil acesso podem ser desenvolvidos protótipos a fim de realizar experimentos com antenas impressas com os devidos cuidados, assumindo que os resultados serão ligeiramente diferentes dos simulados.

Tabela 2.1: Substratos para fabricação de placas de circuitos impressos. Adaptado de [MICROPRESS - CIRCUITOS IMPRESSOS, 2022]

Classe	Composição	Propriedades Gerais	Aplicações Típicas
CEM-1	Resina epóxi, fibra de vidro e papel.	Estampável a frio; propriedades melhores que os laminados de papel.	Equipamentos eletrônicos; indústria automotiva; rádio e TV.
CEM-3	Resina epóxi e fibra de vidro não trançada.	Estampável; propriedades entre o CEM-1 e o FR-4.	Equipamentos eletrônicos; industria automotiva.
FR-1	Resina fenólica e papel.	Estampável a frio; propriedades elétricas pobres sob umidade; estabilidade dimensional baixa.	Equipamentos de uso geral; entretenimento.
FR-2	Resina fenólica e papel.	Propriedades similares às do FR-1; estampável a frio; boas propriedades físicas e elétricas; estabilidade dimensional baixa.	Equipamentos de uso geral; entretenimento.
FR-4	Resina epóxi e tecido de fibra de vidro.	Alta resistência à flexão, calor e umidade; excelente estabilidade dimensional; baixa absorção de água.	Indústria automotiva; equipamentos eletrônicos e de alta confiabilidade.
FR-408	Laminado epóxi FR-4.	Compatível com a maioria dos processos FR-4, mas com propriedades melhores que o FR-4.	Circuitos de banda larga que exigem maiores velocidades de sinal ou integridade de sinal aprimorada.
Alumina 99,5%	Material cerâmico com Al_2O_3.	Elevada constante dielétrica (9,6 - 10,2) e baixa tangente de perdas. Rígido; resistente ao desgaste; durável; resistente à corrosão (ácido e alcalino).	Circuitos integrados de micro-ondas; eletrônica de Precisão.
RO 3003	PTFE e Cerâmica	Flexível, com propriedades semelhantes à família RT/Duroid 6000, porém a um custo menor. Coeficiente de expansão térmica superficial similar ao do cobre.	Comerciais de alta frequência (até 40 GHz). Adequado para placas multilayers em combinação com FR4.
RO 4003	Fibra de vidro com cerâmica e hidrocarboneto.	Rígido; desempenho em alta frequência similar aos materiais com PTFE, mas com custo menor; reduzida expansão no eixo Z; excelente estabilidade elétrica e dimensional.	Comerciais de alta frequência.
RT Duroid 5880	PTFE e microfibra de vidro	Flexível e isotrópico; constante dielétrica baixa; absorção de água extremamente baixa; excelente resistência química.	Aplicações de alta frequência e para ambientes com alta umidade.
RT Duroid 6010	PTFE e cerâmica.	Flexível; constante dielétrica alta (10,2); baixa absorção de água; boa estabilidade termo-mecânica.	Aplicações eletrônicas e de micro-ondas que requerem alta constante dielétrica.
TMM	Cerâmica e hidrocarboneto.	Rígido; constantes dielétricas entre 3,27 e 9,80; excelentes propriedades sob temperaturas severas; coeficiente de expansão térmica similar ao do cobre.	Circuitos para micro-ondas, RF, antenas e satélites.
Ultralam 2000	PTFE e fibra de vidro trançada	Flexível; estabilidade dimensional maximizada pela trama de fibra de vidro; excelente resistência química.	Controle de impedância com alta confiabilidade.

A constante dielétrica e a tangente de perdas dos dielétricos são fornecidas pelos fabricantes e indicadas para as frequências 1 MHz, 100 MHz, 1 GHz e 10 GHz, conforme o fabricante. No entanto, recomenda-se que essas propriedades do dielétrico sejam medidas para que os parâmetros de projeto sejam mais confiáveis. Para alguns materiais, como o Rogers RT/Duroid 5880 [ROGERS-CORPORATION, 2021b], essas características são garantidas pelos fabricantes em altas frequências, mas nos materiais mais comuns, como o FR-4, a permissividade relativa sofre alterações com a frequência, e possuem tangente de perdas maiores[ALTERA, 2003]. A caracterização desses materiais em altas frequências é muito importante para uma boa aplicação em circuitos experimentais.

Nos últimos anos foram investigados vários materiais dielétricos para aplicação em frequências elevadas. [KHARRAT et al., 2015], testaram antenas com substratos de papel, variando a composição das amostras, e de papelão. Obtendo melhores resultados com a amostra com 95% de celulose, e papelão. Enquanto [TAKHEDMIT et al., 2010] projetaram uma rectenna com antena patch retangular e retificador em ponte, no substrato Rogers Duroid 5880[ROGERS-CORPORATION, 2021b], que para uma potência de entrada de 10 dBm e carga de 1050 Ω, apresenta eficiência máxima de 61%. A antena realizada apresenta ganho de 6,2 dB e parâmetro S_{11} igual a -32 dB. Esse sistema rectenna alcança uma eficiência de 52% com uma entrada de 12 dBm.

[SUN et al., 2012] apresentam uma rectenna de alta eficiência, no substrato RT/Duroid 6002[ROGERS-CORPORATION, 2021b], para coletar energia de RF de entrada de baixa potência. A antena com estrutura simples e ganho de 8,6 dBi é projetada para casar com o circuito de retificação em 2,45 GHz e descasar no segundo e terceiro harmônicos, a fim de eliminar o filtro passa-banda entre a antena e o circuito de retificação. Essa rectenna tem eficiência de conversão máxima de 83% com uma resistência de carga de 1,4 kΩ. Além disso, sua eficiência geral de conversão pode permanecer em torno de 50% para entrada de energia de -17,2 dBm, densidade de potência 0,22 $\mu W/cm^2$. Enquanto [TAKHEDMIT et al., 2014], apresentam uma rectenna, no substrato Plexiglas, com permissividade de 3,4 e tangente de perdas de 0,001. Essa rectenna compõe-se de antena strip-loop com uma stripline coplanar, o retificador com um diodo *Schottky* SMS 7630 em paralelo, um filtro CC de três capacitores de 100 pF e a carga de 2 kΩ. No topo do loop há um capacitor de 100 pF cuja função é bloquear correntes CC. Uma rectenna com antena individual alcançou eficiência máxima de 29%. Enquanto um arranjo com 6 elementos apresentou

eficiência máxima de 37%.

A rectenna apresentada por [HOANG et al., 2013] adota uma antena em forma de *'F'* invertido, com ganho de 2,2 dBi e S_{11} de -24 dB, um circuito casador de impedâncias, um retificador de 50 Ω e um filtro de entrada que permite a passagem apenas da frequência fundamental da antena e suprime os harmônicos gerados pelo diodo. O conjunto é construído no substrato ARLON AR320, e o diodo *Schottky* HSMS 2860 é utilizado para implementar o retificador. O gerador de sinais, o controle de posição (da rectenna) e o voltímetro são controlados por computador via GPIB. Essa rectenna alcança uma eficiência de 60% para a potência de entrada variando entre 6,99 e 14,77 dBm. Na seção seguinte são descritas algumas técnicas para melhoria de rectennas.

2.7 Técnicas para melhoria de rectennas

Nas últimas décadas foram estudadas muitas maneiras de aumentar a eficiência da transmissão de energia sem fio. No entanto, o tema rectennas ganhou notoriedade apenas recentemente e se apresenta como uma alternativa promissora de fonte de energia para dispositivos de baixa e ultrabaixa potência. Na literatura vemos diversas técnicas para a melhoria das rectennas, que vão do uso de superfícies seletivas de frequência para as antenas de microfita até a escolha de topologias de retificadores a fim de obter melhorias no ganho, na diretividade, na largura de banda e na eficiência máxima das rectennas. Destaca-se que a otimização de uma rectenna é um problema complexo, multiobjetivo e multivariável com restrições de materiais, processos de fabricação e dimensões.

A rectenna apresentada por [MARIAN et al., 2011] é reconfigurável e projetada para retificação de energia sem fio em UHF (*Ultra High Frequency*). Várias topologias de circuito são combinadas a fim de obter alta eficiência de conversão de energia de RF para CC em uma ampla faixa de potência de entrada. As melhorias propostas visam superar a necessidade de um dispositivo de rastreamento de ponto de máxima potência e garantir alta eficiência em uma ampla faixa de valores de carga. Enquanto a rectenna compacta de banda dupla desenvolvida por [NIOTAKI et al., 2013] opera a 915 MHz e 2,45 GHz. Essa rectenna consiste em uma antena dipolo dobrado de banda dupla carregada por *slot* e um retificador de banda dupla. O comprimento da antena proposta é de apenas 36,6% da antena dipolo de meio comprimento de onda em 915 MHz, mantendo a propriedade de banda dupla em 915 MHz e 2,45 GHz. O circuito retificador é otimizado para baixas

densidades de potência de entrada, e a eficiência do retificador é avaliada com sinais de entrada de frequência simples e dupla. Os resultados medidos mostram uma eficiência de 37% e 30% a 915 MHz e 2,45 GHz quando iluminados por um sinal de micro-ondas de potência disponível de -9 dBm para um resistor de carga de 2,2 kΩ.

Por outro lado, [HATANO et al., 2012] mostram melhorias nas rectennas de carga de classe F a 24 GHz, cuja carga ótima e a potência de entrada ideal obtida nos experimentos são diferentes das projetadas. Verifica-se que o gerenciamento de terceiro harmônico é suficiente para que as rectennas de carga de classe F operem com alta eficiência.

Um novo conceito de projeto de resistência de carga de rectennas com estudo da viabilidade da mesma é realizado por [TAKAHASHI; NISHIYAMA; TOYODA, 2015]. São avaliados três protótipos de rectennas diferenciais projetados para cargas diferentes, e verifica-se ser viável projetar a resistência de carga ideal usando casadores de curtos, sem afetar o desempenho de conversão de RF-CC. Ressalta-se que a a resistência de carga impacta a eficiência dessa conversão RF-CC nas rectennas. No entanto, a resistência de carga característica da rectenna pode ser ajustada mudando a impedância correspondente entre a antena e o diodo de retificação.

A rectenna de banda W, projetada e caracterizada por [KAPILEVICH et al., 2016], consiste de uma sub-matriz de 2x2 antenas integrada com elementos correspondentes e circuitos de retificação. O elemento chave da rectenna é um diodo *Mott-Schottky* que melhora a eficiência de conversão de RF para CC em comparação com diodos *Schottky* de GaAs disponíveis comercialmente. A configuração utiliza duas lentes de foco, permitindo a concentração de potência de RF no ponto do feixe de 1 cm de diâmetro a uma distância de 1 m. Utiliza-se uma fonte de banda W sintonizável fornecendo 0,4 W de potência RF para os experimentos e para medir as características de carga da rectenna. A eficiência de conversão RF-CC medida com o único diodo Mott é de aproximadamente 17%, que é aproximadamente 5 vezes maior do que o concorrente comercial. Enquanto [SONG et al., 2017] apresentam a técnica de compressão de resistência híbrida para melhorar rectennas de banda ultralarga. Esta técnica de compressão de resistência combinada com uma rede de casamento de impedâncias reduz os efeitos não lineares do retificador e melhora o desempenho do casamento de impedância em uma ampla faixa de frequência. As rectennas propostas têm largura de banda de 450 a 900 MHz com eficiência de conversão de até 77%.

A técnica mantém a alta eficiência da rectenna em uma ampla faixa de impedância de carga entre 5 kΩ e 80 kΩ.

De acordo com [ABDULHASAN et al., 2017], os resultados obtidos com um arranjo 2×2 de antenas de microfita obtém uma eficiência 3,9 vezes melhor que a antena única. Esse arranjo aumenta a largura de banda em 22,5 MHz. Algumas antenas aumentam a largura de banda em 33 % e a diretividade pode chegar a 20 dBi. O ressonador de anel partido complementar, integrado no substrato, e alimentação por cavidade em uma antena com geometria fractal aumentam a largura de banda em torno de 5,1 %.

Conforme [WAN; HUANG, 2018], a eficiência de conversão na transmissão de energia sem fio pode ser melhorada otimizando a distribuição de amplitude e distribuição de fase na abertura da antena transmissora. Quando a distribuição da abertura é fixa e a amplitude igual com a distribuição em fase, essa eficiência pode ser melhorada adotando um arranjo de rectennas não uniforme. Em comparação com o caso inicial em que a antena transmissora tem uma amplitude igual com distribuição de abertura em fase e a abertura receptora é composta por um arranjo de rectenna uniforme, as eficiências de conversão e de transmissão obtidas aumentam em 25% e 24,9%, respectivamente. No entanto, se a antena transmissora estiver longe do arranjo de rectennas, as eficiências de conversão de transmissão tendem a ser as mesmas.

Escolher uma banda de ondas milimétricas para transferência de potência de energia sem fio é interessante, pois o sistema pode ser mais compacto devido ao comprimento de onda mais curto. É possível obter uma rectenna de menor área se a potência CC retificada for equivalente a uma rectenna de micro-ondas. A rectenna de 94 GHz desenvolvida, e antes da integração, o retificador e a antena são avaliados separadamente. Quando a resistência de carga é 125 Ω na potência de entrada de 104 mW, a eficiência de retificação obtida é de 46% e o ganho da antena microfita de 16 elementos é de 9,0 dBi. Após a integração usando um lente dielétrica para condensar a energia, a η_{rec} é de 27,4% na potência de entrada de 38,0 mW[MATSUI et al., 2018].

O uso de antena de ganho melhorado integrada ao circuito de retificação pode aumentar a capacidade da rectenna. [ABOUALALAA et al., 2018] realizam uma rectenna de dupla frequência, integrando essa antena com retificador dobrador de tensão e uma rede de quatro seções para o casamento de impedância entre a antena e o retificador. Os resultados

medidos revelaram eficiência de conversão de RF-CC superior a 50% na faixa de potência de entrada, entre -3,5 dBm e 10,5 dBm em 1,95 GHz e de -4,5 dBm a 11 dBm em 2,5 GHz, com eficiências máximas de conversão de 63% e 69%, com carga resistiva de 1KΩ.

O trabalho de [TAKACS; OKBA; AUBERT, 2018], também aborda uma topologia de rectennas compactas nas quais o retificador é integrado diretamente na superfície radiante. A rectenna é projetada para aplicação de coleta de energia de micro-ondas na banda ISM 900 MHz e exibe uma eficiência de conversão medida de 37% com uma carga não ideal de 10kΩ para uma densidade de potência de 2,2 $\mu W/cm^2$. A tensão CC medida para densidade de potência de micro-ondas de 0,22 $\mu W/cm^2$ obtida dessa rectenna está na faixa da tensão de ativação ou inicialização a frio de conversores boost CC−CC e unidades de gerenciamento de energia comerciais. A rectenna compacta proposta, 10,5 x 6 cm, representa apenas 5% do quadrado do comprimento de onda na frequência de operação.

A rectenna de banda larga proposta por [FAKHARIAN, 2020] baseia-se em um arranjo de 2×2 antenas monopolo fractal com padrões de radiação omnidirecional e ganhos entre 5 e 8,3 dBi, e pode usar a energia sem fio do ambiente em uma faixa de frequências entre 0,91 GHz e 2,55 GHz com boa eficiência. Utiliza uma técnica de casamento de impedância de dois ramos para melhorar o desempenho do circuito retificador com uma potência de entrada relativamente baixa, entre -25 dBm e 10 dBm, combinado com um retificador dobrador de tensão. Picos de eficiência de 76%, 71%, 61% e 62% são obtidos em 950, 1850, 2100 e 2450 MHz, respectivamente. Os resultados de medição mostram uma eficiência de conversão de 68% com um resistor de 4,7 kΩ ideal para uma potência de entrada das quatro bandas simultâneas de -10 dBm.

2.8 Supercapacitores

Os supercapacitores combinam propriedades dos capacitores comuns e das baterias, são polarizados e devem ser conectados ao circuito respeitando a polaridade assim como no uso dos capacitores de eletrolíticos. Eles são conhecidos como capacitores de dupla camada ou ultracapacitores. No lugar do dielétrico convencional, os supercapacitores usam a capacitância de dupla camada e a pseudocapacitância para armazenar energia elétrica. Essa capacitância de dupla camada tem origem eletrostática, enquanto a pseudocapacitância é eletroquímica. Atualmente as capacitâncias obtidas com essa tecnologia podem chegar a 12 kF [SHANGHAI GREEN TECH CO., LTD., 2021]. Um capacitor comum pode ter

uma tensão operacional elevada, mas os supercapacitores normalmente operam em baixas tensões, entre 2V e 3V [FERREIRA; POMILIO, 2005]. No entanto, sua associação em série permite realizar arranjos para fornecer tensões maiores conforme a aplicação. A capacidade de armazenar energia dos supercapacitores já é comparável à das baterias. Entretanto, os capacitores possuem ciclos de carregamento com intervalos menores e maior número de ciclos de carga e descarga.

Conforme [FERREIRA; POMILIO, 2005], os supercapacitores suportam correntes de carga e descarga elevadas devido à sua baixa resistência interna, o que os torna adequados para suprir e absorver picos de corrente. Por outro lado, as baterias requerem um longo período de tempo para atingir sua carga nominal, os supercapacitores atingem sua carga completa em tempos reduzidos de acordo com a capacidade da fonte de energia. As baterias podem sofrer danos ou até explodir devido ao aquecimento excessivo em caso de curto-circuito nos seus terminais, enquanto um supercapacitor totalmente carregado, devido à baixa resistência interna, pode suportar um curto-circuito liberando rapidamente a energia armazenada sem sofrer danos, porém se o curto-circuito causar arco elétrico nos terminais pode danificar o dispositivo. Os supercapacitores podem ser carregados e descarregados milhões de vezes, enquanto as baterias estão limitadas a milhares de ciclos de carga e descarga. Enquanto as baterias de íon de lítio possuem uma potência específica entre 1 e 3 kW / kg, um supercapacitor pode chegar a 10 kW / kg [TRIGUEIRO, 2014; XIE et al., 2018].

No entanto, segundo [XIE et al., 2018], as baterias de íon de lítio possuem energia específica entre 100 e 265 Wh / kg, e os supercapacitores podem armazenar apenas 20 Wh / kg. Destaca-se que o supercapacitor tem sua tensão reduzida conforme ocorre sua descarga de energia, mas a bateria com metade de sua carga nominal de energia entrega uma tensão com valor próximo do nominal para a carga. No caso do supercapacitor a tensão de saída poderia ficar abaixo da tensão operacional mínima do dispositivo alimentado, e o mesmo seria desligado antes de usar toda a carga do supercapacitor. Uma solução para esse problema é a utilização de conversores CC-CC tipo boost. Destaca-se que essa solução pode afetar a eficiência e até gerar ruídos. O custo por Wh de um supercapacitor ainda é muito maior que o das baterias de íon de lítio. No entanto, a aplicação de novas tecnologias na fabricação de supercapacitores pode reduzir esse custo.

A fabricação de supercapacitores é similar a de capacitores eletrolíticos, consistindo de dois eletrodos em folha, um eletrólito e um dielétrico. Entretanto, o eletrólito usado na fabricação de supercapacitores, bem como os eletrodos são diferentes dos utilizados nos capacitores eletrolíticos comuns. Para armazenar carga elétrica, um supercapacitor utiliza materiais porosos para acumular íons nesses poros em nível atômico. O material mais comum usado nos supercapacitores atuais é o carvão ativado. Mas o carbono não é um bom isolante, e reduz a tensão máxima de operação do supercapacitor.

De acordo com [TRIGUEIRO, 2014], o grafeno é um material muito promissor na pesquisa para o desenvolvimento de supercapacitores. O grafeno é composto de carbono puro, disposto em folha com apenas um átomo de espessura, e é extremamente poroso, o que o faz comportar-se como uma esponja que absorve íons. Esses supercapacitores a base de grafeno foram realizados, mas até o momento atual a produção de grafeno é de alta complexidade e tem elevado custo limitando a produção industrial em larga escala. Destaca-se que os supercapacitores a base de grafeno são os mais promissores para o uso comercial de supercapacitores. A possibilidade de aplicação futura dos supercapacitores vai de cargas de alguns microwatts a centenas de quilowatts.

2.9 Considerações finais

Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica sobre rectennas e sua aplicação em sistema para a transmissão de energia, por ondas eletromagnéticas. Foram considerados trabalhos que exploram tanto o uso de fontes dedicadas quanto o reaproveitamento da energia eletromagnética de fontes disponíveis no ambiente. Verifica-se que são empregadas várias soluções para o aumento da eficiência das antenas e dos retificadores a fim de alimentar com maior eficiência diferentes tipos de cargas, como baterias, supercapacitores e sensores utilizados na IOT.

3 Projeto do Sistema Sensor Sem Fio

Neste capítulo é descrito o projeto do SSSF. O ponto de partida é a descrição do processo de escolha e modelagem da carga, inclusive o detalhamento do condicionamento da saída CC para alimentação dessa carga. Em seguida é apresentado o processo de desenvolvimento da antena transmissora com algumas configurações de antenas impressas, a saber, antena *patch* retangular, dipolo de meia onda, Yagi-Uda plana e Vivaldi. Na sequência é descrito o desenvolvimento das rectennas com detalhamento da topologia de retificador adotada.

3.1 Metodologia de projeto

O projeto realizado neste trabalho ocorre de forma modulada para investigação do comportamento de cada parte do SSSF proposto, iniciando pela escolha e modelagem da carga CC. Para modelar essa carga são escolhidos sensores de baixo e ultra baixo consumo de potência e fabrica-se os circuitos necessários usando modelos diferentes de elementos sensores. Foi construída também uma PCI para controle do MSSF usando o PIC16LF15325. Essa, por sua vez, permite a conexão de sensores para medição de temperatura, umidade, entre outros, e também comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*) com o transceptor de RF para transmissão dos dados de medição. Nesse contexto o PIC16LF15325 é o elemento central de processamento, e sua programação é realizada usando o IDE (*Integrated Development Environment*) da Microchip MPLABX (*Software* para Desenvolvimento de Projetos com Microcontroladores PIC) e a gravação do programa através do PICKIT3 (Placa de Gravação de Microcontroladores PIC).

Após a modelagem da carga foi identificada a necessidade de condicionamento da alimentação CC para a mesma. Em seguida inicia-se a investigação de antenas para utilização como transmissora e para aplicar na futura rectenna a fim de alimentar o MSSF. Assim, foi desenvolvido o SSSF constituído do sistema rectenna, vide diagrama de blocos na Figura 3.1, e do MSSF. Por outro lado, para alimentar esse adequadamente foram realizados

estudos de duas arquiteturas distintas para armazenamento da energia recebida pela rectenna, a saber, a primeira na qual aplica-se um supercapacitor conectado diretamente a saída do retificador, e a segunda na qual esse é conectado ao conversor *boost* baseado no CI (Circuito Integrado) BQ25504, a fim de comparar o funcionamento e a eficiência do conjunto.

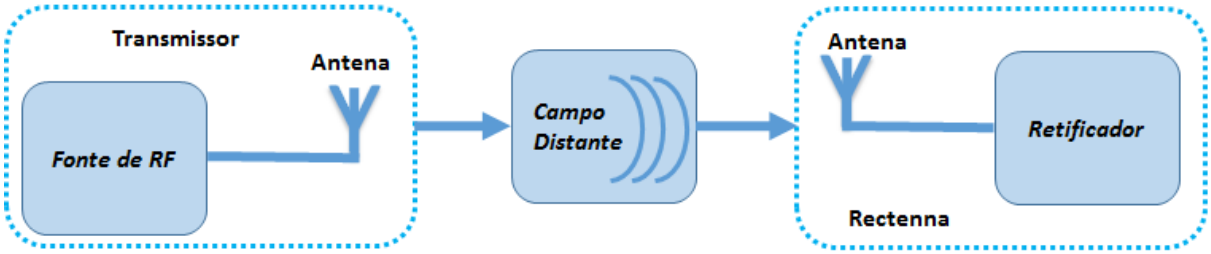


Figura 3.1: Sistema Rectenna.

Então, as duas arquiteturas investigadas foram testadas para definição do SSSF conforme diagramas de blocos exibidos nas Figuras 3.2 e 3.3. Nelas observa-se a mesma composição do sistema, mas com a localização do supercapacitor diferente conforme descrição anterior.

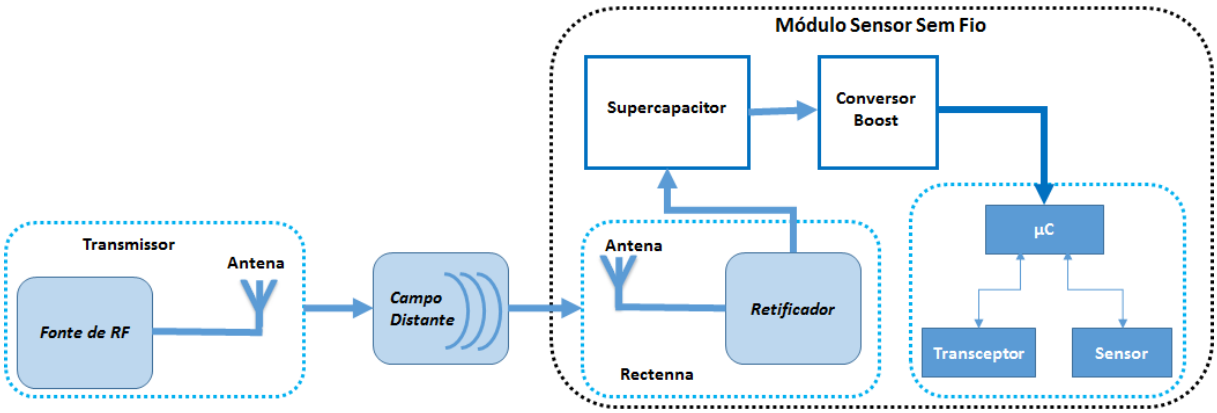


Figura 3.2: SSSF com supercapacitor entre a saída do retificador e a entrada do conversor *boost*.

Além disso, foram investigadas geometrias distintas de antenas para aplicar como transmissoras e receptoras. Assim, foram simuladas e otimizadas antenas *patch* retangular, dipolo de meia onda, Yagi-Uda e Vivaldi para auxiliar na definição dos protótipos a construir. Também foram simulados e otimizados retificadores dobradores de tensão para desenvolver o sistema proposto.

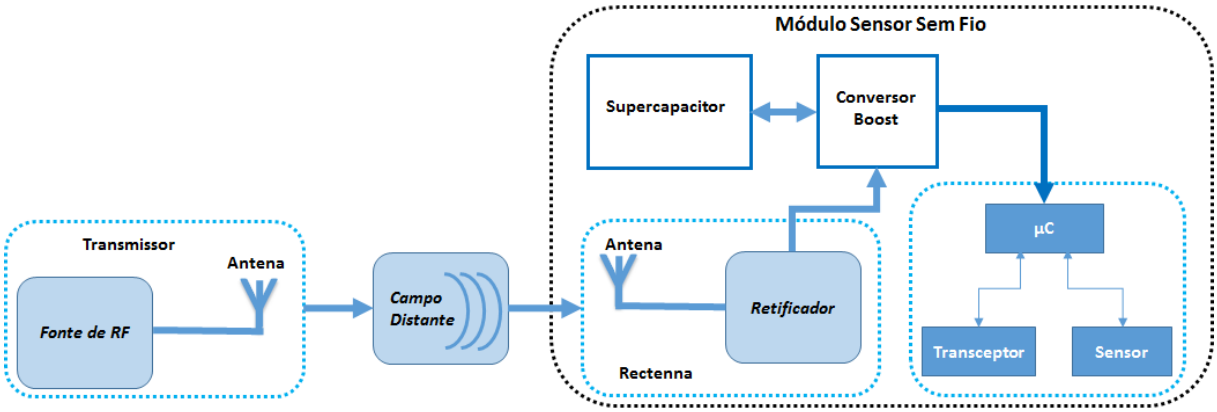


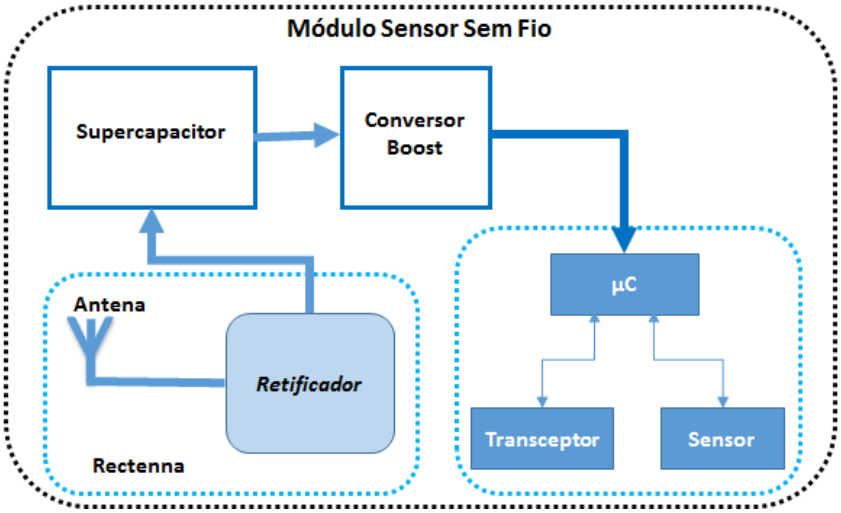
Figura 3.3: SSSF com supercapacitor vinculado ao conversor *boost*.

3.2 Escolha e modelagem da carga

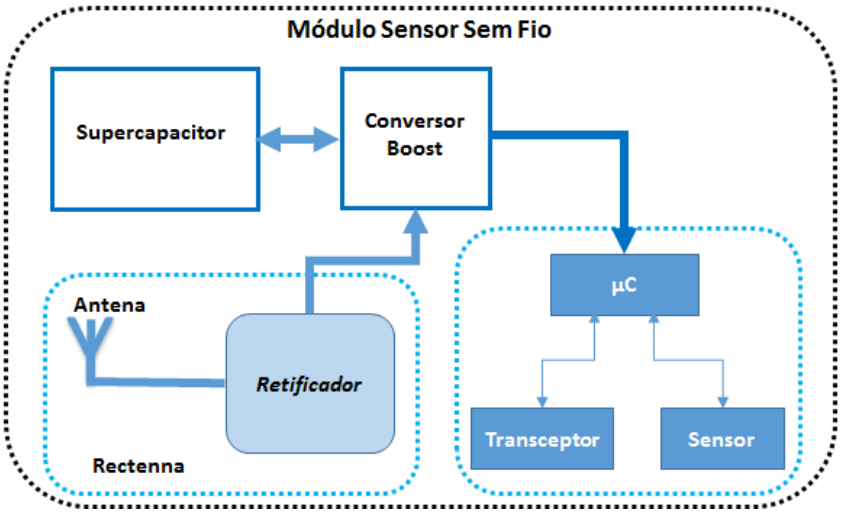
A carga efetiva alimentada pela rectenna é a combinação dos dispositivos: Conversor tipo *boost*, supercapacitor, microcontrolador, sensores e transceptor. Então, esses dispositivos foram escolhidos adotando critérios de baixo custo, facilidade de aquisição, eficiência, e baixa potência. Destaca-se que os elementos sensores MAX6612 (Sensor analógico de temperatura) e STLM20 (Sensor analógico de temperatura) escolhidos apresentam correntes baixas e ultra baixas respectivamente e ambos com tensão de alimentação variável, assim como o microcontrolador PIC16LF15325 adotado. Por outro lado, o transceptor nRF24L01 definido requer correntes da ordem de 10 mA durante sua operação de transmissão, com potência RF de 0 dBm, ou na recepção, mas requer uma corrente de apenas 900 nA durante seu estado de *power down*. Após essa escolha foi modelada a impedância efetiva da carga para análise da necessidade de potência para sua operação completa.

Observa-se que na configuração representada na Figura 3.4a, a impedância da carga vista pela saída do retificador apresenta uma condição específica devido ao efeito do supercapacitor em paralelo com os dispositivos a alimentar. Enquanto na da Figura 3.4b o supercapacitor está associado ao conversor *boost*. Assim, investiga-se ambas as configurações para comparar e definir a de melhor desempenho no sistema rectenna. A resistência interna do supercapacitor escolhido é de 100 mΩ, assim quando o mesmo está sem carga e é conectado diretamente a saída do retificador ocorre uma redução da tensão CC na saída. Essa condição é inadequada para a operação do MSSF. Por outro lado, a utilização do supercapacitor associado ao conversor *boost* apresenta impedância de entrada praticamente constante e melhor adequação da tensão tanto na saída do retificador quanto

na do *booster*. Portanto, foi definida a configuração com o supercapacitor associado ao *boost* devido a sua maior estabilidade da tensão de alimentação do MSSF.



(a) Supercapacitor entre a saída do retificador e a entrada do conversor boost.



(b) Supercapacitor vinculado ao conversor boost

Figura 3.4: Diagramas de blocos dos arranjos do MSSF investigados.

3.2.1 Conversor *Boost*

Os conversores tipo *boost* são utilizados quando há necessidade de aumentar a tensão CC de saída da fonte para nível adequado à operação de uma carga. Então, neste trabalho são investigados alguns conversores CC-CC tipo *boost* tanto baseados em BJT (*Bipolar Junction Transistor*) quanto em CI com funções dedicadas, e são realizadas simulações e experimentos em bancada com esses conversores a fim de verificar o desempenho dos mesmos na adequação da tensão de alimentação da carga após a saída do estágio retificador

da rectenna. Essa investigação foi iniciada por um modelo simples de conversor *boost* utilizando o *software* livre LTSPICE (*Software* LTspice XVII) da *Analog Device* para simulação do mesmo. Esse modelo inicial simulado é apresentado na Figura 3.5. Através dos resultados dessa simulação verifica-se a relação entre a tensão de saída e a de entrada para o modelo.

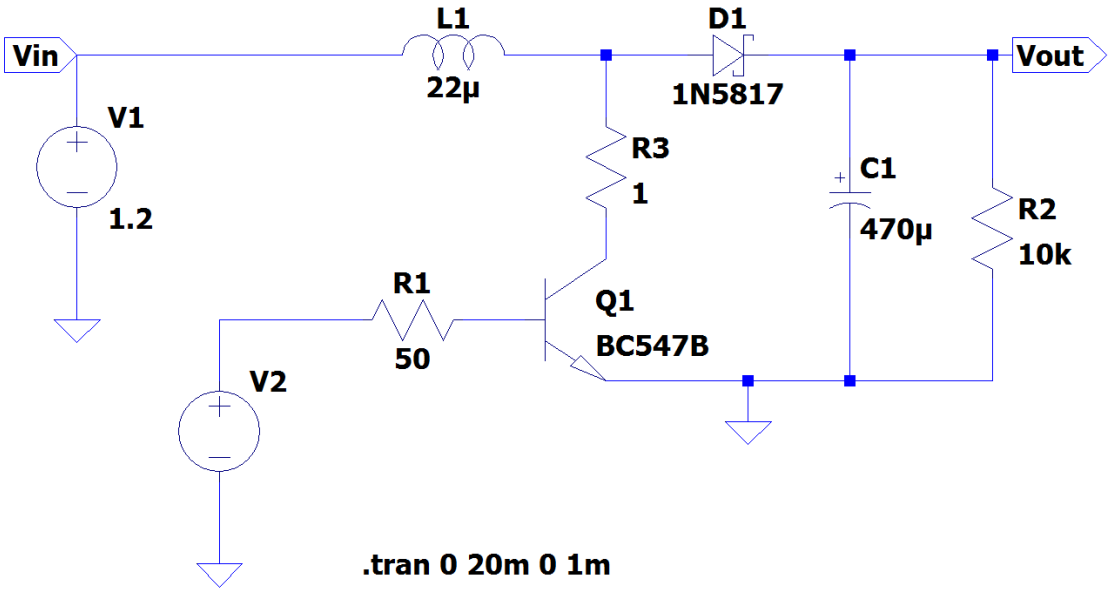
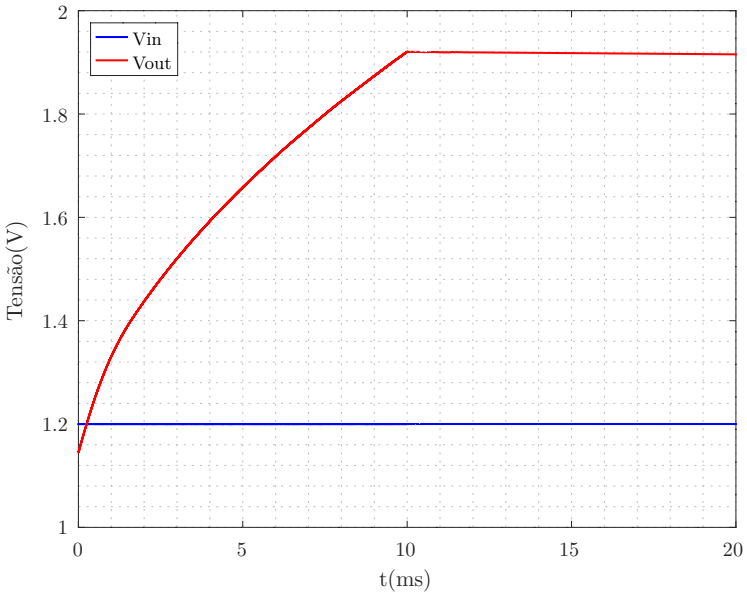
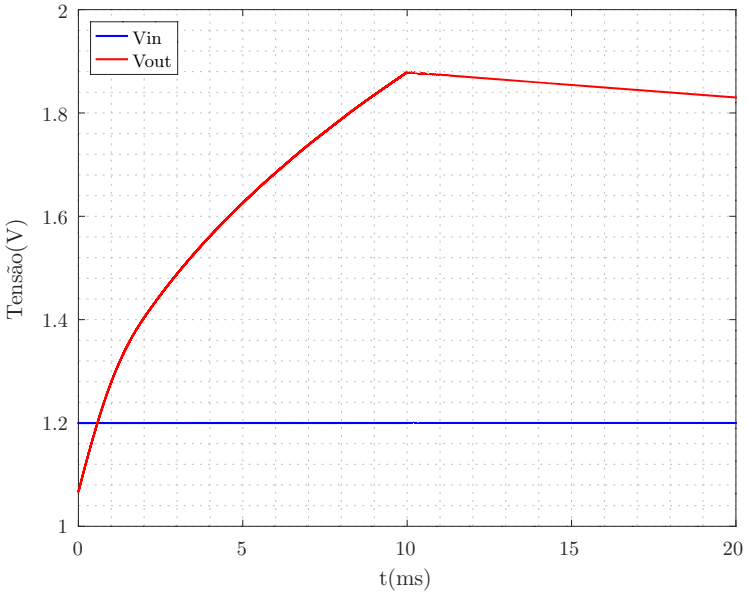


Figura 3.5: Conversor *boost* utilizando transistor de junção bipolar e indutor.

Foi observado que os conversores *boost* baseados em BJT apresentam grande sensibilidade a variação da carga na saída dos mesmos, vide Figura 3.6. Destaca-se que quando as cargas possuem impedância inferior a 820Ω o valor CC da tensão de saída aproxima-se do valor aplicado na entrada e para cargas com impedância menor que 240Ω, vide Figura 3.7, o circuito deixa de se comportar como uma conversor *boost*. Isso demonstra que os conversores com BJT são insatisfatórios para aplicação no MSSF devido a sua impedância equivalente apresentar valores da ordem de 300 Ω durante a transmissão dos dados de medição. Além disso, há necessidade de uma tensão mínima de 2,5V para a conversão analógico digital do PIC16LF15325 para garantir uma medição mais confiável. Assim opta-se por realizar experimentos com módulos *boost* baseados em CI.

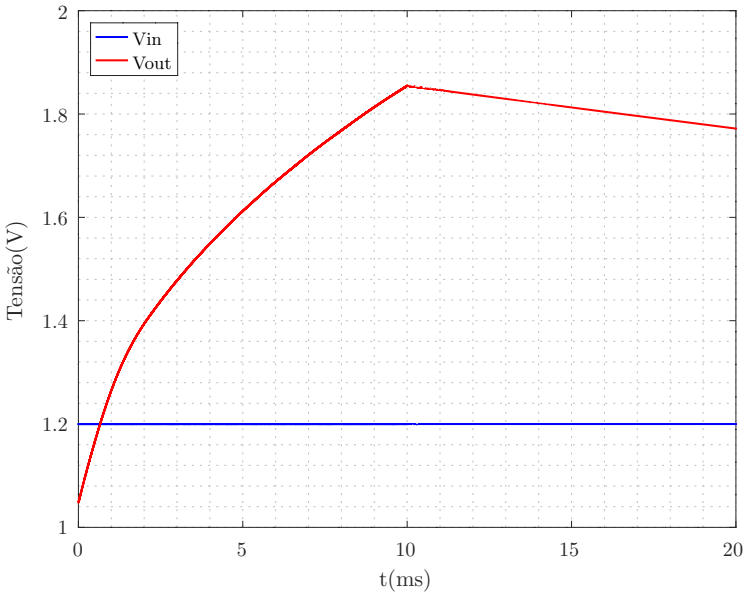


(a) Carga de $10k\Omega$.

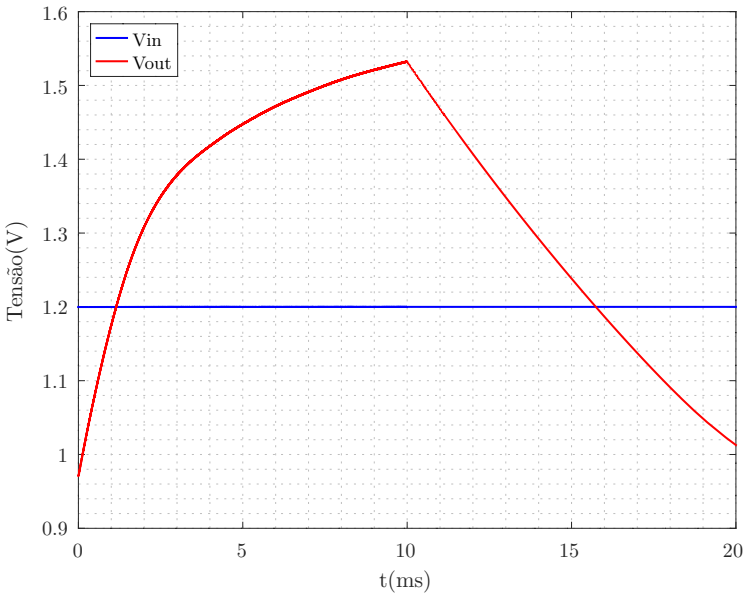


(b) Carga de 820Ω.

Figura 3.6: Valores simulados de tensão na entrada e na saída do conversor *boost* com BJT conforme variação da carga na saída.



(a) Carga de 470Ω.



(b) Carga de 50Ω.

Figura 3.7: Valores simulados de tensão na entrada e na saída do conversor *boost* com *BJT* conforme variação da carga na saída.

Entre os modelos comerciais disponíveis em circuitos integrados foram simulados os conversores LTC3108 e LTC3588 usando o *software* LTSPICE. Assim, na Figura 3.8 é exibido o circuito típico usando o CI LTC3108 simulado, e nas Figuras 3.9 e 3.10 a tensão e a corrente de saída simuladas para o mesmo. Observa-se uma corrente máxima inferior a 5 mA mesmo com a impedância da carga variando entre $10k\Omega$ e 50Ω. Essa corrente é insuficiente para a necessidade da carga durante a transmissão de dados por RF. Além disso, ocorre uma redução da tensão de saída para as cargas de menor resistência. Considerando a característica de tensão variável dos elementos a alimentar essa variação seria adequada, mas ainda permanece a necessidade de estabilizar essa tensão devido ao valor mínimo da referência interna do microcontrolador para conversão analógico-digital dos sinais dos sensores.

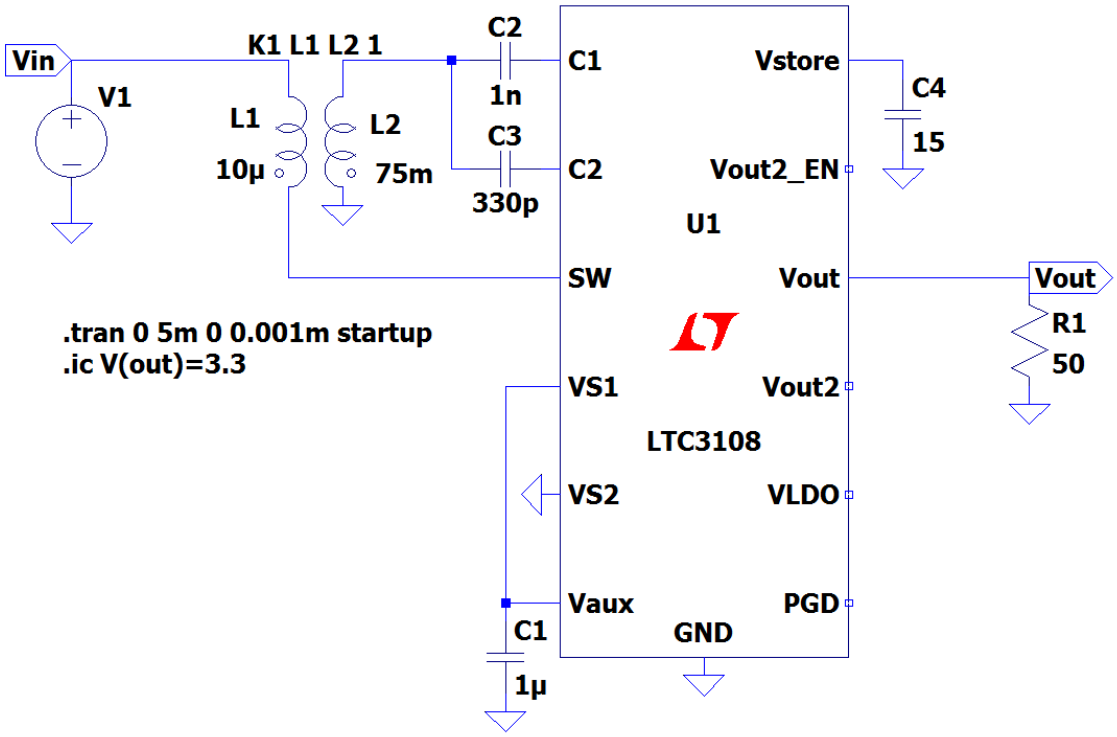
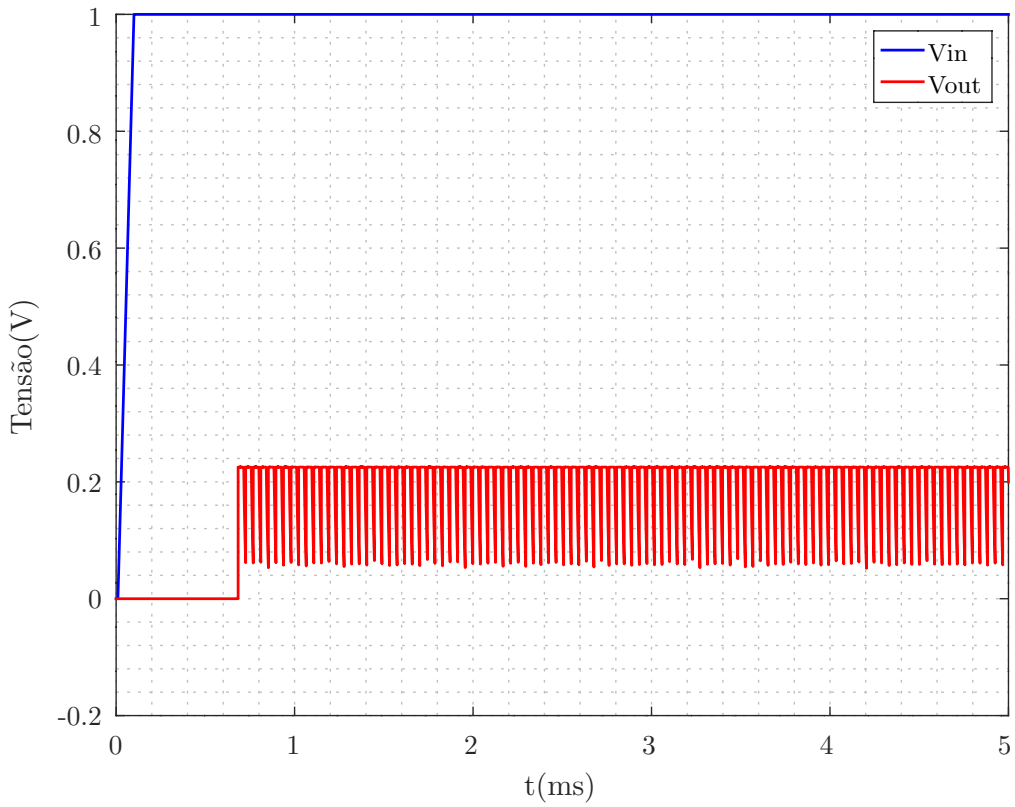
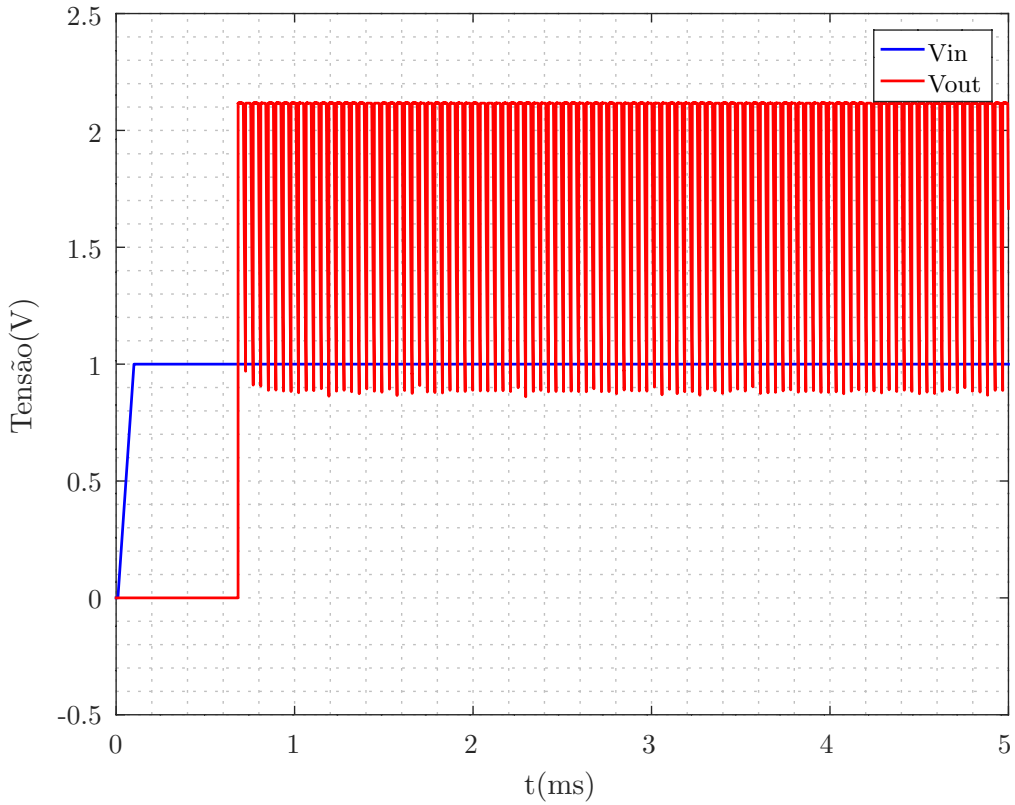


Figura 3.8: Circuito para simulação do conversor *boost* baseado no LTC3108

Durante os testes dos conversores *boost* verificou-se que a impedância de entrada dos mesmos apresenta valores relativamente baixos. Sendo de 3 a 10Ω para os modelos LTC3108 e LTC3588. Esses resultados simulados são comparados com os obtidos em outros trabalhos com o CI BQ25504 [BICALHO, 2018] e com o CI LTC3105 [MENDES, 2020]. A impedância de entrada do CJMCU baseado no CI BQ25504 pode chegar a valores

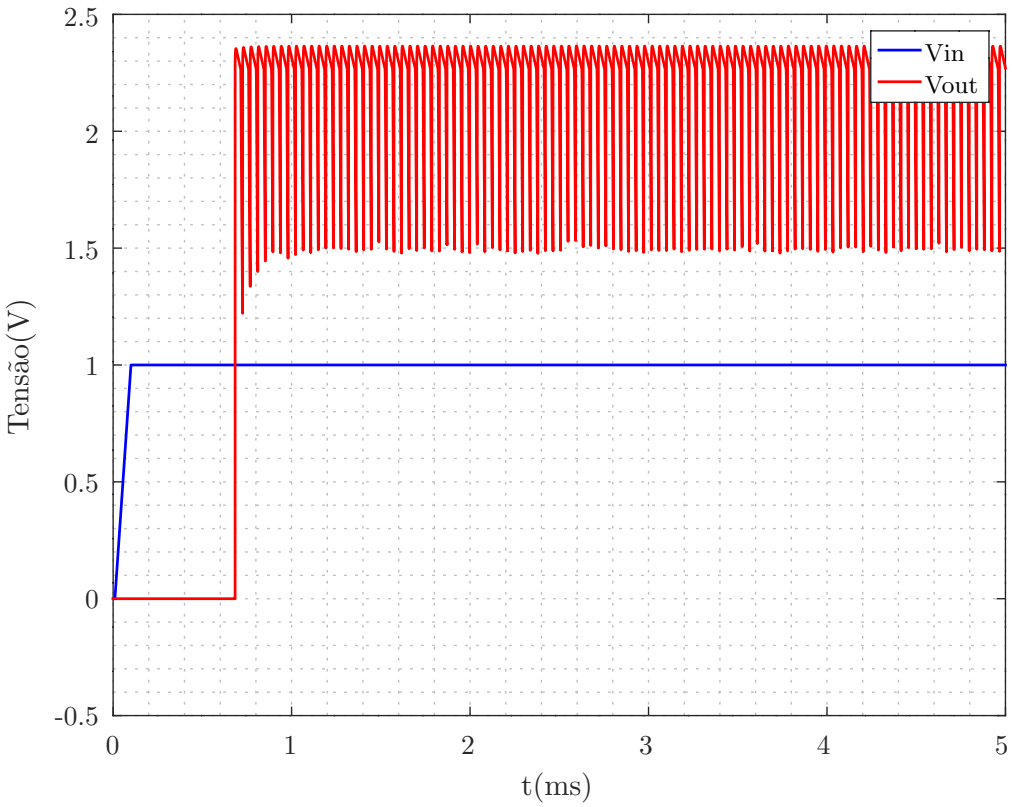


(a) Carga de 50Ω.

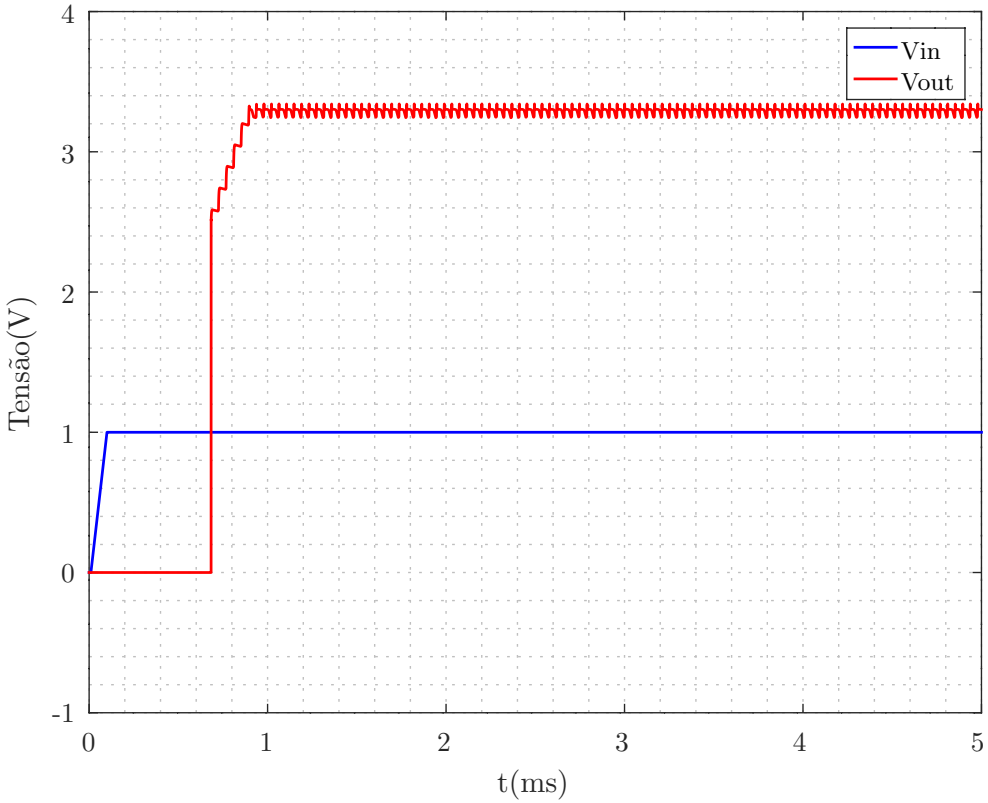


(b) Carga de 130Ω.

Figura 3.9: Valores simulados de tensão de entrada e de saída do conversor *boost* com LTC3108.



(a) Carga de 560Ω.



(b) Carga de 8,5$k\Omega$.

Figura 3.10: Valores simulados de tensão de entrada e de saída do conversor *boost* com LTC3108.

muito baixos, da ordem de 50Ω, na condição de pico da operação do MSSF. Esse valor de impedância, apesar de superior aos observados nos LTCs, pode gerar uma redução significativa da tensão de saída do retificador da rectenna. Então, faz-se necessária a aplicação de um estágio entre o retificador e o conversor *boost* para modificar a impedância vista pelo retificador.

Assim, apesar da característica muito interessante do LTC3108 de operar com sinais de entrada da ordem de 20 mV, opta-se pela utilização do conversor *boost* CJMCU-25504 baseado no CI BQ25504, por apresentar corrente de saída máxima de 200 mA e tensão de entrada mínima de 130 mV após a partida, combinado com a implementação de um estágio *buffer* na saída do retificador para alimentação do sensor microcontrolado desenvolvido neste trabalho. Além disso, o CJMCU pode fornecer até 200 mA de corrente para o carregamento do supercapacitor.

3.2.2 Supercapacitor

Os supercapacitores normalmente operam em baixas tensões, entre 2V e 3V. Entretanto, a associações em série permite realizar arranjo de supercapacitores para tensões elevadas adequadas para uma aplicação personalizada. Além disso, sua potência específica já supera a das baterias recarregáveis. No entanto, os supercapacitores possuem a vantagem de trabalharem com tempos menores de carga e possuem maior número de ciclos de carga e descarga do que as baterias comerciais disponíveis. Por outro lado, a energia específica dos supercapacitores ainda é muito inferior à alcançada pelas baterias.

Neste trabalho, o autor optou pelo uso de um supercapacitor eletroquímico, 15F - 5,5V da Kyocera, de dupla camada em configuração série, para armazenar a energia recebida pela rectenna e para a alimentação do módulo microcontrolado. Essa escolha foi motivada por suas excelentes características de capacitância elevada, compacidade e uma resistência série equivalente muito baixa. Vale ressaltar que esse supercapacitor possui vida útil elevada e pode entregar quantidades de energia de forma instantânea conforme a necessidade do circuito.

3.2.3 Microcontrolador

Componentes de potência ultra baixa são muito interessantes para aplicação em sistemas sem fio, pois permitem o seu uso contínuo com fonte de energia de baixa capacidade.

Atualmente os microcontroladores de ultra baixa potência são os mais utilizados em aplicações IOT e em redes de sensores sem fio em geral. Neste trabalho foi escolhido o microcontrolador PIC16LF15325 para compor o sistema proposto por apresentar potência ultra baixa, baixo custo, facilidade para desenvolvimento de aplicações, e interfaces amigáveis com ferramentas de programação e gravação para esse modelo.

A Figura 3.11 exibe o diagrama esquemático do módulo desenvolvido com entradas analógicas para conexão de sensores e entradas/saídas digitais para comunicação com o transceptor, e para gravação do microcontrolador. A placa de circuito de controle baseada no PIC utiliza conversão analógico digital do sinal do sensor, comunicação SPI com o módulo nRF24L01 para transmissão dos dados por RF, uma conexão para gravação com o PICKIT3, e disponibiliza entradas e/ou saídas digitais para ampliação futura.

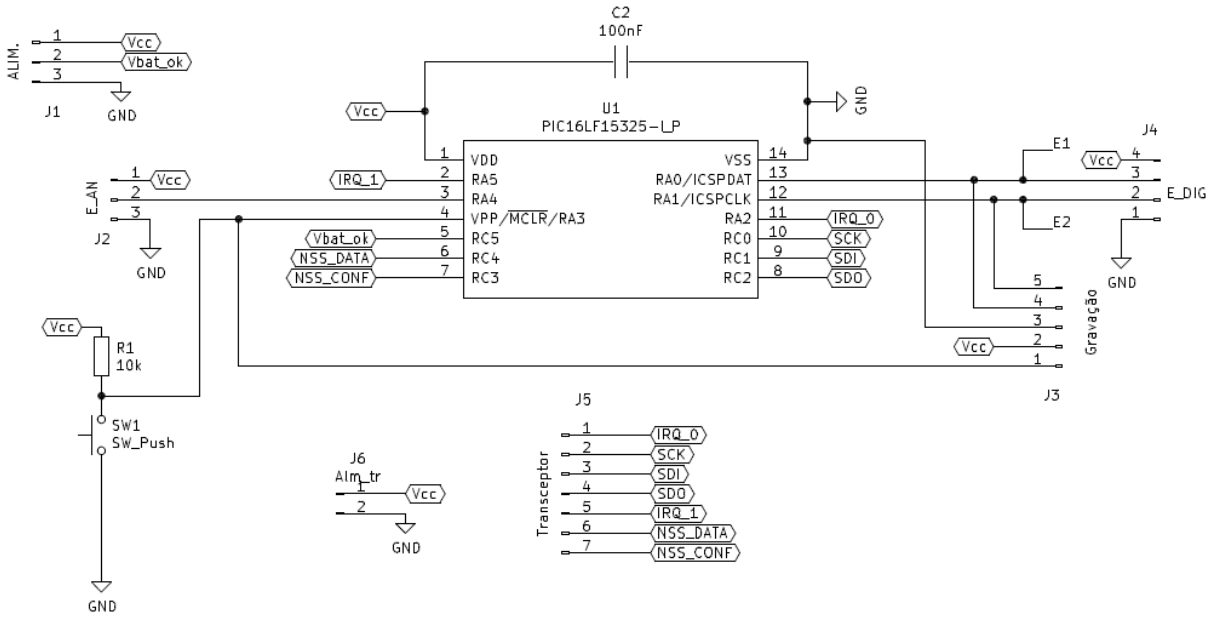


Figura 3.11: Esquemático da PCI de controle com portas para conexão de sensores, transceptor e gravação do PIC16LF15325.

3.2.4 Sensores

Após busca de alguns tipos e modelos disponíveis no mercado foram definidos os sensores MAX6612 da Maxim, e STLM20 da STMicro, devido ao baixo consumo de potência e custo acessível. O primeiro apresenta consumo baixo e o segundo consumo ultra baixo de corrente. A Tabela 3.1 apresenta um resumo dos sensores escolhidos, inclusive as funções de transferência, para o sensor STLM20, de primeira ordem para medição na faixa entre -10 $°C$ e 65 $°C$ e de segunda ordem para uma medição com maior exatidão. Por sua vez, o

sensor MAX6612 possui uma função de transferência única para a medição na faixa entre -10 °C e 150 °C.

Tabela 3.1: Características dos sensores adotados.

Sensor	Corrente (μA)	Tensão (V)	Função de transferência
$STLM20$	4,8	2,4 a 5,5	$V_O = (-11.69 \times 10^{-3} \times T) + 1.8641$
$STLM20$ $2°ordem$	4,8	2,4 a 5,5	$V_O = (-3.88 \times 10^{-6} \times T^2) + (-1.15 \times 10^{-2} \times T) + 1.8639$
$MAX6612$	35	2,4 a 5,5	$V_O = 0.40 + (0.01953 \times T) - (2 \times 10^{-6} \times T^2)$

Conforme os dados dos fabricantes dos sensores escolhidos verifica-se que o STLM20 apresenta erro máximo de ±2,5 °C, enquanto o MAX6612 pode apresentar erro máximo de ±4,5 °C. Os diagramas esquemáticos dos sensores investigados neste trabalho para conexão com o microcontrolador são exibidos nas Figuras C.1, C.2 e C.3 do Apêndice C.1.

3.2.5 Transceptor

Ao desenvolver um sensor é necessário enviar os dados de medição para uma unidade de controle e/ou monitoramento. Assim, foi adotada a transmissão de dados do sensor por RF devido a sua simplicidade, baixo custo e a possibilidade de instalação em ambientes sem infraestrutura cabeada para comunicação. Durante a investigação realizada foi construído um transceptor usando o CI SX1211I084TRT da *Semtech* para transmissão e recepção de dados em frequência abaixo de 1 GHz. Entretanto, durante a sua construção a aplicação de solda foi impactada pela existência de linhas de cobre com espessura de décimos de milímetro, provocando falhas no funcionamento do transceptor. Então, foram adquiridos transceptores comerciais para a faixa de frequência entre 2,4 GHz e 2,525 GHz, e um ESP8266 *node* MCU *wifi*, vide seu diagrama de pinos e o de conexão do mesmo com o transceptor nRF24L01 escolhido ilustrados respectivamente nas Figuras B.1 e B.2 dos anexos, com frequência de 2,45 GHz para transmissão de dados para o *site Thingspeak*. Por sua vez, as principais características do módulo nRF24L01 são exibidas na Tabela C.3 do apêndice, para transmissão de dados de medição por RF.

Vale ressaltar que o nRF24L01 mostra-se adequado para este trabalho devido ao seu baixo consumo de energia durante a transmissão e ou recepção de sinais e a possibilidade de ficar em estado de *power down* quando não estiver transmitindo ou recebendo dados. Nesse estado o módulo absorve correntes muito baixas, 900 nA, da fonte de alimentação. Além

disso, sua tensão de operação pode variar entre 1,9V e 3,6V, tornando-o muito atraente para ser alimentado por rectennas. O nRF24L01 permite também o ajuste de potência de transmissão desde -18 dBm até 0 dBm conforme o cenário desejado, e possibilita ainda a configuração de vários canais de transmissão/recepção entre 2,4 GHz e 2,525 GHz.

Por outro lado, a programação do PIC16LF15325 para configuração e operação do nRF24L01 gerou dificuldades e demandou um tempo significativo para ajuste da comunicação e do funcionamento do sistema. Vale destacar que a NORDIC, fabricante do transceptor nRF24L01, não disponibiliza uma biblioteca de referência para programação do PIC em linguagem C que auxilie na operação do transceptor. Então, a biblioteca para o nRF24L01 foi adaptada do modelo para PIC18F disponível no site pic18fxx.blogspot.com para realizar a comunicação entre o microcontrolador e o nRF24L01.

3.3 Antena transmissora

O projeto das antenas transmissoras envolveu a simulação de diversas antenas no CST® tanto para frequência de 915 MHz quanto para 2,45 GHz a fim de obter a melhor antena transmissora. Durante a etapa de simulação foram investigadas as antenas *patch* retangular, dipolo, Yagi-Uda plana e Vivaldi para verificar suas características e comparar o desempenho delas em substratos diferentes. Em seguida as antenas simuladas foram otimizadas buscando melhorar a eficiência e o ganho das mesmas, a fim de alcançar o melhor desempenho da antena tanto para operar como transmissora quanto receptora.

Os substratos FR-4 (Substrato *Flame Resistant 4*) e RT/duroid 5880 (Substrato *Rogers RT/duroid 5880*) foram escolhidos inicialmente para a simulação das antenas estudadas. Essa escolha foi motivada pela disponibilidade desses no LEA (Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado do CEFET/MG), e no caso específico do FR-4 adiciona-se a vantagem de baixo custo e disponibilidade no mercado local. No entanto, foram realizadas simulações nos substratos Isola-FR-4 e Alumina 99% com melhores características e maior ε_r que o FR-4.

A otimização das antenas desenvolvidas neste trabalho utilizou o PSO (*Particle Swarm Optimization*) com distribuição uniforme aleatória, nível da função objetivo 0, semente aleatória igual a 1, o número máximo de iterações igual a 10, o tamanho do enxame 10, resultando em um número máximo de avaliações de 101. Além disso, buscando alcançar

uma melhora do ganho e da eficiência das antenas, foi aplicado o CMA−ES (*Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy*), com sigma=0.2, semente aleatória igual 1, e número máximo de avaliações igual a 20 nos resultados da otimização anterior.

O algoritmo CMA−ES é do tipo evolucionário e adequado para problemas difíceis de otimização de caixa preta, não-linear, não-convexa em domínio contínuo. Ele é considerado o estado da arte em computação evolucionária e é muito usado para otimização contínua. O CMA−ES é normalmente aplicado a problemas de otimização de restrições ilimitadas ou limitadas e dimensões de espaço de busca entre três e cem. O método deve ser aplicado se métodos derivativos falham devido a descontinuidades, curvas ou cristas acentuadas, ruído, ótimos locais, ou ainda valores discrepantes. Entretanto, se os métodos baseados em derivadas de segunda ordem forem bem-sucedidos, eles geralmente serão mais rápidos que o CMA−ES por um fator em dez no número de avaliações da função objetivo necessárias para atingir um valor ótimo.

Os principais parâmetros avaliados durante a investigação das antenas foram a perda de retorno S_{11}, o ganho realizado G_{rlz}, a eficiência de radiação η_{rad} e a eficiência total η_{tot}. A função objetivo escolhida para otimizar as antenas foi a eficiência total e sua restrição foi definida como -1 dB. Assim, as antenas simuladas aceitas após a otimização foram aquelas com $\eta_{tot} > -1$ dB. Destaca-se que a partir dos resultados de simulação de antenas otimizadas no CST® obtém-se a η_{rad} da antena, ou ainda a mesma pode ser calculada através da relação entre o ganho G_{IEEE} e a diretividade D conforme mostra a expressão 3.1. Por seu turno, a η_{tot} pode ser obtida da relação entre o G_{rlz} e a diretividade, vide expressão 3.2.

$$\eta_{rad} = \frac{G(IEEE)}{D} \tag{3.1}$$

$$\eta_{tot} = \frac{G(rlz)}{D} \tag{3.2}$$

3.4 Antenas *patch* retangular e dipolo

A investigação das antenas iniciou na *patch* retangular, e a primeira etapa do procedimento de projeto dessa antena é calcular suas dimensões físicas de largura, e de comprimento. Posteriormente, define-se o ponto de inserção da excitação, a fim de alcançar a impedância de entrada, tipicamente $Rin = 50\Omega$. Depois de projetada a antena deve ser otimizada com auxílio de ferramentas numéricas disponíveis em *softwares* como ADS®, CST®, entre outros. Deve ser verificada também a magnitude do parâmetro S_{11} versus frequência para confirmar se a antena de microfita retangular está realmente ressonando na frequência desejada com uma perda de retorno adequada, bem como identificar a sua largura de banda [BALANIS, 2016]. A simulação de antenas do tipo *patch* retangular foi realizada tanto no substrato FR-4 quanto no RT/duroid 5880, e o modelo adotado para a simulação é exibido na Figura 3.12.

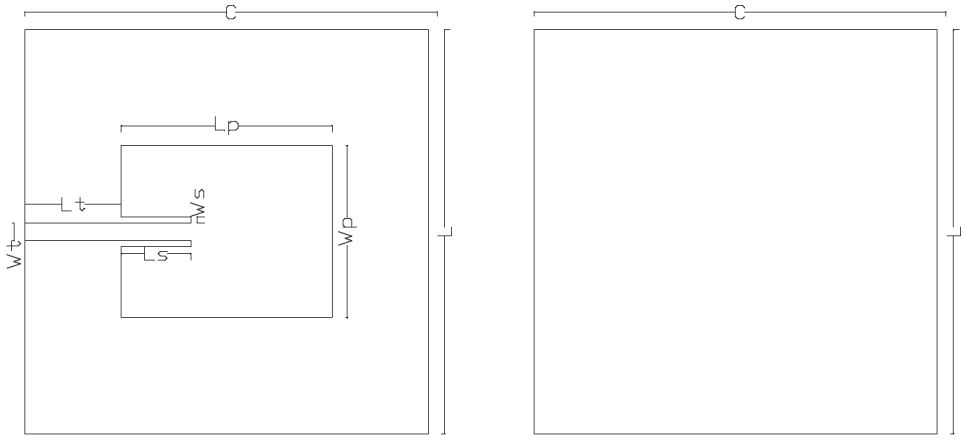


Figura 3.12: Geometria usada para simular antenas do tipo *patch* retangular.

Em seguida foram simuladas antenas dipolo de meia onda conforme modelo ilustrado na Figura 3.13. Essas antenas também foram simuladas no substratos FR-4 e RT/duroid 5880 para comparar os desempenhos de cada uma e identificar as variações relacionadas às características do substrato.

3.4.1 Antenas dipolo e *patch* retangular no FR-4

Foram simuladas e otimizadas 4 amostras da antena dipolo de meia onda no FR-4 para operação em 915 MHz a fim de observar a perda de retorno S_{11}, o ganho G_{rlz}, a eficiência de radiação η_{rad}, e total η_{tot} dessas, e também avaliar o nível de compacidade alcançada. Por

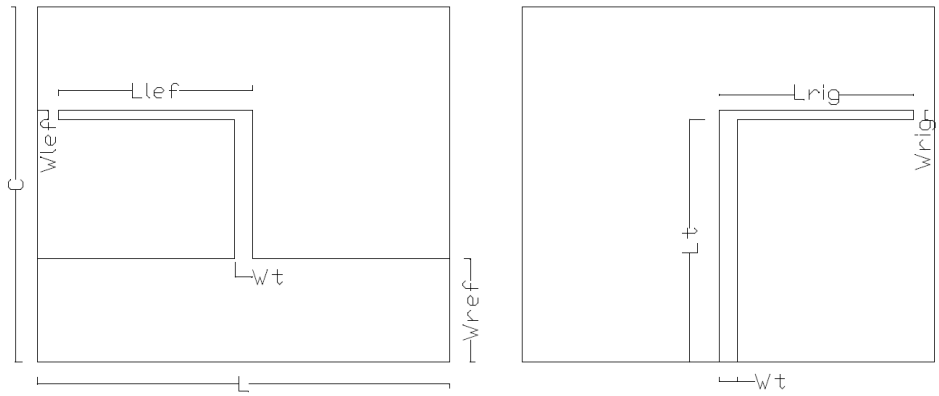


Figura 3.13: Geometria utilizada para simular o dipolo de meia onda.

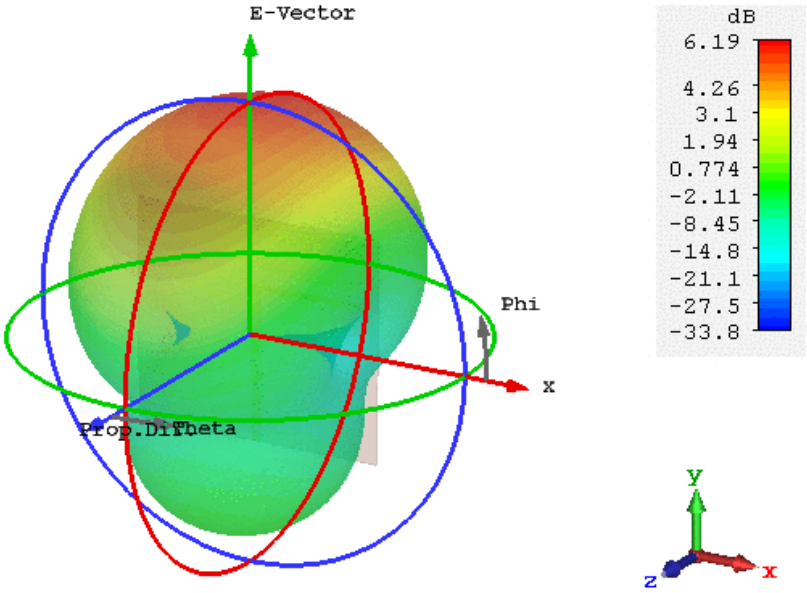
outro lado, buscando comparar esses parâmetros por faixa de frequência, foram simuladas também no FR-4 5 amostras de *patch* retangular, sendo 2 para operação em 915 MHz e 3 para 2,45 GHz. Foi observado que as antenas dipolo de meia onda apresentam melhor desempenho e compacidade que as do tipo *patch* retangular. Assim, a antena dipolo se mostra mais interessante para aplicar em sistema de TESF.

A Tabela 3.2, por sua vez, exibe um resumo dos resultados de simulação tanto das antenas dipolo de meia onda quanto das do tipo *patch* retangular, no substrato FR-4, obtidos no CST®. Vale destacar que o G_{rlz} indicado naquela tabela foi obtido na direção de máxima radiação dos resultados de simulação das antenas. Por seu lado, a LB (Largura de Banda) representada naquela tabela foi definida verificando a faixa a direita e a esquerda da frequência central com o parâmetro S_{11} menor que -10 dB.

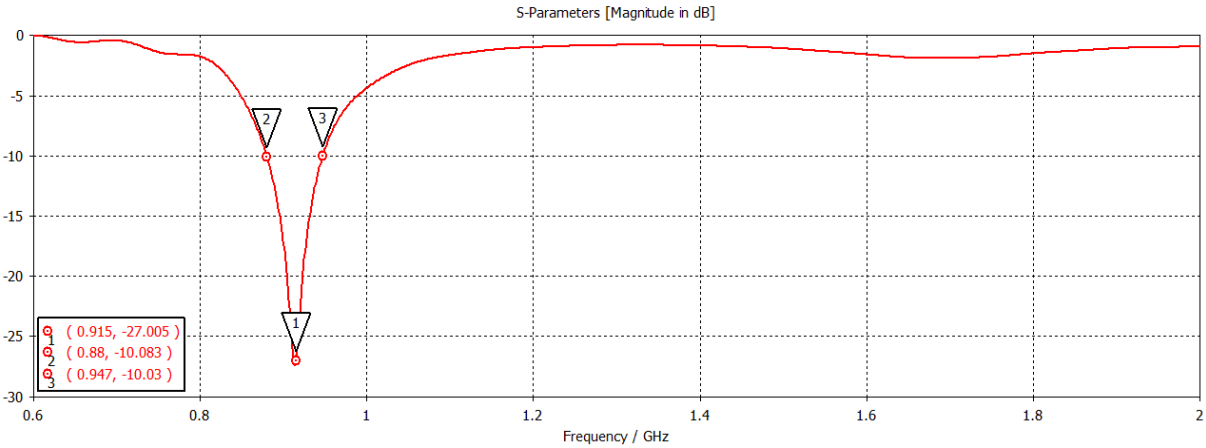
Tabela 3.2: Resumo dos parâmetros simulados das antenas dipolo de meia onda e patch retangular no substrato FR-4

Antena	f(MHz)	S_{11}(dB)	LB(MHz)	Z (Ω)	VSWR	D(dBi)	G_{rlz} (dB)	η_{rad} (%)	η_{tot} (%)
Dipolo 1	915	-28,63	[871, 968]	53,521	1,0764	6,44	5,98	96,469	89,782
Dipolo 2	915	-18,39	[890, 957]	41,787	1,2737	6,59	6,17	93,267	90,717
Dipolo 3	915	-17,27	[892, 975]	41,146	1,4728	6,62	6,21	93,66	91,033
Dipolo 4	915	-27,005	[880, 947]	50,689	1,1608	6,65	6,19	95,646	90,069
Patch 1	915	-13,584	[909, 931]	50,043	1,5295	6,817	-2,88	11,611	10,735
Patch 2	915	-18,38	[905, 924]	25,656	1,274	6,37	-1,78	15,522	15,297
Patch 3	2450	-13,876	[2413, 2466]	62,552	1,5146	6,754	2,763	41,62	39,9
Patch 4	2429	-21,736	[2399, 2462]	48,832	1,1784	7,52	3,10	36,444	36,138
	3503	-33,365	[3452, 3556]	49,788	1,0445	7,25	1,97	29,704	29,677
	4443	-28,201	[4386, 4502]	51,593	1,081	6,38	-0,67	19,718	19,702
Patch 5	2421	-22,244	[2391, 2455]	48,679	1,1674	7,51	3,07	36,234	35,957
	3495	-33,489	[3443, 3544]	50,755	1,0432	7,24	1,96	29,679	29,649
	4430	-29,008	[4370, 4488]	50,573	1,0735	6,30	-0,792	19,539	19,528

Por seu turno, a Figura 3.14 mostra os resultados de simulação da amostra de antena dipolo de meia onda com melhor desempenho simulada no FR-4, Dipolo 4, para operação em 915 MHz. Enquanto a Figura 3.15 exibe os resultados de simulação da melhor amostra, *Patch* 3, simulada no FR-4 da antena *patch* retangular, cuja frequência de operação projetada foi 2,45 GHz.



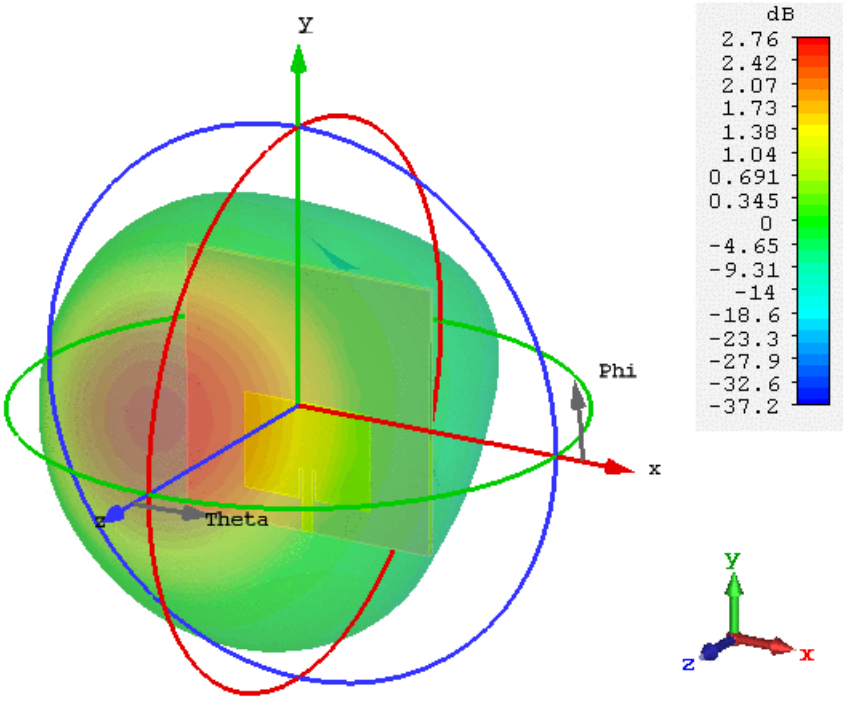
(a) G_{rlz}



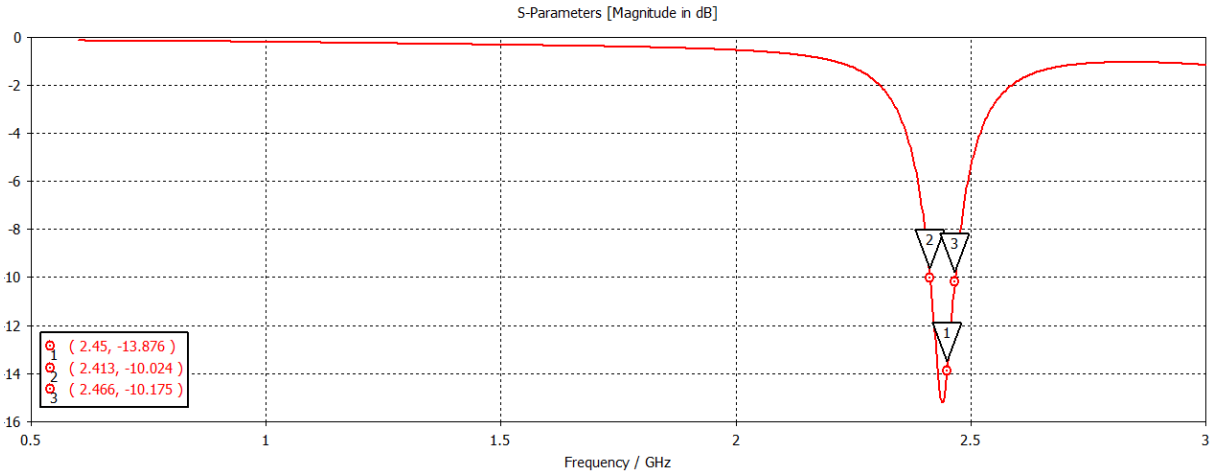
(b) Parâmetro S_{11}

Figura 3.14: G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra Dipolo 4.

A amostra Dipolo 4 alcançou em 915 MHz um ganho realizado G_{rlz} máximo de 6,19 dB, com eficiência de radiação η_{rad} de 95,646% e total η_{tot} de 90,069%. Esses resultados indicam que aquela antena é interessante para aplicação como transmissora, ou ainda, como antena receptora em um sistema de TESF. Por sua vez, a antena *Patch* 3 alcançou



(a) G_{rlz}



(b) Parâmetro S_{11}

Figura 3.15: G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra *Patch* 3.

em 2,45 GHz uma diretividade de 6,75 dBi, com G_{rlz} máximo de apenas 2,76 dB, com η_{rad} de 41,62 % e η_{tot} de 39,9 %.

A Tabela 3.3, por seu turno, exibe as dimensões das antenas dipolo de meia onda no substrato FR-4 após otimização no CST®. Enquanto a Tabela 3.4 mostra as dimensões ótimas das antenas *patch* retangulares também no FR-4.

Tabela 3.3: Dimensões em milímetros das antenas dipolo de meia onda no substrato FR-4

Antena	L	C	Wref	Wt	Wlef Wrig	Lt	Llef Lrig
Dipolo 1	150	110	40	6	6	20,185	60,5
Dipolo 2	140	100	35	6	6	20,185	60,5
Dipolo 3	140	110	35	6	6	20,185	60,5
Dipolo 4	140	120	25	6	3	25	62,75

Tabela 3.4: Dimensões em milímetros das antenas *patch* retangular no substrato FR-4

Antena	L	C	Wp	Lp	Wt	Lt	Ws	Ls
Patch 1	150	200	69	79	5,45	79	1,2	24
Patch 2	150	150	62	79	7,9	75	2,3	24
Patch 3	80	80	41	20	3	9	1	9
Patch 4	100	100	41	20	3	9	1	7,1
Patch 5	153,06	153,06	73,248	77,516	3,5	56,35	1,98	19,7

Vale destacar que uma antena com boa diretividade, caso tenha baixa eficiência, terá desempenho inadequado quando de sua aplicação como transmissora em um sistema rectenna. Assim, ao comparar os resultados de simulação das antenas dipolo e *patch* retangular, ambas no FR-4 verifica-se que as primeiras são mais compactas e interessantes para implementação de antenas transmissoras que as do tipo *patch*.

3.4.2 Antenas dipolo e *patch* retangular no RT/5880

Na sequência da investigação a fim de avaliar o desempenho das antenas do tipo dipolo e *patch* foram realizadas simulações de ambos os tipos em um substrato com desempenho em altas frequências e parâmetros garantidos pelo seu fabricante. Buscou-se também comparar os resultados com os alcançados por essas antenas no FR-4. Então, foram simuladas 2 amostras de dipolo de meia onda e 2 duas de *patch* retangular no substrato RT/duroid 5880, sendo uma amostra de cada em 915 MHz e outra em 2,45 GHz. Assim, o resumo dos resultados de simulação das antenas dipolo de meia onda e antenas *patch* retangular

no substrato RT/duroid 5880 são exibidos na Tabela 3.5. Enquanto as Tabelas 3.6 e 3.7 exibem as dimensões otimizadas dessas antenas.

Tabela 3.5: Resumo dos parâmetros simulados das antenas dipolo e *patch* no substrato RT/Duroid 5880

Antena	f(MHz)	S_{11}(dB)	LB(MHz)	Z (Ω)	VSWR	D(dBi)	G_{rlz} (dB)	η_{rad} (%)	η_{tot} (%)
Dipolo R1	2450	-10,719	[2390,2586]	89,915	1,822	4,59	4,09	98,27	89,11
Dipolo R2	915	-22,842	[888, 947]	47,271	1,1554	6,56	6,31	95,99	94,47
Patch R1	2450	-16,103	[2436, 2460]	49,032	1,3714	7,158	6,501	90,53	85,96
Patch R2	915	-11,035	[914, 917]	53,19	1,7805	7,784	6,335	77,75	71,63

Tabela 3.6: Dimensões em milímetros das antenas do tipo dipolo de meia onda simuladas no substrato RT/Duroid 5880

Antena	L	C	Wref	Wt	Wlef Wrig	Lt	Llef Lrig
Dipolo R1	100	120	22,272	4,868	4,295	24,218	25,247
Dipolo R2	140	120	25	6,789	2,614	25	66,25

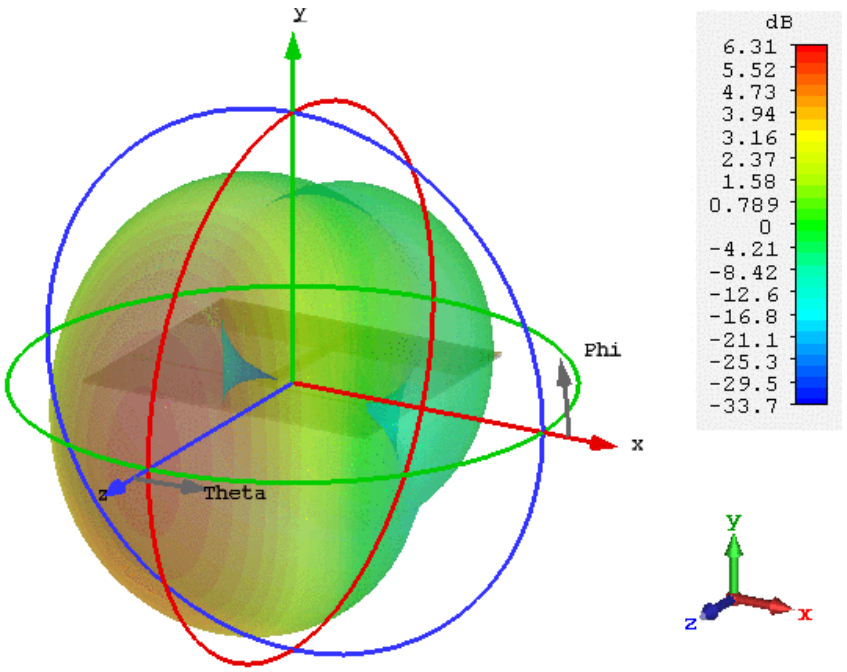
Tabela 3.7: Dimensões em milímetros das antenas do tipo *patch* retangular simuladas no substrato RT/Duroid 5880

Antena	L	C	Wp	Lp	Wt	Lt	Ws	Ls
Patch R1	70	85,1	47,686	27,118	2,85	12,956	1,557	3,936
Patch R2	200	210	150,672	67,134	2,293	41,01	0,759	1,565

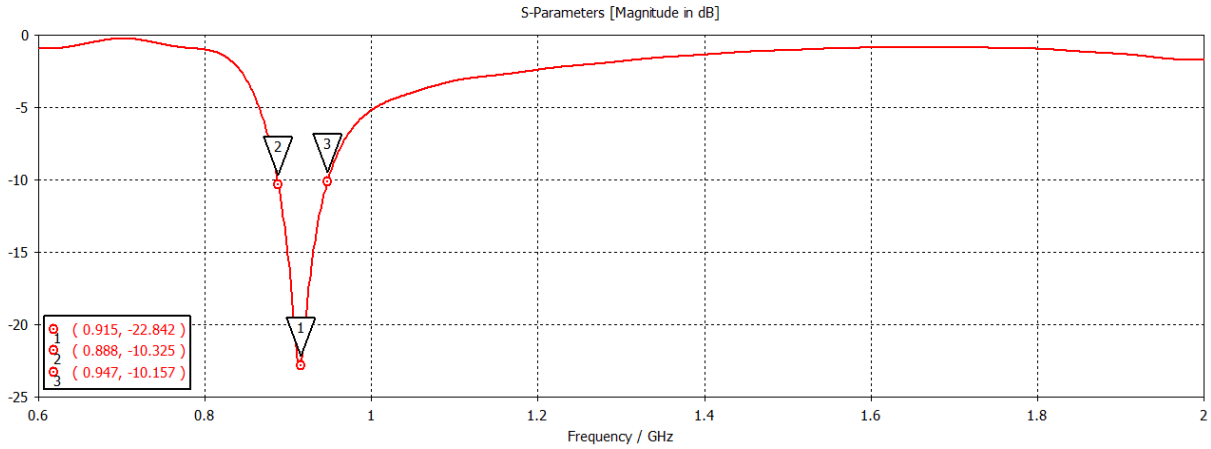
A Figura 3.16, por seu lado, exibe os resultados de G_{rlz} e S_{11} obtidos na simulação da melhor antena dipolo de meia onda simulada no substrato RT/duroid 5880, Dipolo R2, que na frequência de 915 MHz apresenta η_{rad} de 96,41% e η_{tot} de 94,91%. Enquanto a Figura 3.17 apresenta o G_{rlz} e o S_{11} da antena *Patch* R1, cuja η_{rad} é de 90,53% e η_{tot} igual 85,96% na frequência de 2,45GHz.

Durante a investigação foi observado que a diretividade das antenas *patch* é melhor que a das antenas dipolo, quando simuladas no substrato FR-4, mas as eficiências daquelas são piores, o que indica que a aplicação de antenas *patch* retangulares, realizadas em FR-4, na transmissão de energia sem fio não é adequada.

Comparando as antenas Dipolo 4 e Dipolo R2 observa-se que a eficiência e o ganho de ambas são muito interessantes indicando que o substrato FR-4, devido ao seu menor custo

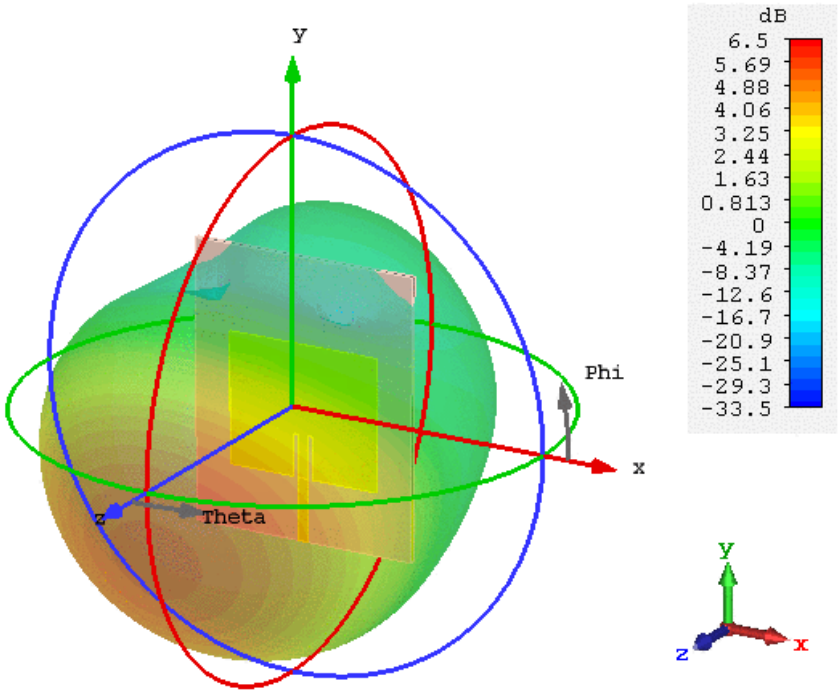


(a) G_{rlz} 915 MHz

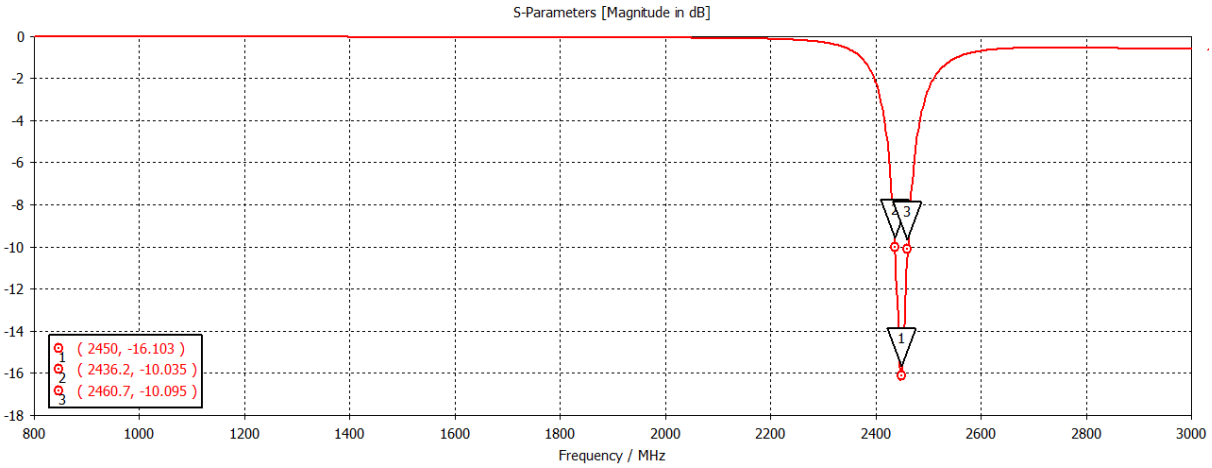


(b) Parâmetro S_{11}

Figura 3.16: G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra Dipolo R2.



(a) G_{rlz} 915 MHz



(b) Parâmetro S_{11}

Figura 3.17: G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra *Patch* R1.

e facilidade de aquisição no mercado local, se torna vantajoso no desenvolvimento de antenas do tipo dipolo de meia onda. Por outro lado, na comparação entre as antenas *Patch* 3 e *Patch* R1 observa-se que a segunda apresenta a eficiência e o ganho realizado maiores que a primeira. Portanto, o desenvolvimento de antenas do tipo *patch* retangular se mostra mais adequado no substrato RT/duroid 5880 que no FR-4.

3.5 Antenas Vivaldi

As antenas tipo Vivaldi simuladas neste trabalho baseiam-se no modelo apresentado por [BALANIS, 2016], mas com modificação da banda de operação e por conseguinte apresentam resultados bem diversificados, inclusive com características distintas da expectativa teórica. Essas modificações visam a possibilidade de uso daquelas antenas em frequências menores que 1 GHz com o propósito de alcançar maiores distâncias na sua aplicação em um sistema para TESF com antena transmissora e fonte de RF dedicada. A Figura 3.18, por seu turno, exibe a geometria utilizada para simular e otimizar as antenas Vivaldi investigadas.

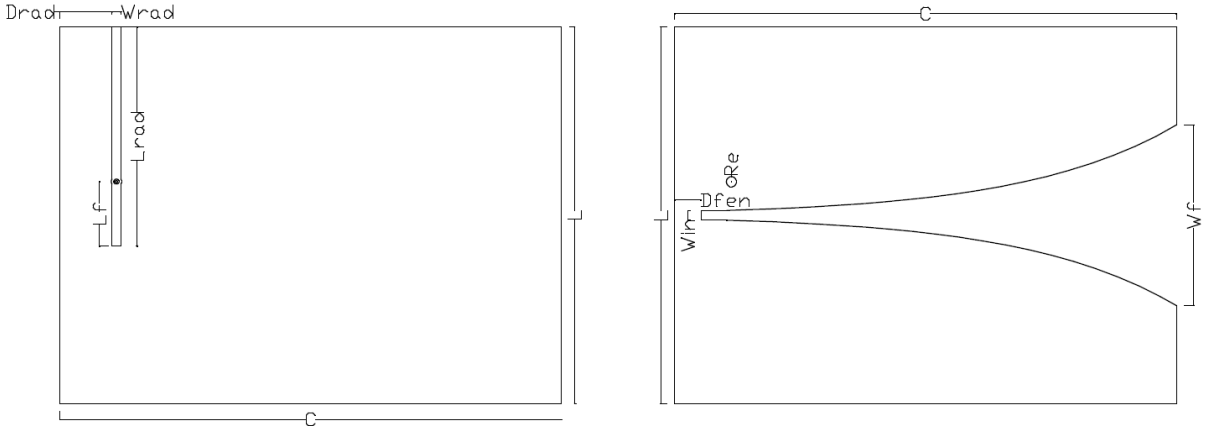


Figura 3.18: Geometria da antena Vivaldi usada para simulação e otimização.

A otimização das antenas Vivaldi no CST® iniciou com o algoritmo PSO, com o ponto inicial com distribuição uniforme aleatória, nível da função objetivo 0, semente aleatória igual a 1, o número máximo de iterações igual a 10, o tamanho do enxame 10, resultando em um número máximo de avaliações de 101, e foi melhorada com a aplicação do CMA−ES, com sigma=0.2, semente aleatória igual 1, e número máximo de avaliações igual a 20, a fim de alcançar desempenhos melhores nas simulações realizadas. Além disso, a função objetivo utilizada foi a eficiência total da antena e seu valor mínimo aceitável de -1 dB.

3.5.1 Antena Vivaldi no FR-4

A Tabela 3.8 apresenta um resumo dos resultados de simulação, no substrato FR-4, das antenas Vivaldi otimizadas, e as dimensões ótimas dessas amostras são exibidos na Tabela 3.9. Observa-se nestes resultados que algumas antenas Vivaldi foram otimizadas para operação em uma única banda de frequência. Isso foi definido a fim de alcançar melhores resultados na transmissão de energia sem fio nas frequências de interesse, 915 MHz e 2,45 GHz.

Tabela 3.8: Resumo dos parâmetros simulados das antenas Vivaldi no substrato FR-4

Antena	f (MHz)	S_{11}(dB)	LB(MHz)	Z (Ω)	VSWR	D(dBi)	G_{rlz}(dB)	η_{rad} (%)	η_{tot} (%)
Vivaldi 1	1000 1500 2604	-15,136 -14,375 -24,824	[967,1047] [1441,1730] [2458,2762]	67,013 57,19 49,72	1,4244 1,4725 1,1218	4,99 6,20 9,70 9,37	3,84 5,33 8,43	79,241 85,072 80,817	76,833 81,96 68,445 80,545
Vivaldi 2	915 1500 2450	-17,486 -16,844 -19,676	[883,1059] [1440,1585] [2324,2620]	43,21 66,533 45,623	1,3083 1,3359 1,2317	4,20 5,33 8,63	2,93 4,43 7,69	76,036 82,99 81,525	74,648 81,303 80,628
Vivaldi 3	915	-45,138	768,1013	23,462	1,01163	5,41	4,54	81,896	81,893
Vivaldi 4	915 1500 2450	-21,201 -14,12 -16,738	[866,1039] [1427,1558] [2319,2597]	46,823 58,799 41,572	1,1908 1,49 1,3408	4,06 5,67 8,96	3,14 4,66 7,93	81,643 82,298 80,561	81,028 79,109 78,824
Vivaldi 5	915	-12,778	[715,942]	29,67	1,5963	5,78	4,8	84,6	79,77
Vivaldi 6	915 1500 2450	-11,814 -13,175 -20,27	[860,1000] [1396,1556] [2295,2662]	3,855 41,245 43,06	1,6904 1,5621 1,2147	4,48 6,38 9,37	3,31 5,44 8,47	81,69 84,65 81,97	76,38 80,53 81,17
Vivaldi 7	915	-11,098	[903,1058]	22,405	1,7728	5,41	4,72	92,39	85,21
Vivaldi 8	1500 2450	-14,368 -22,451	[1408,1594] [2344,2695]	45,156 54,462	1,4721 1,1631	6,49 9,46	5,62 8,51	84,95 80,72	81,82 80,27
Vivaldi 9	915	-24,284	[885, 957]	53,774	1,1301	4,77	3,69	78,22	77,92
Vivaldi 10	915 1500 2333	-13,418 -21,252 -17,874	[885,1076] [1415,1544] [2263,2419]	37,712 43,432 51,807	1,5425 1,1896 1,2929	4,45 5,18 8,34	2,83 4,29 6,95	72,14 82,19 74,00	68,84 81,57 72,55
Vivaldi 11	2450	-55,944	[2317, 2630]	50,033	1,003	9,44	8,51	80,73	80,72
Vivaldi 12	915	-21,12	887, 949	54,375	1,1927	4,506	3,257	75,61	75,01
Vivaldi 13	2450	-29,327	[2296, 2632]	53,479	1,0708	9,94	8,95	79,8	79,72
Vivaldi 14	2450	-28,654	[2339, 2616]	51,039	1,0767	9,297	8,318	79,92	79,82
Vivaldi 15	915	-14,068	[714, 964]	34,13	1,4937	5,43	4,29	79,95	76,82
Vivaldi 16	915	-13,047	[828, 851]	73,269	1,5729	3,84	2,8	82,88	78,76
Vivaldi 17	2450	-11,299	[2317, 2547]	53,181	1,7484	9,21	7,4	71,23	65,99

Observa-se que tanto a diretividade quanto o G_{rlz} das antenas Vivaldi são interessantes quando simuladas no substrato FR-4 nas frequências maiores que 2 GHz, mas apresentam eficiências um pouco menor que as antenas dipolo, no mesmo substrato, na frequência de 915 MHz.

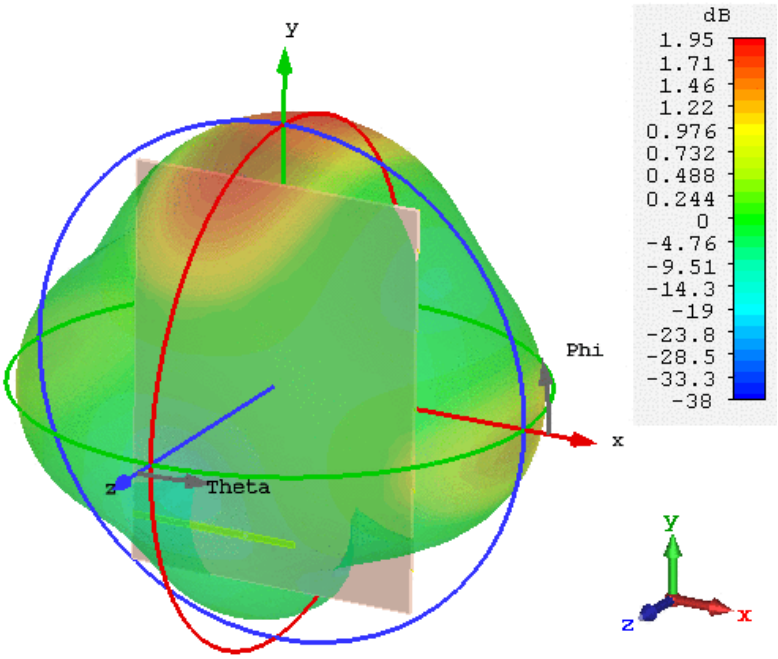
Tabela 3.9: Dimensões em milímetros de antenas Vivaldi no substrato FR-4

Antena	L	C	Wrad	Lrad	Drad	Lf	Win	Dfen	Re	Wf
Vivaldi 1	140	190	2,9	81,984	20,236	23,971	3,734	10,118	2	70
Vivaldi 2	150	170,64	2,9	86,822	20,644	23,322	3	10,322	2	69,6
Vivaldi 3	200	196	6	114,4	20	114,4	8,8	10	0	122,84
Vivaldi 4	150	178,23	2,9	98,917	20,334	23,167	3,582	10,167	2	64,334
Vivaldi 5	200	222,47	4,323	116,9	24,97	116,9	8,83	12,485	0	67,48
Vivaldi 6	150	190,24	2,9	98,971	20,236	24,985	3,73	10,118	2	65,2
Vivaldi 7	200	200	6	114,4	20	114,4	8,8	10	0	142,64
Vivaldi 8	150	190,24	2,9	98,971	20,236	20,852	3,73	10,118	2	65,2
Vivaldi 9	200	196	2,8	148	96	98	10	48	2	158
Vivaldi 10	146	164,11	3,784	85,854	18,844	24,31	3,432	9,422	2	70
Vivaldi 11	146	195	3,5	84,985	20,236	24,985	3,73	10,118	2	70
Vivaldi 12	200	178	3,5	144	78	79	10	39	2	158
Vivaldi 13	150	299,64	2,9	86,822	20,644	26,322	3	10,322	2	69,6
Vivaldi 14	146	195	7,65	49,046	20,236	28,81	3,734	10,118	2	70
Vivaldi 15	200	199,36	6	116,08	23,36	116,08	8,8	11,68	0	122,84
Vivaldi 16	200	304,66	3,633	164,668	121,2	82,668	8,136	60,6	2	131,48
Vivaldi 17	146	194,26	5,75	84,617	19,5	24,617	3,734	9,75	2	69,17

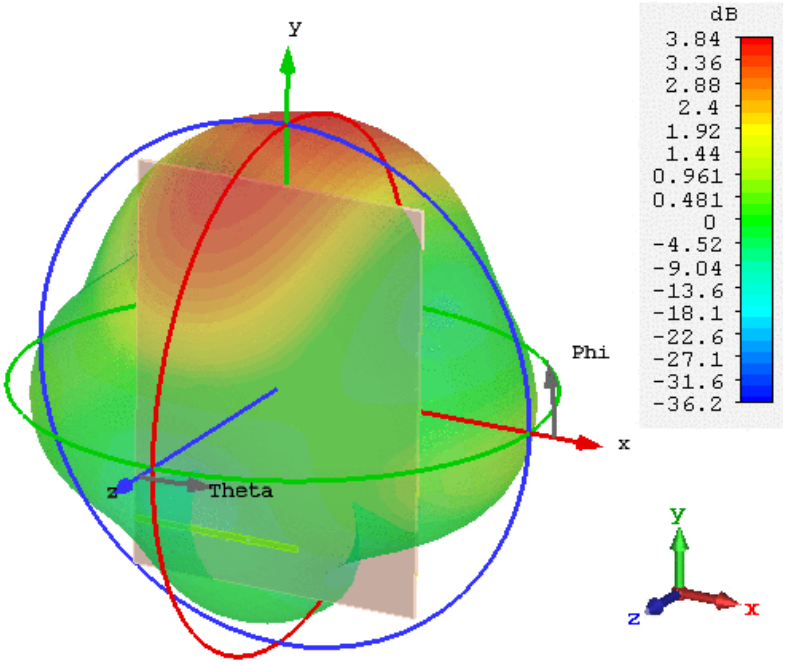
Por seu lado, o desempenho das antenas Vivaldi se torna muito interessante na frequência de 2,45 GHz tanto do ponto de vista do G_{rlz} quanto da η_{tot}. Essas observações indicam que a aplicação da antena Vivaldi, simulada e otimizada no FR-4 para operação na frequência de 2,45 GHz, se mostra promissora para a TESF a fim de alimentar cargas reais de potência baixa e ultra baixa. No entanto, a aplicação da antena Vivaldi em 915 MHz, ainda que realizadas adequações, se mostra inadequada para tanto para antenas transmissoras quanto para receptoras em um sistema rectenna.

Durante a simulação e otimização das antenas Vivaldi no CST® foram adotadas duas estratégias distintas, a saber, com e sem a modelagem do conector SMA (*SubMiniature version A*). As amostras cujo valor da dimensão Lf aparecem igual a zero na Tabela 3.9 são aquelas que não receberam a modelagem do conector SMA. Enquanto as amostras com valor de Lf maior que zero indicam que tiveram a modelagem do referido conector, e o valor de Lf indica a distância entre a extremidade do elemento radiante e o ponto de inserção do SMA no mesmo. Vale destacar que nas amostras de antenas Vivaldi, simuladas no CST® com o modelo de conector SMA no FR-4 somado a possibilidade de construção dos seus protótipos com processo de fabricação por usinagem com auxílio de prototipadora, há uma expectativa maior dos resultados de medição se aproximarem dos valores simulados gerando maior confiabilidade no desenvolvimento de soluções para a TESF.

A primeira antena Vivaldi simulada foi a amostra Vivaldi 1, com três frequências de operação após a otimização. Enquanto a Figura 3.19 mostra o seu G_{rlz} em 915 MHz e 1000 MHz. Por sua vez, a Figura 3.20 mostra o seu G_{rlz} em 1500 MHz e 2450 MHz. Enquanto a 3.21 exibe seus resultados de G_{rlz}, para operação em 2,604 GHz, e S_{11}.

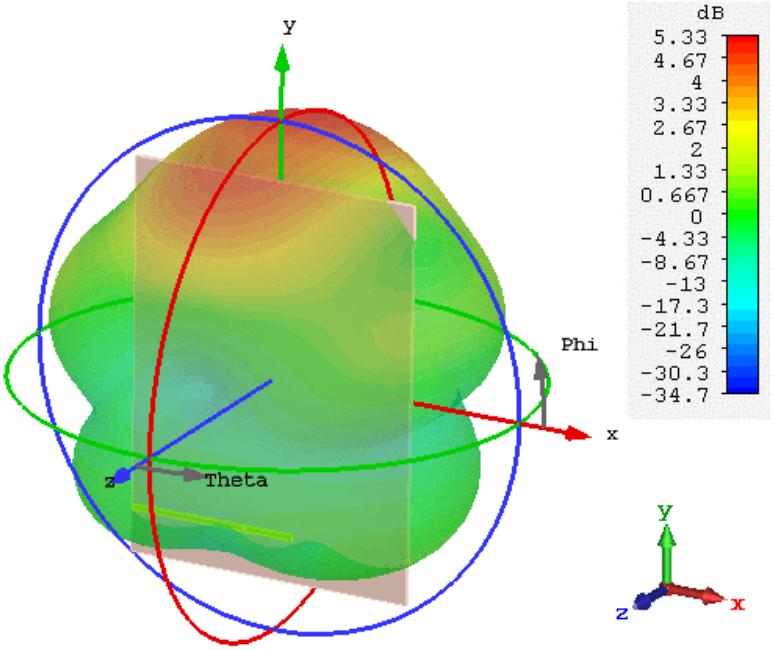


(a) G_{rlz} 915 MHz

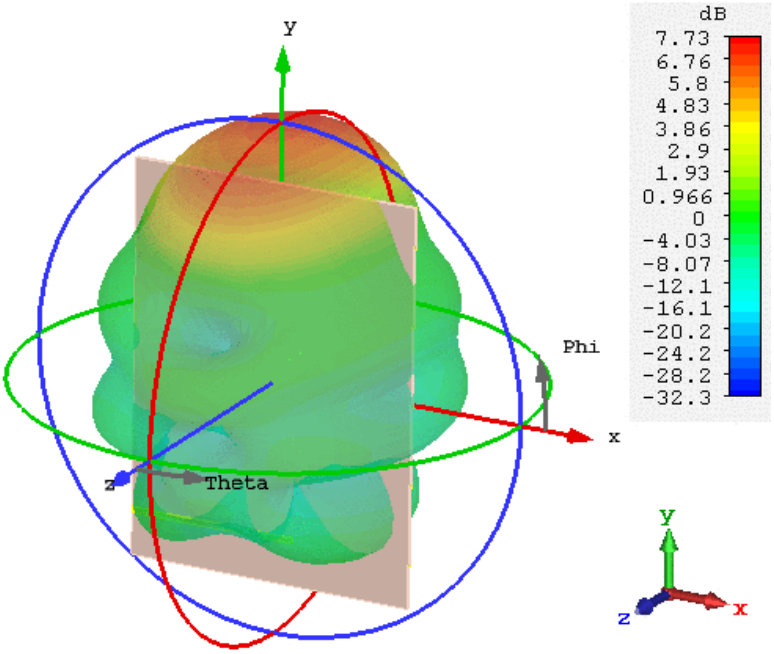


(b) G_{rlz} 1000 MHz

Figura 3.19: G_{rlz} simulado da amostra Vivaldi 1.

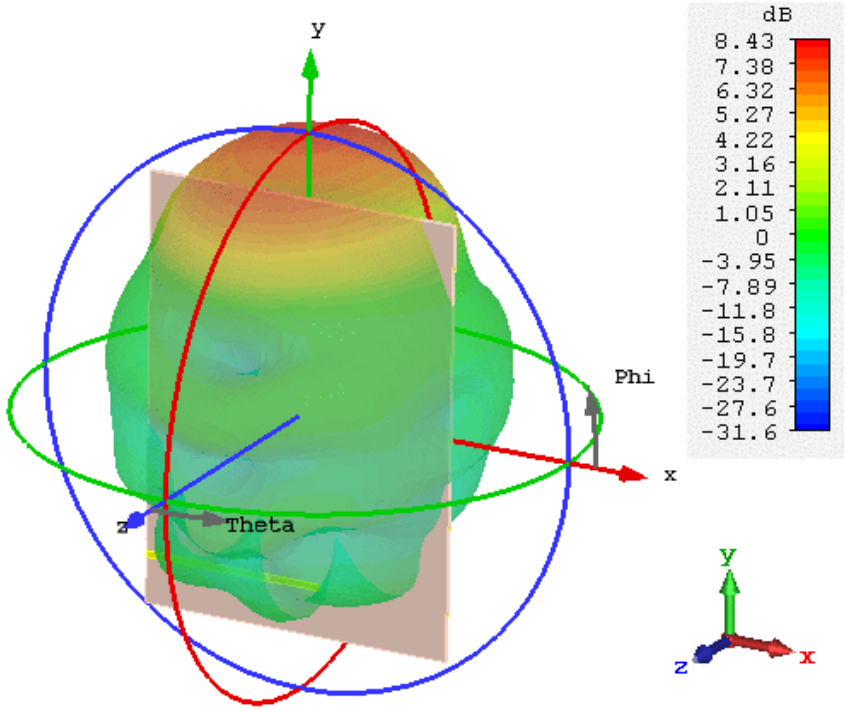


(a) G_{rlz} 1500 MHz

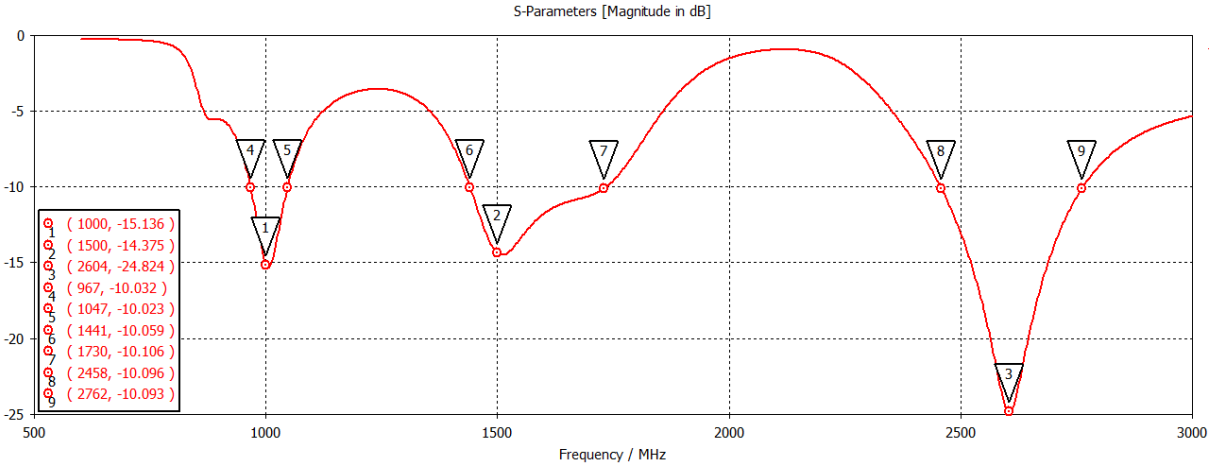


(b) G_{rlz} 2450 MHz

Figura 3.20: G_{rlz} simulado da amostra Vivaldi 1.



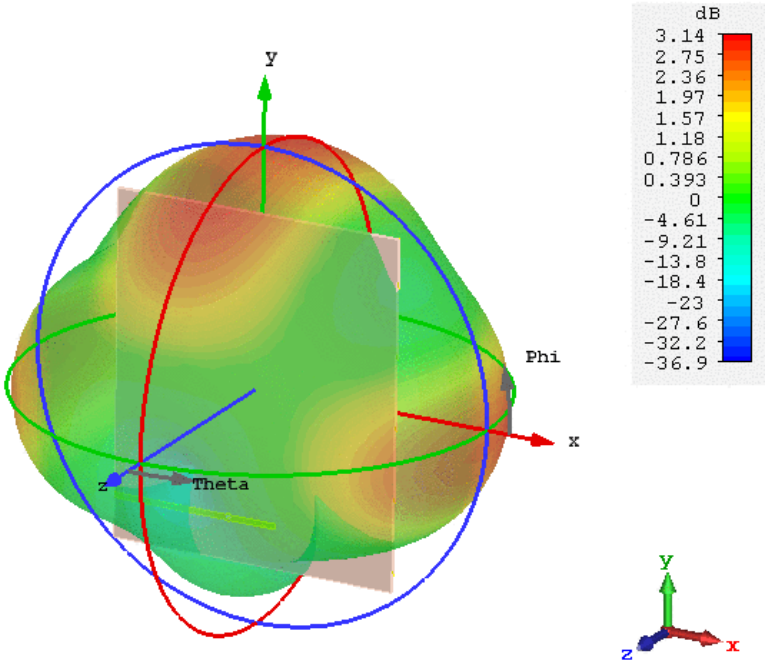
(a) G_{rlz} 2604 MHz



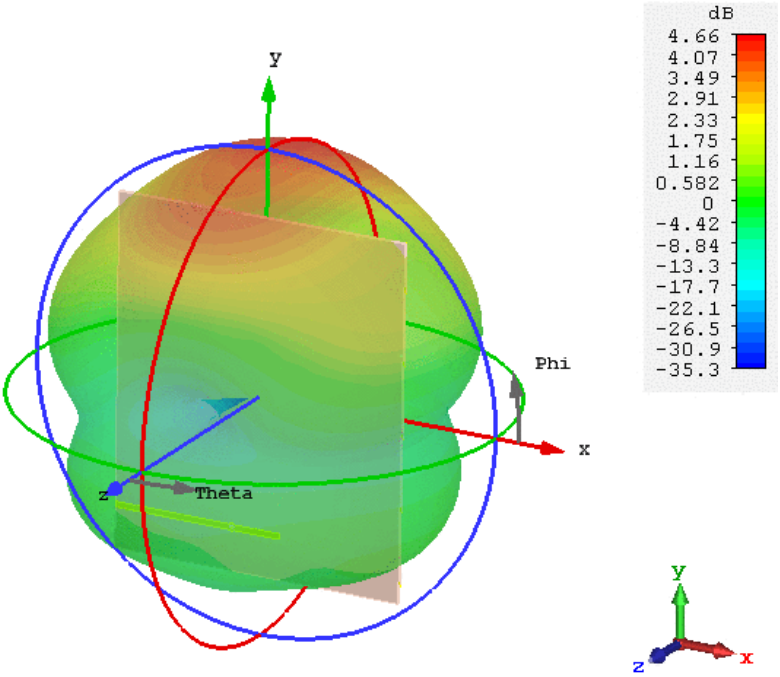
(b) Parâmetro S_{11}

Figura 3.21: G_{rlz} em 2604 MHz, e S_{11} simulados da amostra Vivaldi 1.

A Figura 3.22, por seu turno, mostra o G_{rlz} da amostra Vivaldi 4 para operação em 915 MHz e 1500 MHz. Enquanto a Figura 3.23 exibe seus resultados de G_{rlz} para operação em 2,45 GHz, e S_{11}.

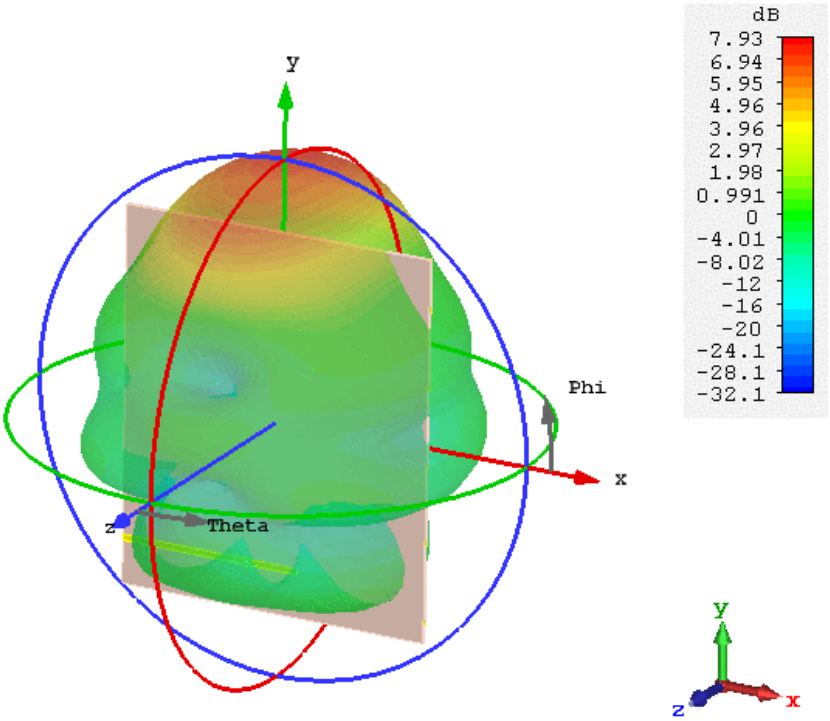


(a) G_{rlz} 915 MHz

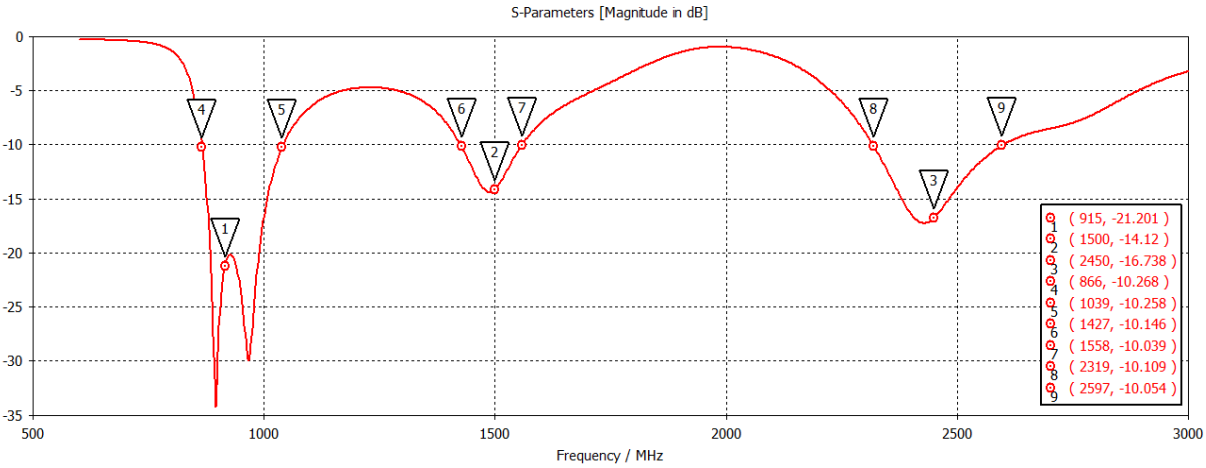


(b) G_{rlz} 1500 MHz

Figura 3.22: G_{rlz} simulado da amostra Vivaldi 4.



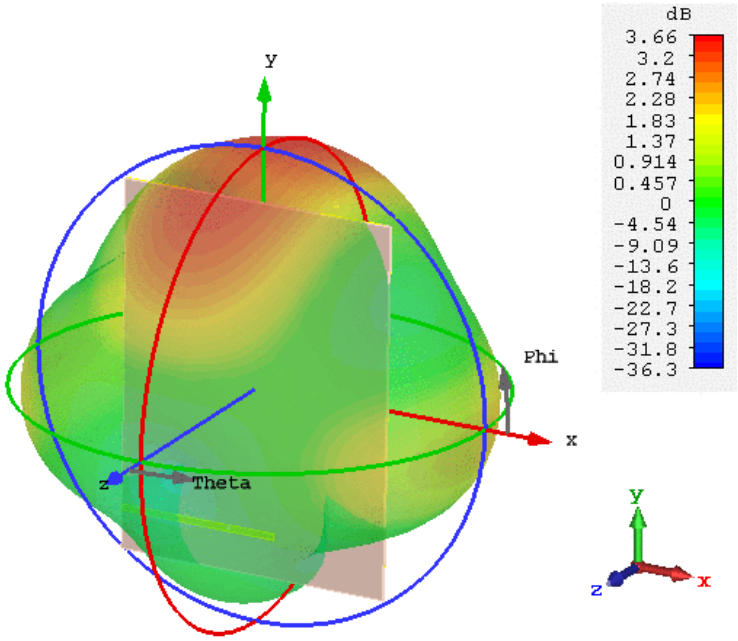
(a) G_{rlz} 2,45 GHz



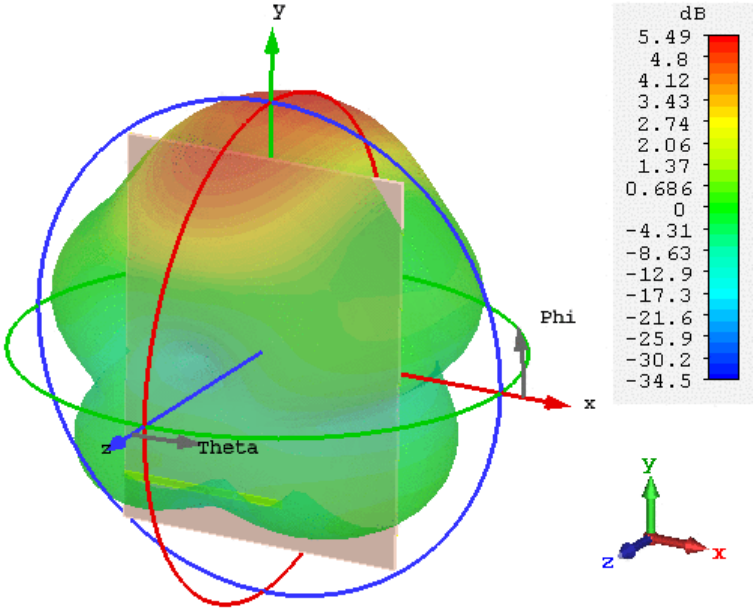
(b) Parâmetro S_{11}

Figura 3.23: G_{rlz} em 2,45 GHz, e S_{11} simulados da amostra Vivaldi 4.

Por sua vez, a Figura 3.24 mostra o G_{rlz}, para operação em 915 MHz e 1500 MHz, da amostra Vivaldi 11, que foi projetada para operar apenas em 2,45 GHz, já a 3.25 exibe seus resultados de G_{rlz}, para operação em 2,45 GHz, e S_{11}. Enquanto as Figuras 3.26 e 3.27 mostram os resultados de simulação de G_{rlz} e S_{11} da amostra Vivaldi 14, também projetada para operação apenas em 2,45 GHz.

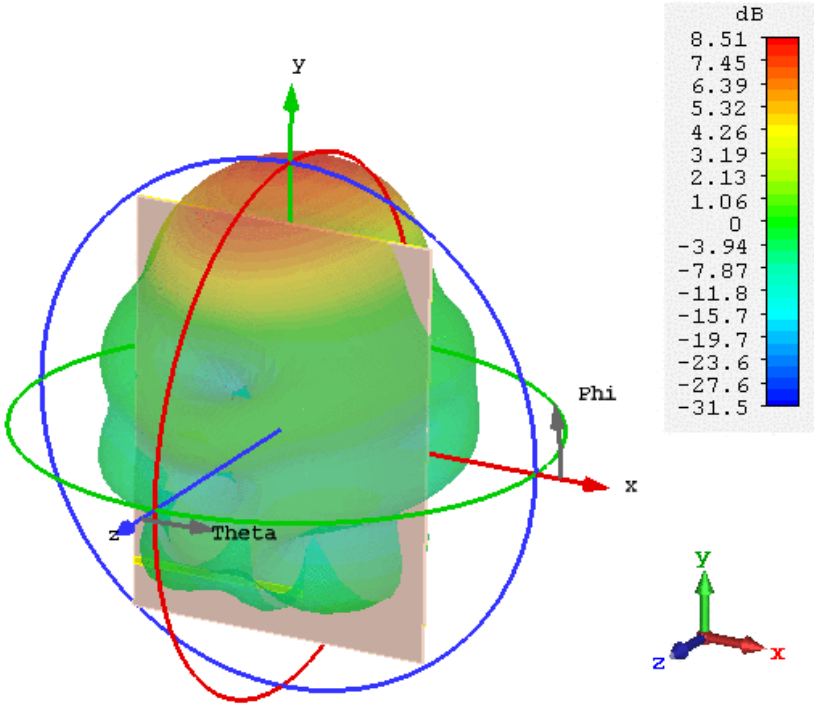


(a) G_{rlz} 915 MHz

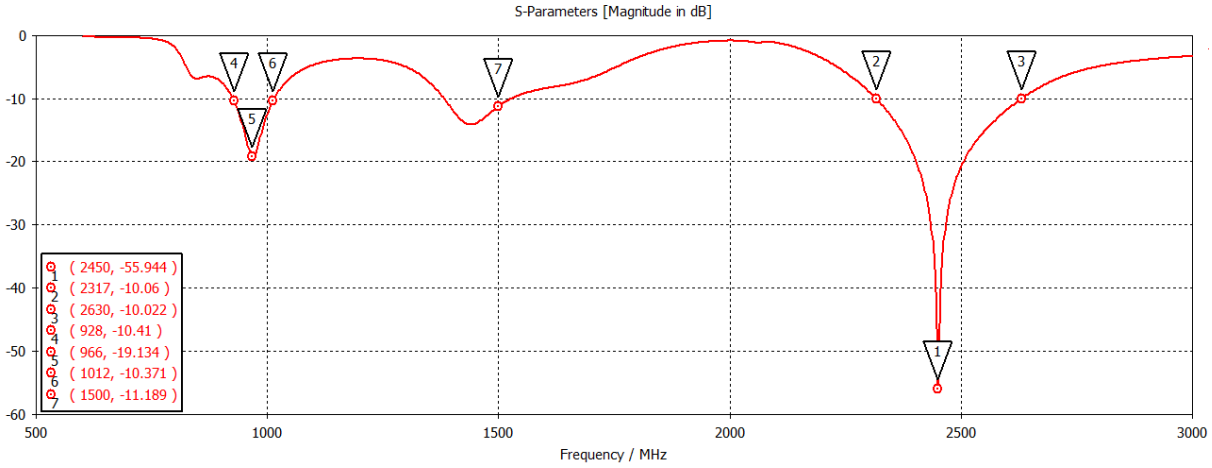


(b) G_{rlz} 1500 MHz

Figura 3.24: G_{rlz} simulado da amostra Vivaldi 11.

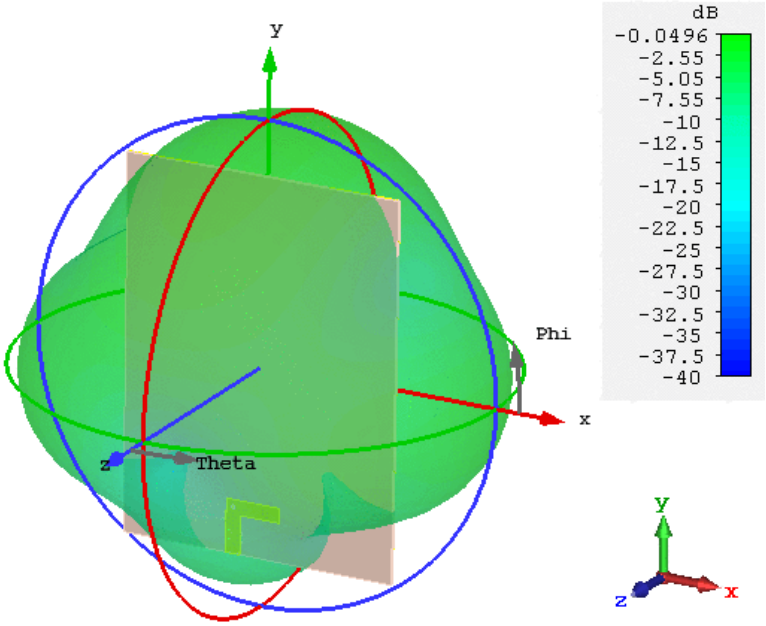


(a) G_{rlz} 2,45 GHz

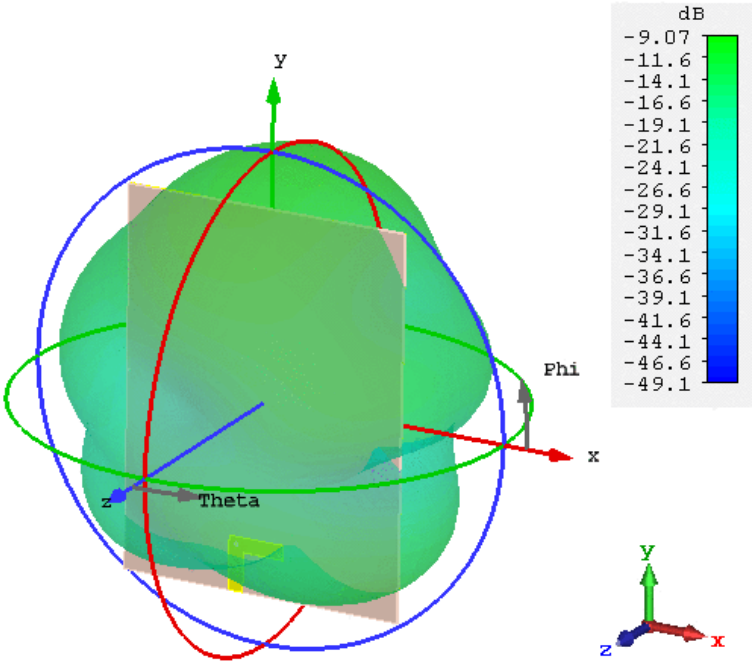


(b) Parâmetro S_{11}

Figura 3.25: G_{rlz} em 2,45 GHz e S_{11} simulados da amostra Vivaldi 11.

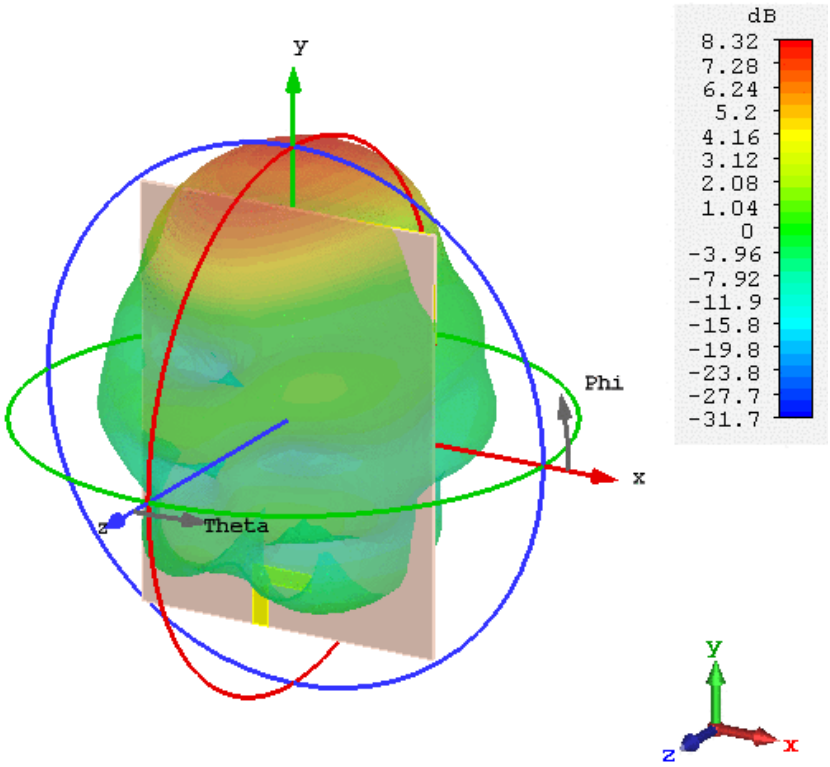


(a) G_{rlz} 915 MHz

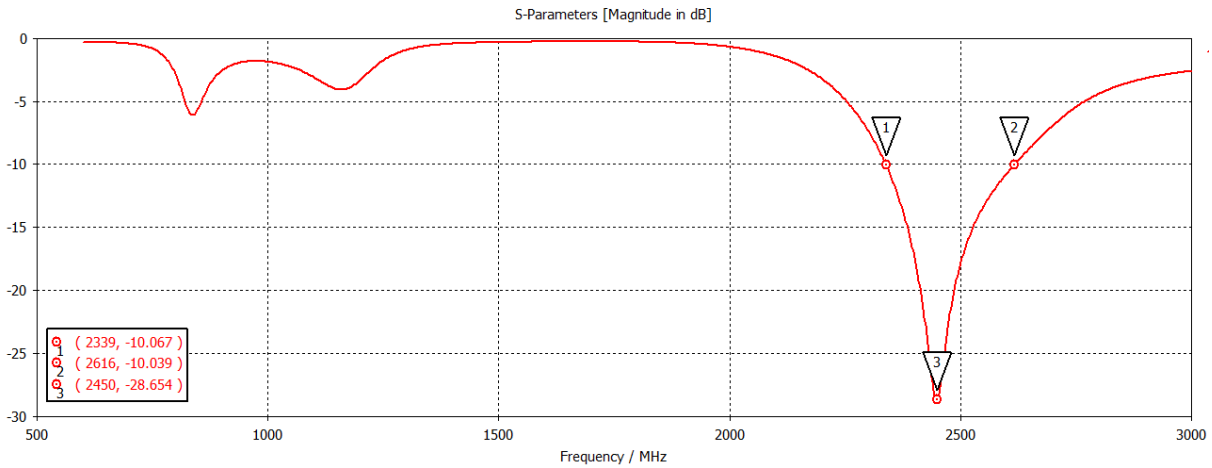


(b) G_{rlz} 1500 MHz

Figura 3.26: G_{rlz} simulado da amostra Vivaldi 14.



(a) G_{rlz} 2,45 GHz



(b) Parâmetro S_{11}

Figura 3.27: G_{rlz} em 2,45 GHz e S_{11} simulados da amostra Vivaldi 14.

Quando comparados os resultados das amostras Vivaldi 4, Vivaldi 11 e Vivaldi 14 verifica-se que uma antena com o parâmetro S_{11} ruim, ou seja, maior que -10 dB nas frequências de interesse torna tal antena inadequada para processo de transmissão de energia, mas quando se verifica duas antenas com os valores de S_{11} menores que -10 dB em determinadas frequências não significa que aquela que possuir os menores valores desse parâmetro será a mais adequada, pois, será necessário avaliar tanto o G_{rlz} quanto a η_{tot} nas frequências de interesse.

A Figura 3.28 mostra o parâmetro S_{11} da amostra Vivaldi 15, que foi projetada para operação apenas em 915 MHz, e a Figura 3.29 mostra seu G_{rlz} em 782 MHz e 915 MHz. Observando esses resultados de simulação verifica-se o parâmetro S_{11} dessa amostra melhor em 782 MHz, mas o G_{rlz} é maior na frequência projetada de 915 MHz. Essa constatação entre outras destacadas anteriormente ressalta a importância de avaliar os parâmetros S_{11}, G_{rlz} e η_{tot} de forma combinada durante o projeto de antenas transmissoras para aplicação em TESF.

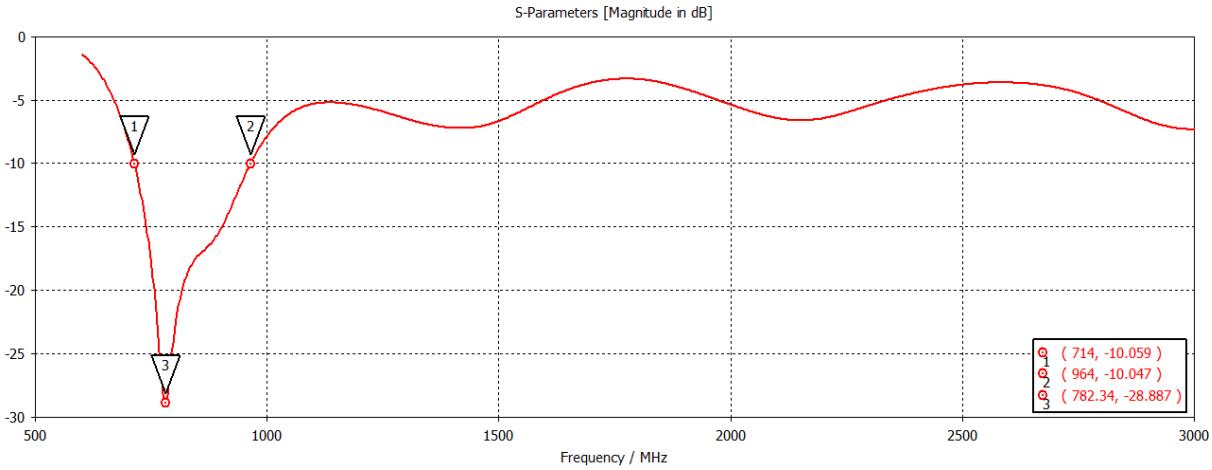
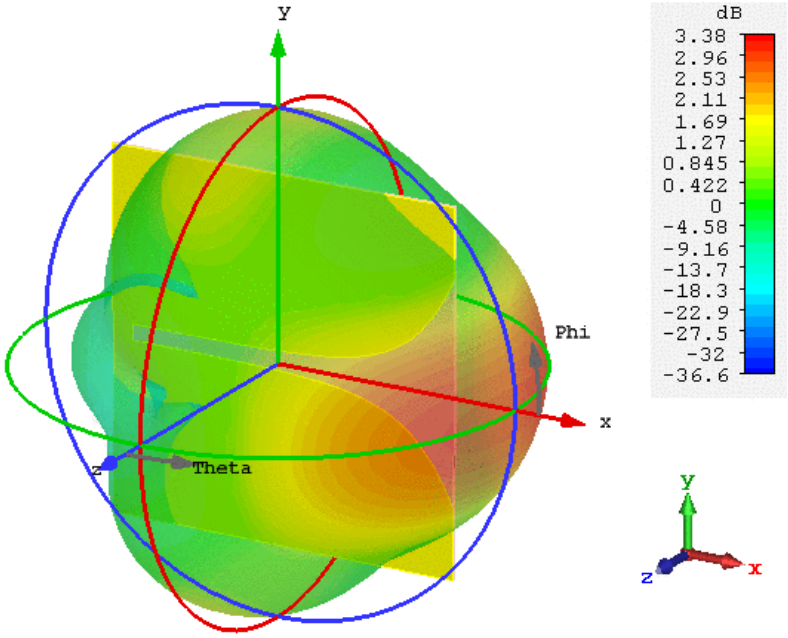
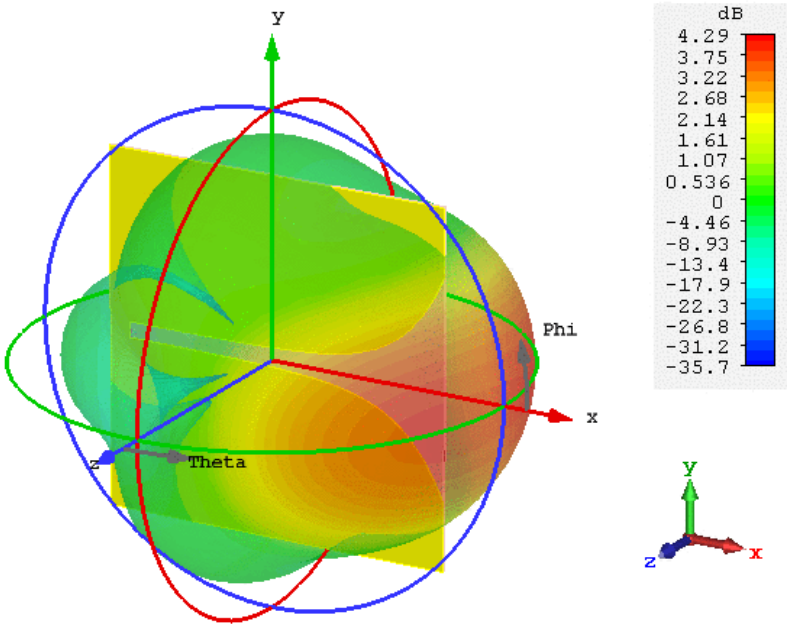


Figura 3.28: S_{11} simulado da amostra Vivaldi 15.

Observa-se que a amostra Vivaldi 4 apresenta bons valores de S_{11} na frequências 915 MHz, 1500 MHz e 2,45 GHz, e apesar de apresentar η_{rad} e η_{tot} ligeiramente melhor que as demais amostras seus valores de G_{rlz} são menores que os das amostras Vivaldi 15 e 11 em 915 MHz e 2,45 GHz respectivamente. Assim, a antena Vivaldi quando otimizada com apenas uma frequência de interesse pode apresentar maior ganho realizado quando comparada àquelas com multibanda.



(a) G_{rlz} 782 MHz



(b) G_{rlz} 915 MHz

Figura 3.29: G_{rlz} simulado da amostra Vivaldi 15.

3.5.2 Antena Vivaldi no RT/5880

Foram simuladas também antenas Vivaldi no substrato RT/duroid 5880 a fim de comparar os parâmetros S_{11}, G_{rlz}, η_{rad} e η_{tot} de forma combinada com aqueles obitdos nas antenas do mesmo tipo simuladas no FR-4. Assim, na Tabela 3.10 são exibidas as dimensões otimizadas das amostras de antenas Vivaldi no substrato RT/duroid 5880. Enquanto a Tabela 3.11 mostra os resultados obtidos para as antenas Vivaldi simuladas no substrato RT/duroid 5880.

Tabela 3.10: Dimensões em milímetros de antenas Vivaldi no substrato RT/Duroid 5880

Antena	L	C	Wrad	Lrad	Drad	Lf	Win	Dfen	Re	Wf
Vivaldi R1	200	192,7	6	119,91	30,984	119,91	8,83	15,492	0	19,59
Vivaldi R2	146	195,16	2,927	87,582	26,164	27,582	3	13,082	2	82,57

Tabela 3.11: Resumo dos resultados de simulação das antenas Vivaldi no substrato RT/duroid 5880

Antena	f(MHz)	S_{11}(dB)	LB(MHz)	Z (Ω)	VSWR	D(dBi)	G_{rlz}(dB)	η_{rad} (%)	η_{tot} (%)
Vivaldi R1	915	-12,97	[808,1052,4]	31,81	1,58	5,13	4,77	92	91,89
Vivaldi R2	1248	-16,956	|1205,1335|	52,145	1,3309	5,04	4,8	9678	94,81
	1972	-26,480	|1874,2182|	54797	1,0996	8,97	8,06	88,40	81,01
	3460	-18,386	|3215,3745|	53,510	1,3883	10,3	10,02	97,23	94,65
	6160	-19,751	|6081,6227|	52,631	1,2295	10,8	10,50	94,93	93,91
	9201	-27,254	|9120,9335|	50,616	1,0907	7,54	7,134	91,41	91,18

As antenas simuladas no RT/duroid 5880 apresentaram η_{rad} e η_{tot} muito melhores que os obtidos nas simulações das mesmas com o FR-4. Entretanto, a amostra Vivaldi R1 adotou a mesma geometria utilizada anteriormente, mas duratne sua otimização a impedância da mesma não alcançou valores próximos de 50 Ω. Isso a torna inadequada para aplicação como transmissora conectada a uma fonte de RF com a saída padronizada. Por outro lado, na amostra Vivaldi R2 foram aplicadas duas camadas com fenda de contorno exponencial, vide modelo na Figura 3.30. Isso levou ao comportamento com múltiplas frequências de operação com valores de S_{11}, G_{rlz} e eficiências muito interessantes. Entretanto, as operações de simulações e otimização da Vivaldi R2 se tornou mais complexa, demandando tempos muito maiores para simular e otimizar. Além disso, a resposta dessa antena após otimização não alcançou resultados desejados nas frequências de interesse deste trabalho.

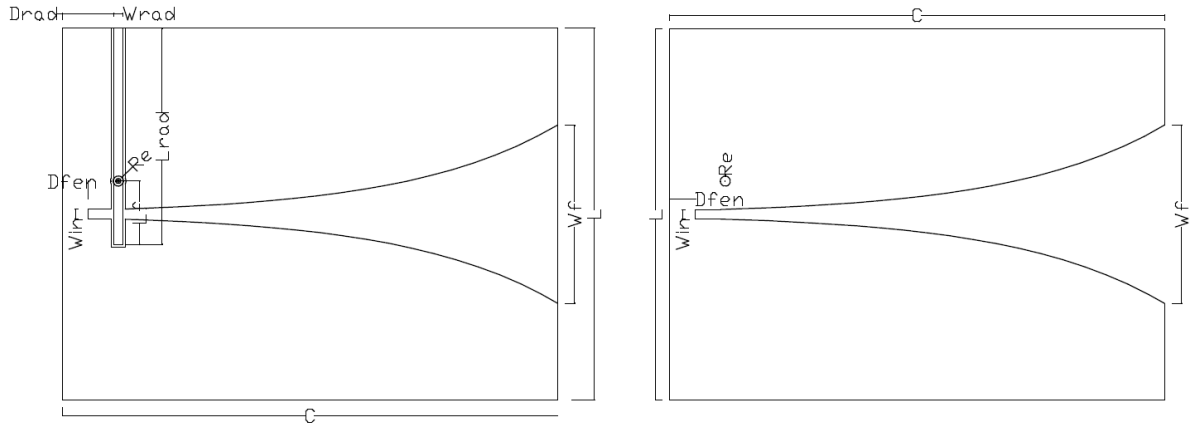


Figura 3.30: Geometria da antena Vivaldi utilizando duas fendas de contorno exponencial.

3.5.3 Antena Vivaldi no Isola FR-408

Foram simuladas antenas Vivaldi no substrato Isola FR-408 a fim de avaliar o comportamento dessas com a modificação das características do substrato. A Tabela 3.12 mostra os resultados das antenas simuladas nesse substrato após otimização das mesmas. Foram simuladas apenas duas amostras das antenas Vivaldi a fim de comparar o desempenho dessas com as do mesmo tipo simulados nos substrato FR-4 e RT/Duroid 5880. Nos resultados de simulação dessas antenas com Isola FR-408 é possível verificar que os parâmetros S_{11}, η_{rad} e η_{tot} são muitos bons, mas a impedância fica muito distante dos 50 Ω desejáveis e a diretividade é inferior as obtidas nas amostras simuladas no FR-4 e no RT/duroid 5880. Por sua vez, a Tabela 3.13 exibe as dimensões otimizadas das amostras Vivaldi I1 e I2.

Tabela 3.12: Resultados de simulação de S_{11} e η_{tot} das antenas Vivaldi em substrato Isola FR-408

Antena	f(MHz)	S_{11}(dB)	LB(MHz)	Z (Ω)	VSWR	D(dBi)	G_{rlz}(dB)	η_{rad} (%)	η_{tot} (%)
Vivaldi I1	915	-25,989	[778, 1020]	26,103	1,1058	5,39	4,99	91,4	91,17
Vivaldi I2	915	-27,062	[767, 1013]	27,02	1,0929	5,395	4,98	91,14	90,96

Tabela 3.13: Dimensões em milímetros de antenas Vivaldi simuladas no substrato Isola FR-408

Antena	L	C	Wrad	Lrad	Drad	Lf	Win	Dfen	Re	Wf
Vivaldi I1	200	198,9	6	115,85	22,9	115,85	8,8	11,45	0	122,84
Vivaldi I2	200	199,38	6	104,4	223,38	104,4	8,8	11,69	0	122,84

3.5.4 Antena Vivaldi no Alumina 99,5 %

Buscando analisar o comportamento de uma antena em um substrato com ε_r maior, foi simulada uma antena Vivaldi no substrato Alumina 99,5 %. Então, a Tabela 3.14 exibe as dimensões da antena Vivaldi A1 após sua otimização.

Tabela 3.14: Dimensões em milímetros da antena Vivaldi simulada no substrato Alumina 99,5

Antena	L	C	Wrad	Lrad	Drad	Lf	Win	Dfen	Re	Wf
Vivaldi A1	146	196,36	4,5	88,18	27,36	28,18	3	13,68	2	69

O ponto de partida para a simulação dessa antena amostra foi a aplicação dos parâmetros calculados para projetar uma antena para operar em 2,45 GHz. Entretanto, conforme observado nos resultados exibidos na Tabela 3.15 verifica-se que o parâmetro S_{11} apresentou valores muito interessantes em um conjunto de frequências mais amplo que as simuladas no FR-4, no RT/Duroid 5880 e no Isola FR-408. No entanto, o alvo nessas é a operação com o melhor desempenho nas frequências de 915 MHz e 2,45 GHz. Essa simulação no Alumina 99,5 % indica que a aplicação de substrato com ε_r maior abre outras possibilidades para explorar melhor as expectativas teóricas das antenas do tipo Vivaldi.

Tabela 3.15: Resumo dos parâmetros simulados da antena Vivaldi no substrato Alumina 99,5 %

Antena	f(MHz)	S_{11}(dB)	Z (Ω)	VSWR
Vivaldi A1	1380	-10,335	45,168	2,3174
	1521	-14,184	34,552	1,4873
	1718	-13,19	46,033	1,632
	4059	-15,188	36,191	1,4237
	4181	-19,411	59,111	1,3588
	5647	-15,668	55,795	1,5896
	8054	-18,41	41,824	1,2747
	8619	-20,148	43,429	1,2294
	8731	-19,98	52,383	1,2228
	8853	-23,245	53,718	1,1541
	9154	-18,059	40,484	1,2858
	9248	-17,563	39,17	1,3052

3.6 Antenas Yagi-Uda

As antenas Yagi-Uda investigadas neste trabalho com frequências de ressonância em 915 MHz e 2,45 GHz baseiam-se no modelo apresentado por [ZHANG et al., 2018], tendo

em vista a simplicidade de execução e o desempenho possível. Entretanto, adotou-se um padrão de radiação não configurável a fim de examinar o comportamento específico em cada frequência desejada sem a influência de outras bandas na operação da antena. Assim, a Figura 3.31 mostra o modelo da antena Yagi-Uda com 4 elementos diretores, e comprimento, largura e espaçamento entre eles iguais, utilizado para simulação e otimização no CST®.

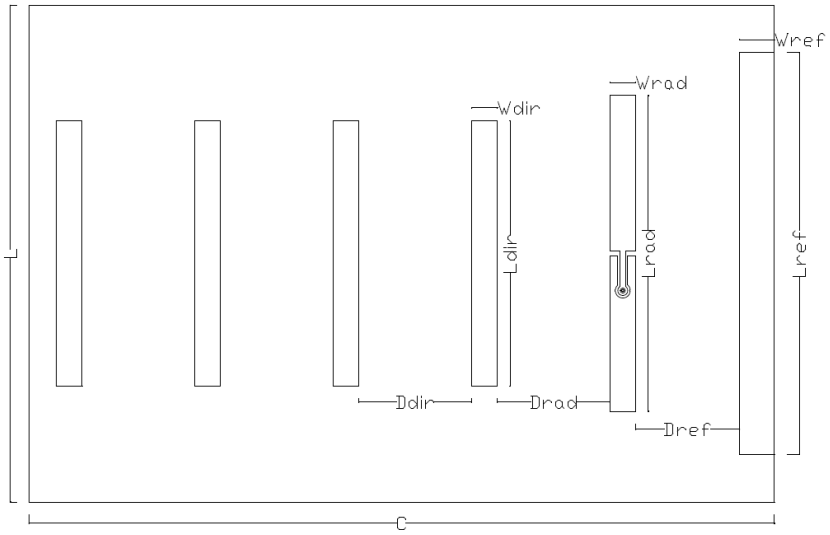


Figura 3.31: Geometria da antena Yagi-Uda usada para simulação e otimização.

É notório que projetar uma antena Yagi-Uda consiste basicamente em alterar seus parâmetros construtivos, como o número e tamanho de seus elementos e o espaçamento entre eles, acompanhando a resposta de ganho obtido, a fim de alcançar um ganho elevado. Além disso, a antena Yagi-Uda tem seu desempenho definido diretamente pela distribuição de corrente em cada elemento e pela velocidade de fase da onda viajante. Em geral, o elemento radiante é ressonante com seu comprimento pouco menor que a metade do comprimento de onda λ, típico entre 0,45λ e 0,49λ. O comprimento dos diretores deve estar entre 0,4λ e 0,45λ, mas os diretores não precisam ter o mesmo comprimento, e o elemento refletor deve ser ligeiramente maior que 0,5λ.

3.6.1 Antenas Yagi-Uda no FR-4

Foram simuladas e otimizadas 17 amostras da antena Yagi-Uda no FR-4, e a Tabela 3.16 exibe os resultados obtidos durante a simulação dessas amostras investigadas. Por sua vez, a Tabela 3.17 apresenta as dimensões ótimas das mesmas após utilização dos algoritmos

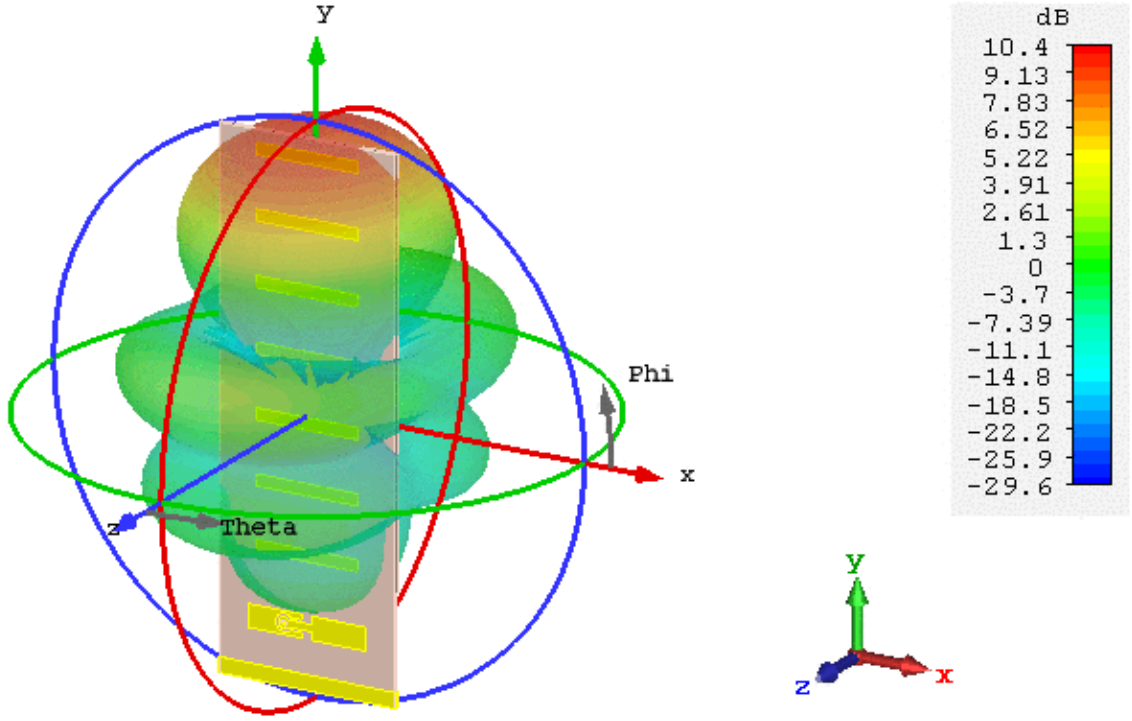
PSO e CMA−ES no CST®.

Tabela 3.16: Resumo dos parâmetros simulados das antenas Yagi-Uda no substrato FR-4

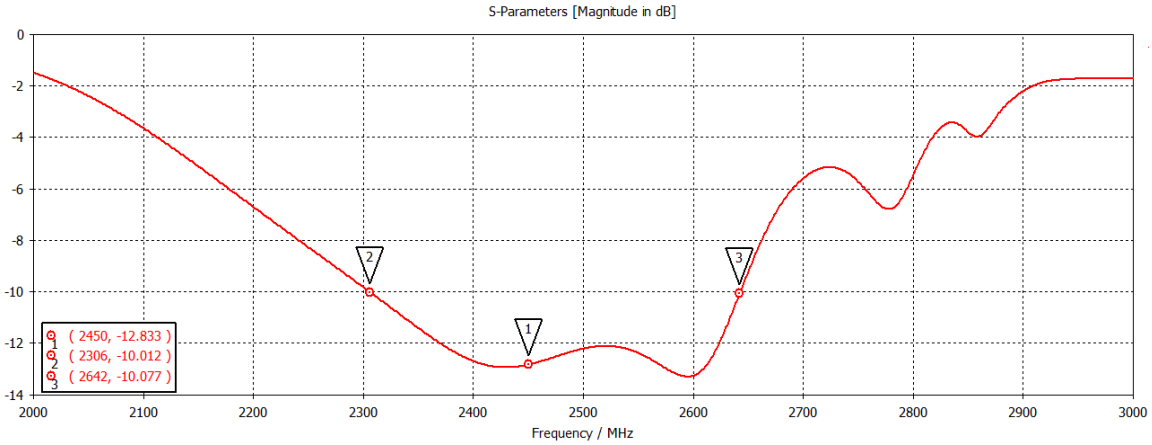
Antena	f(MHz)	S_{11}(dB)	LB(MHz)	Z (Ω)	VSWR	D(dBi)	G_{rlz}(dB)	η_{rad} (%)	η_{tot} (%)
Yagi 1	2450	-12,833	[2306, 2642]	67,184	1,5914	11,3	10,4	86,01	81,55
Yagi 2	915	-9,933	–	66,164	1,9355	9,01	7,8	84,28	75,72
Yagi 3	2450	-12,625	[2309, 2641]	67,451	1,6101	11,19	10,33	86,65	81,93
Yagi 4	915	-8,7579	–	73,185	2,1488	8,92	7,72	87,46	75,82
Yagi 5	2450	-15,888	[2269,2545]	67,295	1,3825	10,74	10,06	87,72	85,49
Yagi 6	915	-8,0772	–	37,671	2,3035	8,46	6,95	83,77	70,59
Yagi 7	915	-7,0776	–	112,61	2,5888	9,01	7,26	83,18	66,87
Yagi 8	915	-17,39	[900,924]	63,489	1,3123	9,07	8,1	81,46	79,98
Yagi 9	915	-12,677	[871,937]	70,753	1,6054	7,98	7,34	91,11	86,26
Yagi 10	915	-4,7219	–	75,591	3,7691	9,17	7,03	92,17	61,09
Yagi 11	915	-4,1836	–	79,087	4,2323	8,46	6,07	93,15	57,6
Yagi 12	915	-9,5412	–	71,694	2,0002	9,53	8,46	87,91	78,14
Yagi 13	915	-17,887	[868, 975]	58,132	1,2924	8,89	8,45	91,8	90,36
Yagi 14	915	-16,864	[868, 967]	56,978	1,335	9,19	8,7	91,24	89,42
Yagi 15	915	-14,571	[868, 951]	59,375	1,4595	10,35	9,74	89,93	86,87
Yagi 16	915	-14,081	[870, 949]	60,266	1,4928	10,29	9,64	89,65	86,22
Yagi 17	915	-11,34	[894, 937]	63,758	1,7436	10,56	9,73	89,05	82,61

A Figura 3.32, por seu lado, mostra os valores simulados do parâmetro S_{11} da amostra Yagi 1 no substrato FR-4, que apresentou maior eficiência e G_{rlz}, e menor valor do S_{11} na frequência de 2,45 GHz, em comparação com as outras amostras no mesmo substrato, após sua otimização no CST® utilizando o algoritmo PSO e CMA−ES para a antena Yagi-Uda com 7 elementos diretores.

A Figura 3.33, por sua vez, mostra os valores simulados do parâmetro S_{11} da amostra Yagi 16 no substrato FR-4, que apresentou maior eficiência e menor valor do S_{11} na frequência de 915 MHz, em comparação com as outras amostras, após sua otimização no CST®.

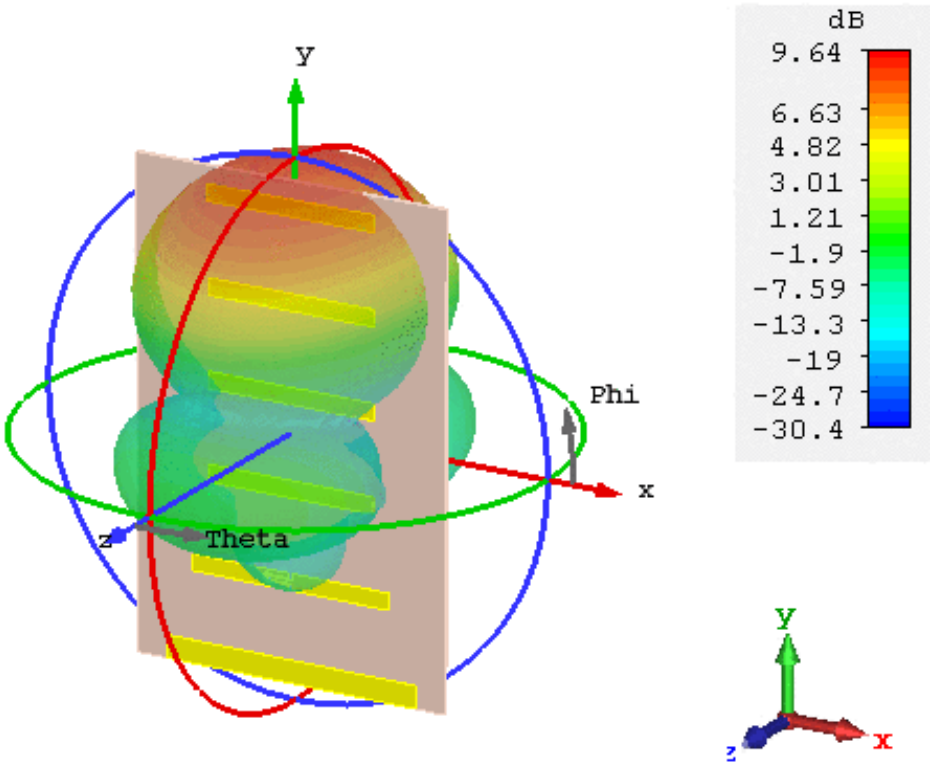


(a) G_{rlz} 2,45 GHz

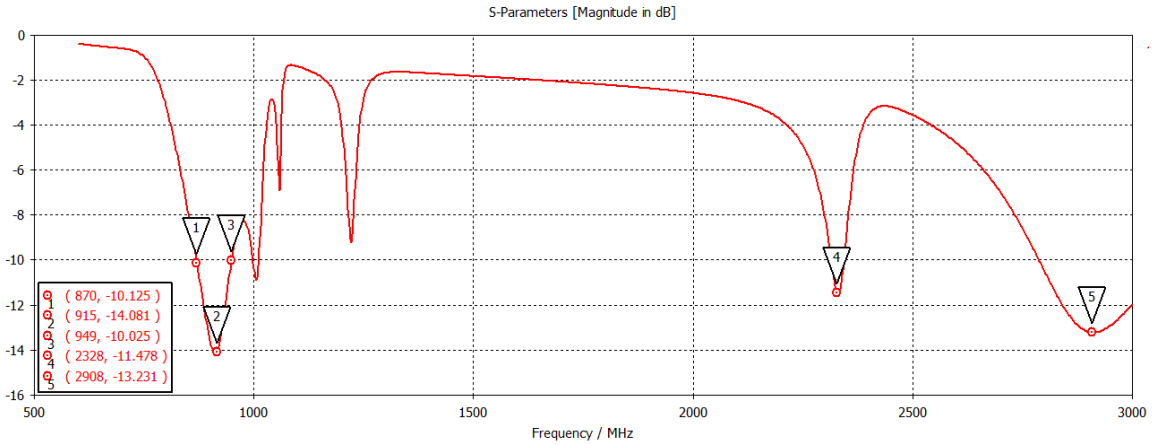


(b) Parâmetro S_{11}

Figura 3.32: G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra Yagi 1.



(a) G_{rlz}



(b) Parâmetro S_{11}

Figura 3.33: G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra Yagi 16.

Tabela 3.17: Dimensões em milímetros das antenas Yagi-Uda no substrato FR-4

Antena	L	C	Wrad	Wdir	Wref	Lrad	Ldir	Lref	Drad Ddir	Dref	Ndir (un)
Yagi 1	60	150	7,61	3,824	5,076	40,565	34,5	60	20,851	18,878	6
Yagi 2	200	150	10	8,78	20	143,85	121,4	150	68	53	1
Yagi 3	60	173,95	7,61	3,824	5,076	40,565	34,5	60	20,851	18,878	7
Yagi 4	200	150	10	10,298	23,713	143,85	121,14	150	75,062	51,385	1
Yagi 5	60	150,95	7,61	3,824	5,076	40,565	34,5	60	20,851	18,878	6
Yagi 6	200	150	10	10,298	23,713	143,85	121,4	155,15	60,023	49,495	1
Yagi 7	200	150	10	10,298	23,713	148	121,14	158,4	69,023	49,495	1
Yagi 8	200	150	10	10,298	23,713	143,845	121,4	155,15	69,023	49,495	1
Yagi 9	200	150	10,122	10,81	25,56	129,282	107,772	155,15	68,651	47,744	1
Yagi 10	200	300	9,914	10,298	23,713	138,423	103,097	142,566	68,516	59,394	4
Yagi 11	200	230	10	10,298	23,713	140	100	155,578	69,834	59,394	2
Yagi 12	200	240	10	10,298	23,713	128,857	119,367	164,306	69,023	49,495	2
Yagi 13	200	300	10,32	10,357	23,7	127,287	106,923	161,782	55,666	52,187	4
Yagi 14	200	300	10,32	10,357	23,7	127,287	106,923	161,782	55,666	52,187	4
Yagi 15	200	300	10,32	10,357	23,7	127,287	106,923	161,782	55,666	52,187	4
Yagi 16	200	300	10,32	10,357	14	127,287	106,923	161,782	55,666	52,187	4
Yagi 17	150	300	10,32	10,357	14	127,287	106,923	150	55,666	52,187	4

Durante a simulação das antenas Yagi-Uda foi observado que as mesmas apresentaram diretividade e eficiências melhores que as antenas dipolo de meia onda, *patch* retangular e Vivaldi, mas a eficiência se aproxima das eficiências alcançadas nas antenas Vivaldi, quando realizadas no substrato FR-4 para operar em 2,45 GHz. Além disso, o parâmetro S_{11} das antenas Yagi-Uda apesar de menor que -10 dB são muito piores que os obtidos nas antenas Vivaldi. Ainda assim, a aplicação da antena do tipo Yagi-Uda no FR-4, também se mostra muito interessante para a transmissão de energia sem fio para alimentação de cargas baixas e ultra baixas.

Por outro lado, compararando as respostas de simulação das antenas Yagi-Uda e Vivaldi no FR-4 para operação em 915 MHz verifica-se uma vantagem muito significativa das Yagi-Uda tanto no G_{rlz} quanto na eficiência. Nessa frequência ambas perdem a compacidade, mas verifica-se diferenças significativas na impedância das antenas Yagi-Uda em relação ao 50 Ω desejados para seu uso como transmissõra.

3.6.2 Antena Yagi-Uda no RT/duroid 5880

O processo de simulação, no CST®, das antenas Yagi-Uda no RT/duroid 5880 foi inciado com o *Solver* no domínio da frequência. No entanto, ao analisar os primeiros resultados de simulação verificou-se que algumas amostras apresentaram η_{rad} superior a 100%, que

é notório não ser possível de alcançar em uma antena real. Então, foram refeitas as simulações aplicando o *Solver* no domínio do tempo e os resultados melhorados são exibidos na Tabela 3.18.

Tabela 3.18: Resumo dos parâmetros simulados das antenas Yagi-Uda no substrato RT/duroid 5880

Antena	f(MHz)	S_{11}(dB)	LB(MHz)	Z (Ω)	VSWR	D(dBi)	G_{rlz}(dB)	η_{rad} (%)	η_{tot} (%)
Yagi R1	2450	-13,843	[2350,2596]	69,222	1,5099	9,11	8,91	99,37	95,52
Yagi R2	2450	-12,956	[2340,2564]	67,213	1,5807	9,14	8,9	99,42	94,61
Yagi R3	2450	-13,341	[2344,2605]	66,759	1,5486	9,62	9,39	99,16	94,79
Yagi R4	2450	-14,221	[2340,2622]	65,876	1,483	9,62	9,43	99,14	95,61
Yagi R5	2450	-16,254	[2348,2685]	66,117	1,3638	10,1	10	99,88	97,53
Yagi R6	915	-8,8182	–	27,67	2,1364	7,77	7,12	99,27	86,2
Yagi R7	977	-14,455	[939,1104]	60,205	1,4671	8,64	7,56	99,39	78,04

Vale ressaltar que a diferença foi pouco significativa entre esses resultados e os primeiros desconsiderados, devido ao problema da eficiência superior a 100 %. No entanto, a correção era necessária para atendimento do rigor exigido em um procedimento de pesquisa científica. Por sua vez, Tabela 3.19 apresenta as dimensões dessas antenas Yagi-Uda otimizadas no CST® utilizando os algoritmos PSO e CMA−ES.

Tabela 3.19: Dimensões em milímetros das antenas Yagi-Uda no substrato RT/Duroid 5880

Antena	L	C	Wrad	Wdir	Wref	Lrad	Ldir	Lref	Drad Ddir	Dref	Ndir (un)
Yagi R1	60	150	7,8	3,824	8	47,57	34,5	60	19,85	18,878	6
Yagi R2	60	150	8	3,824	8,5	47,97	34,5	60	19,85	18,878	6
Yagi R3	60	150	8	3,824	8,5	47,97	36,5	60	19,85	18,878	6
Yagi R4	60	150	7,5	3,824	8,8	47,97	36,5	60	19,85	18,878	6
Yagi R5	60	150	7	3,824	8,8	47,97	36,5	60	19,85	18,878	6
Yagi R6	200	150	10,122	10,81	25,56	129,28	107,77	155,15	68,651	47,744	1
Yagi R7	160	230	11,341	9,961	24,499	124,99	104,38	143,15	60,851	55	2

Enquanto a Figura 3.34 mostra os valores simulados dos parâmetros G_{rlz} e S_{11} da amostra Yagi R5, com 4 diretores, no substrato FR-4, que apresentou valores de G_{rlz} e do S_{11} interessantes, e excelente eficiência na frequência de 2,45 GHz, em comparação com as outras amostras, após sua otimização.

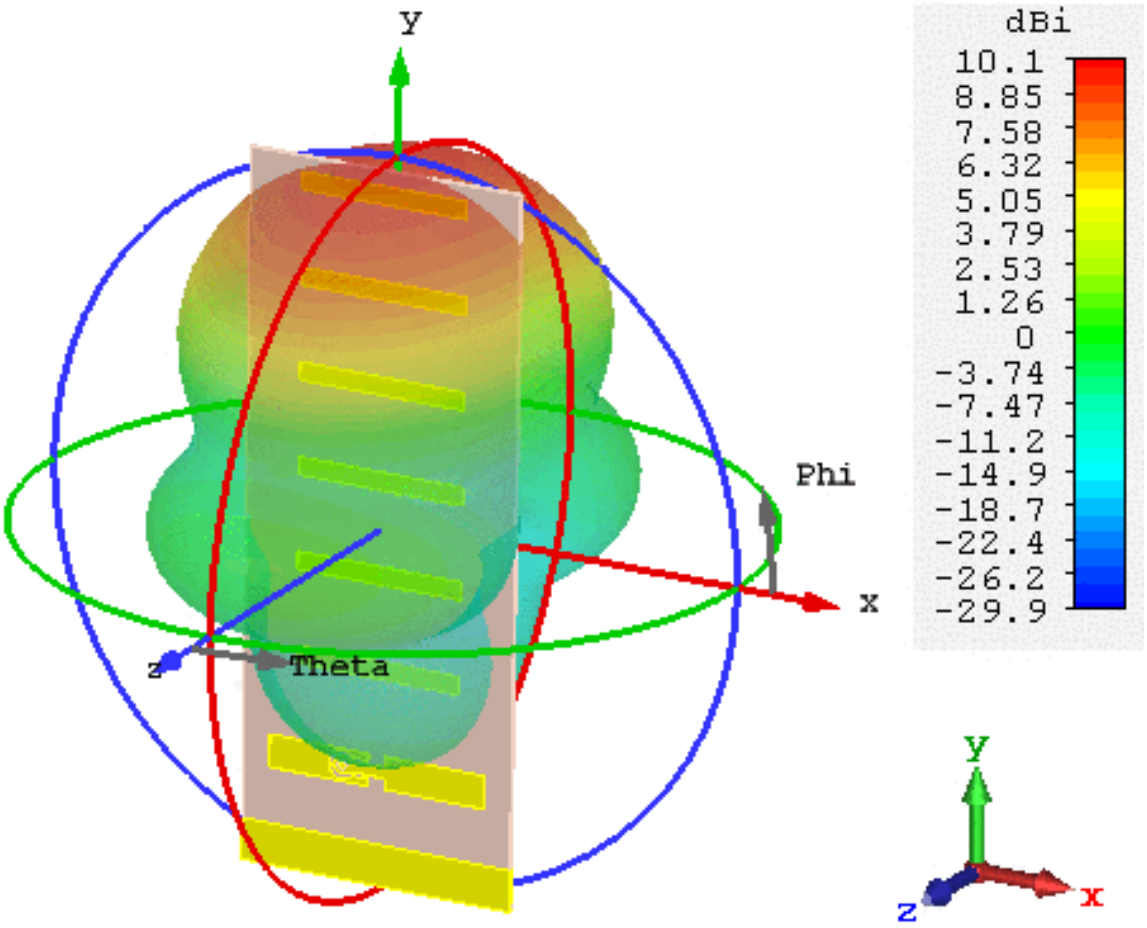
A comparação entre as melhores antenas simuladas em cada substrato mostra que para melhorar o desempenho das antenas na transmissão de energia sem fio há necessidade de aplicar substratos com melhor desempenho em altas frequências e propriedades garantidas pelo fabricante, como verificado nas amostras simuladas no RT/duroid 5880.

Vale destacar que a otimização de antenas no CST® apresenta uma velocidade maior de convergência quando se utiliza o *Solver* no domínio do tempo quando comparado ao desempenho do *Solver* no domínio da frequência. Além disso, este é mais inidcado quando se busca desenvolver antenas para operação em multiplas frequências, e o primeiro é mais indicado para aplicações de antenas em banda única.

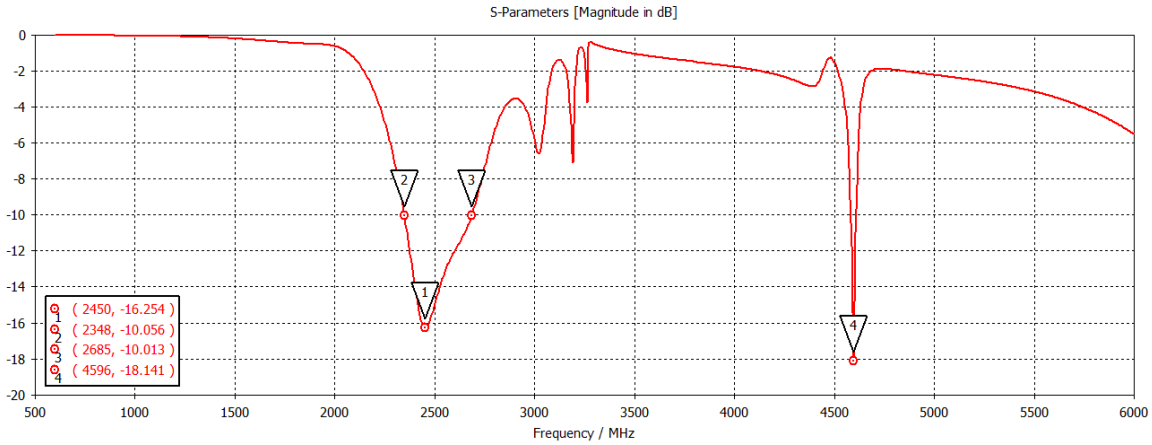
Vale ressaltar que o problema de otimização das antenas, com alto desempenho para aplicação em sistemas TESF, é multiobjetivo. Isso pode ser verificado através da observação dos parâmetros S_{11}, G_{rlz} e η_{tot} nos resultados de simulação das diversas antenas investigadas neste trabalho. No entanto, ao observar as relações entre aqueles três parâmetros mais relevantes das antenas é possível simplicar o processo de otimização colocando como função objetivo apenas a η_{tot}, pois, ao melhorar esse parâmetro os demais serão melhorados também.

Assim, durante as realizações de otimização de antenas foi definido como objetivo a sua η_{tot} maior ou igual a -1 dB, que quando alcançado ou superado implica em valores muito interessantes de S_{11}, VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*), D e do G_{rlz} da antena otimizada. Portanto, a otimização de antenas no CST® adotando um valor prévio da η_{tot} desejada se mostra mais eficiente que estabelecer outros objetivos como é o caso do parâmetro S_{11} muito usado por diversos pesquisadores conforme se observa na literatura atual. Mas durante o processo de otimização o pesquisador deverá tomar o cuidado de observar a faixa possível da eficiência conforme as características típicas da antena investigada.

Finalmente, após a comparação dos resultados de simulação das antenas estudadas para a função de transmissora, são escolhidas as amostras de cada tipo com os melhores resultados



(a) G_{rlz}



(b) Parâmetro S_{11}

Figura 3.34: G_{rlz} e S_{11} simulados da amostra Yagi R5.

de simulação dos parâmetros combinados S_{11}, impedância, G_{rlz} e η_{tot} de cada para fabricar os protótipos, a saber, Dipolo R2, *Patch* 3, *Patch* R1, Vivaldi 1, Vivaldi 11, Vivaldi 14, Vivaldi R2, Yagi 1, Yagi 8, Yagi 16 e Yagi R5.

3.7 Projeto da rectenna

As rectennas podem operar reaproveitando a energia eletromagnética do ambiente ou em um sistema com fonte de RF dedicada. No entanto, em razão dos níveis reduzidos no reaproveitamento da energia disponvel no ambiente, alguns $\mu W/cm^2$, o autor optou pela utilização de fontes dedicadas de sinal RF e foram investigadas geometrias de antenas com alto ganho e eficiência elevada, buscando entregar energia suficiente para operar a carga de baixo consumo, ou ainda, para carregar um supercapacitor. Vale destacar que a potência das fontes dedicadas estão limitadas aos níveis de exposição humana seguros.

As antenas Vivaldi e Yagi-Uda, por sua vez, simuladas no FR-4 foram escolhidas para utilização com antenas receptoras das rectennas devido aos resultados de simulação promissores dessas antenas no CST®, que também indicam a possibilidade de obtenção de alto ganho e eficiência elevada no desenvolvimento das rectennas com base nesses dois tipos de antenas impressas.

Por outro lado, a análise do comportamento elétrico e das interferências nas conexões entre os blocos da rectena é muito importante para alcançar os resultados desejados para alimentação de cargas reais. As perdas acumuladas se alcançarem níveis elevados podem inviabilizar a aplicação da rectenna. Então, após a escolha dos dispositivos para a composição da rectenna, foram analisados os parâmetros que impactam a saída da mesma. Essa rectenna para ser validada deve cumprir o objetivo, operando a partir de uma fonte exclusiva, de alimentar a carga escolhida com níveis adequados de corrente e tensão.

3.7.1 Retificador

O circuito retificador que compõe a rectenna possui uma impedância de entrada variável, que é impactada pela variação da carga na sua saída, e sua eficiência é diretamente afetada pela variação da potência e da frequência do sinal RF recebido, sendo sua otimização onerosa no projeto da rectenna. Portanto, busca-se operar a rectenna de maneira eficiente para que a mesma seja capaz de entregar para a carga níveis adequados de tensão e corrente.

O autor adotou o retificador na topologia dobrador de tensão, exibido na Figura 3.35, em função da simplicidade de execução e baixo custo para obtenção de maiores níveis CC na sua saída. Esse retificador nada mais é que a simples união das configurações série e paralelo, com utilização de dois diodos para obtenção do sinal de saída. Durante o semiciclo negativo, o diodo D2 está diretamente polarizado e, portanto, permite a passagem de corrente. O diodo D1 está polarizado inversamente e em corte, ocasionando o carregamento do capacitor C1 com valor máximo do sinal de entrada. Durante o semiciclo positivo, o diodo D2 está inversamente polarizado e o diodo D1 está conduzindo e carrega o capacitor C2, filtro CC, com o valor máximo do sinal de entrada somado ao valor da tensão carregada no capacitor de entrada, gerando um sinal de saída de aproximadamente o dobro do sinal de entrada.

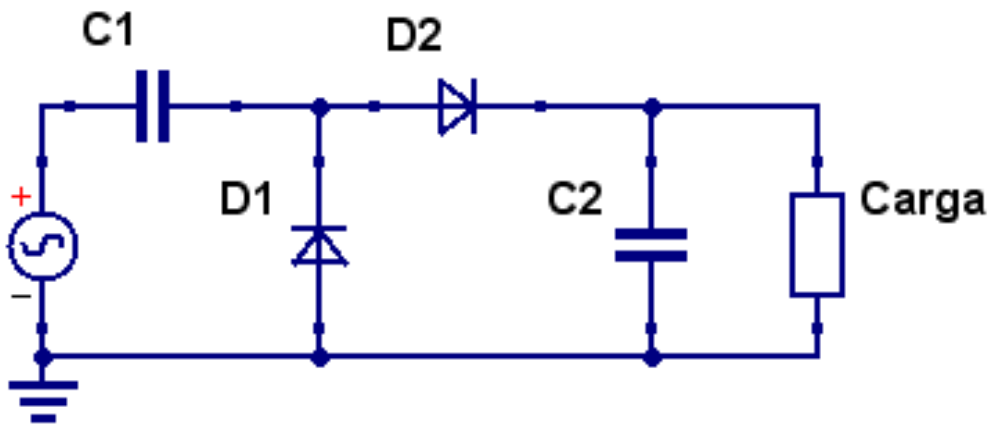


Figura 3.35: Esquemático do retificador dobrador de tensão.

Então, foram simulados modelos dos diodos *Schottky* SMS7630 e SMS7631 usando o HB (*Harmonic Balance*) do ADS® a fim de conhecer melhor o comportamento dos diodos disponíveis para a implementação dos retificadores das rectennas. Através dessa simulação foi possível conhecer a eficiência dos diodos disponíveis nas frequências 915 MHz e 2,45 GHz.

Após a simulação no ADS® dos modelos equivalentes dos diodos SMS7630 e SMS7631, ao comparar as respostas de eficiência dos circuitos com e sem a adição dos elementos RLC, foi observado que não houve diferenças relevantes na eficiência dos mesmos. Assim, é adequado projetar o retificador usando aqueles diodos sem a necessidade de adicionar componentes RLC. Basta inserir no elemento *Diode Model* disponível no ADS® os dados mais relevantes constantes no *datasheet* do fabricante.

A Figura 3.36, por seu lado, exibe o modelo do diodo SMS7630 simulado com a utilização de um capacitor em paralelo para representação da sua capacitância de junção e resistor equivalente a sua resistência série. Por outro lado, conforme observado na Figura 3.37, o modelo do diodo SMS7630 apresenta um comportamento próximo do linear na frequência de 915 MHz.

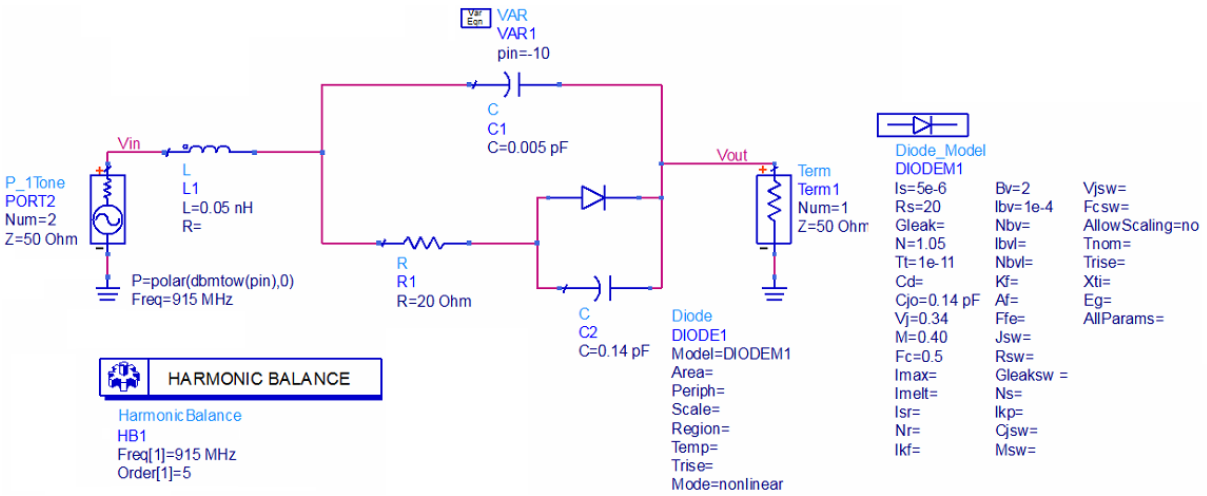


Figura 3.36: Esquemático do modelo do diodo SMS7630 usando os dados do fabricante.

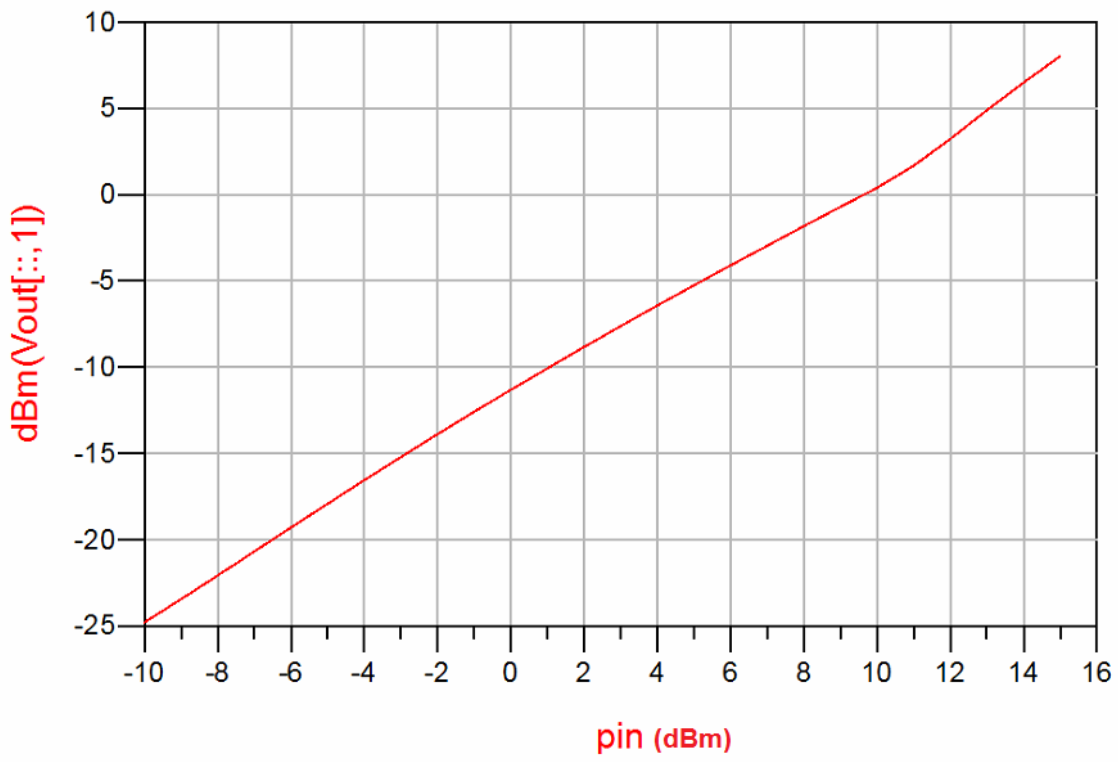


Figura 3.37: Relação potência de saída e de entrada para o modelo do diodo SMS7630.

Os circuitos retificadores investigados neste trabalho foram projetados variando a impedância da sua carga para representar os efeitos equivalentes às variações associadas a cada nível de carregamento do supercapacitor, previsto para armazenar energia e suprir a demanda carga real do MSSF no caso de falta temporária da fonte RF.

Além disso, foram definidos três modelos de retificadores para a realização dos estudos, um de banda dupla para operar nas duas frequências 915 MHz e 2,45 GHz, um para a frequência de 915 MHz apenas, e outro para operação somente na frequência de 2,45 GHz assumindo pequenas variações de potência na sua entrada.

O primeiro retificador simulado no ADS®, para operar em 915 MHz, utilizou diodos *Schottky* SMS7631 no substrato RT/duroid 5880. Por sua vez, a Figura 3.38 exibe seu diagrama esquemático enquanto seu parâmetro S_{11} simulado é exibido na Figura 3.39. Destaca-se que esse retificador foi realizado sem a aplicação do modelo do diodo para comparar os resultados com o que incorpora elementos RLC para modelar o comportamento do diodo *Schottky*.

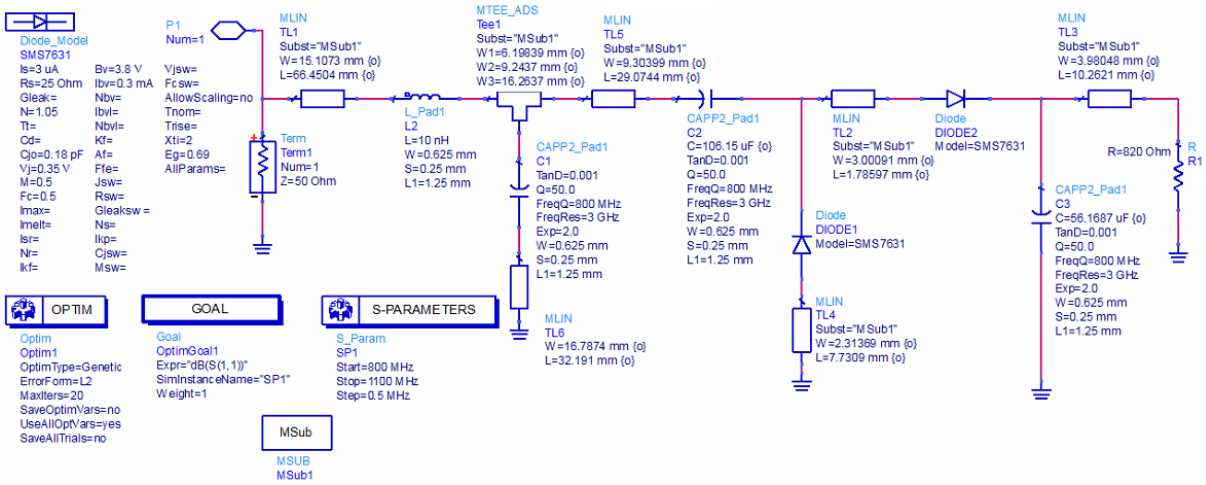


Figura 3.38: Diagrama esquemático do retificador para 915 MHz.

Por outro lado, a Figura 3.40 mostra o esquemático usado para simular no ADS® o retificador com diodos diodos *Schottky* SMS7630 também no substrato RT/duroid 5880 para 915 MHz. No processo de otimização desse retificador foi utilizado o modo HB do ADS® para verificar a sua eficiência na frequência de interesse usando parâmetros da folha de dados do fabricante.

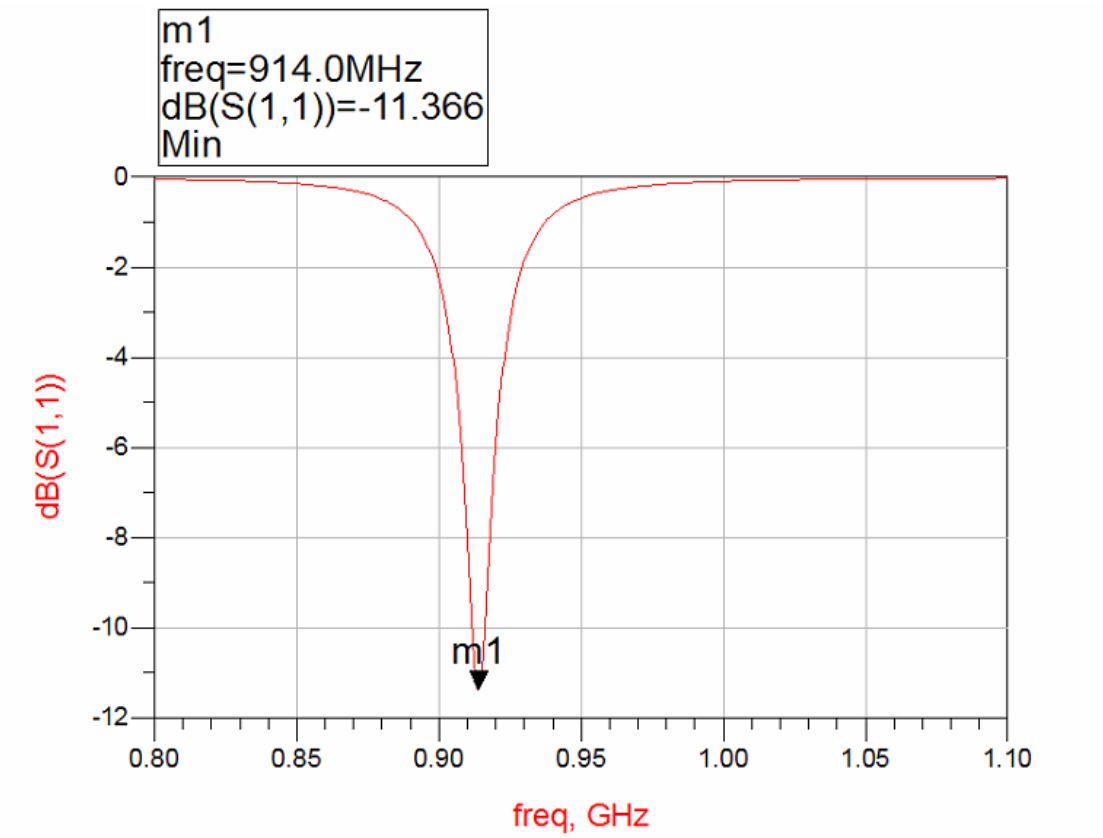


Figura 3.39: S_{11} do retificador para 915 MHz.

Por seu turno, as Figuras 3.41 e 3.42 exibem os resultados de simulação daquele retificador, cuja eficiência pode ser verificada através da relação entre a potência na sua saída e a aplicada na sua entrada, e também da relação entre a magnitude da tensão de saída e a potência de entrada do mesmo.

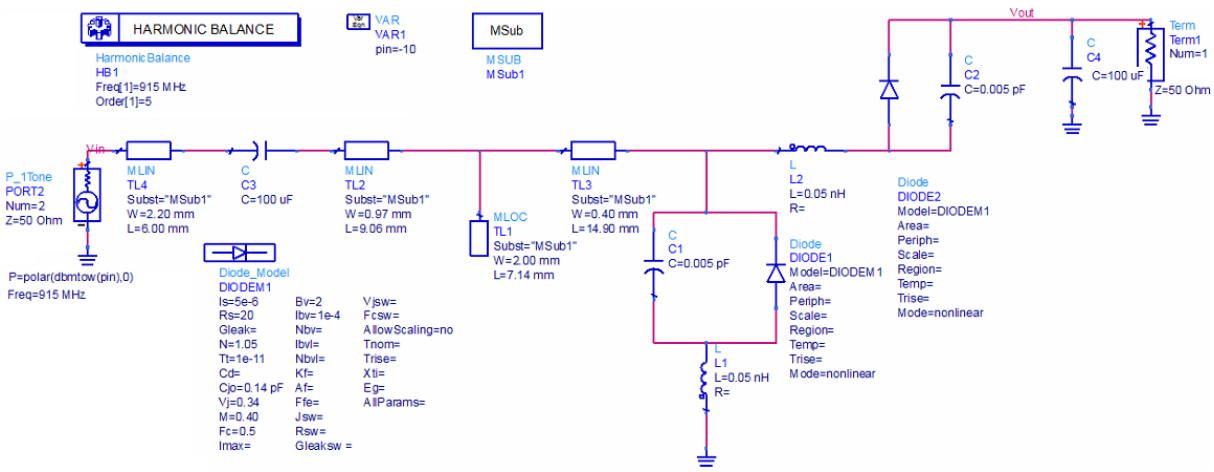


Figura 3.40: Retificador para 915 MHz usando o *Harmonic Balance* no ADS com o modelo do diodo SMS7630.

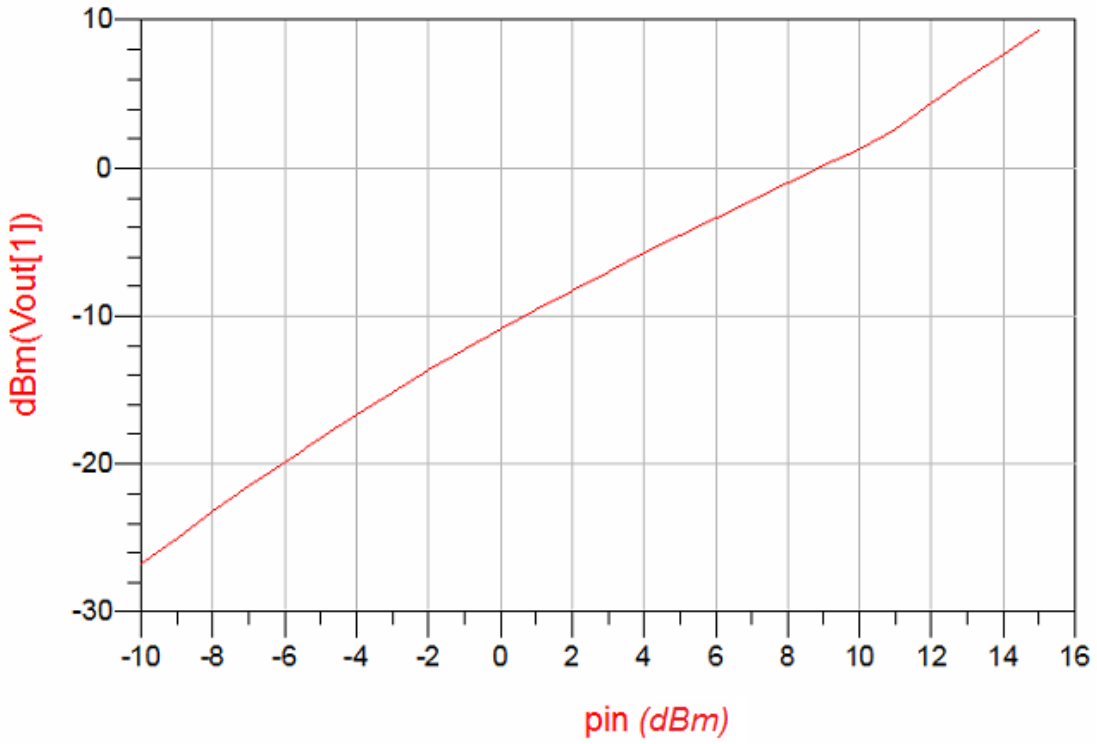


Figura 3.41: Relação entre potência de saída e de entrada

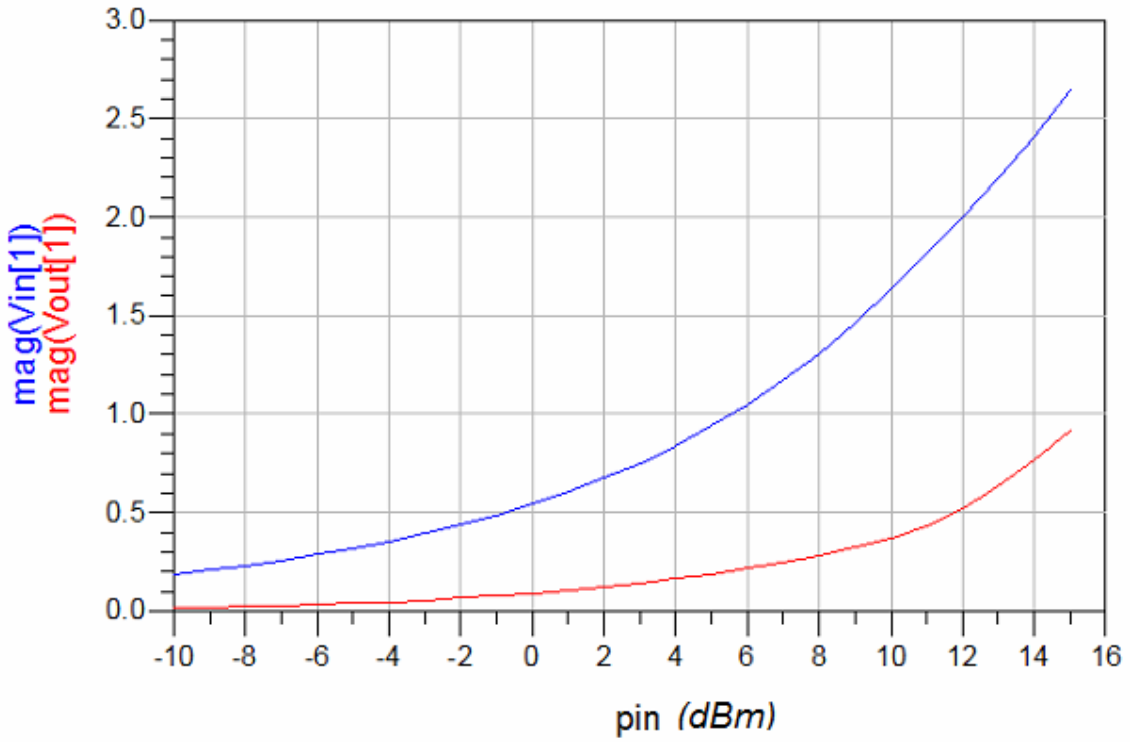


Figura 3.42: Relação entre tensão de saída e potência de entrada.

Na sequência foi simulado um retificador para operação em 2,45 GHz no substrato FR-4 cujo diagrama esquemático é exibido na Figura 3.43. Enquanto seu parâmetro S_{11} simulado é apresentado na Figura 3.44.

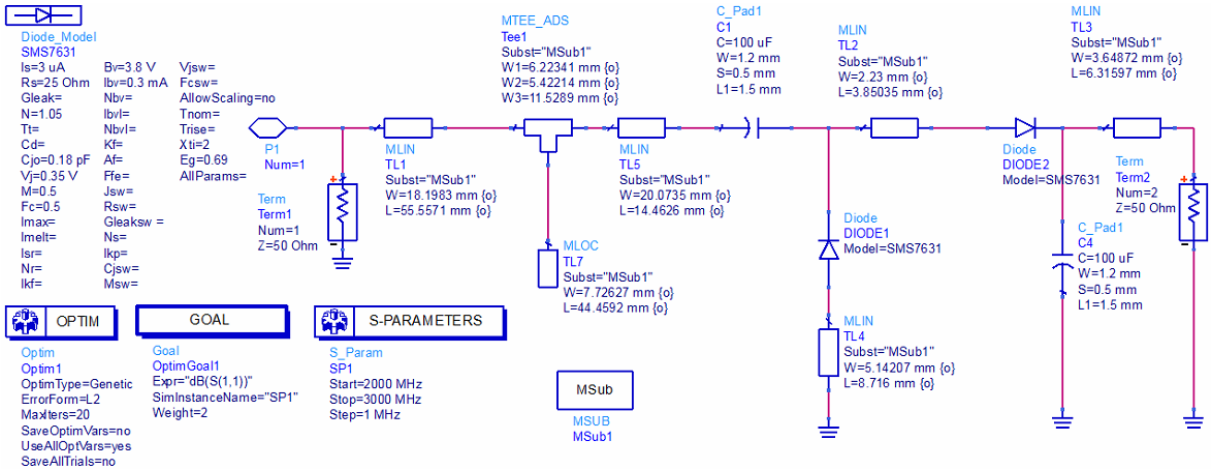


Figura 3.43: Retificador para a frequência de 2,45 GHz simulado com substrato FR-4.

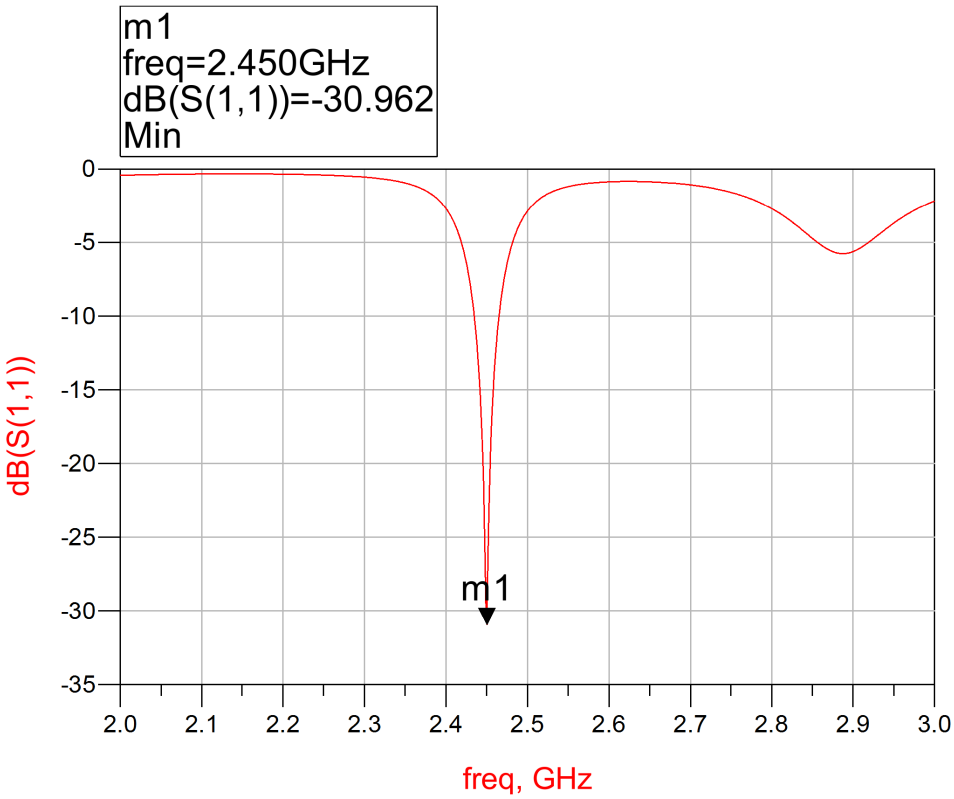


Figura 3.44: S_{11} do Retificador para a frequência de 2,45 GHz simulado com substrato FR-4.

As Figuras 3.45 e 3.46 exibem os resultados de simulação de eficiência do retificador, projetado para operação em 2,45 GHz no FR-4. Através da relação entre a potência de saída e a potência de entrada verifica-se um desempenho melhor desse retificador quando comparado ao projetado para operação em 915 MHz, principalmente quando a potência de entrada é menor que 10 dBm.

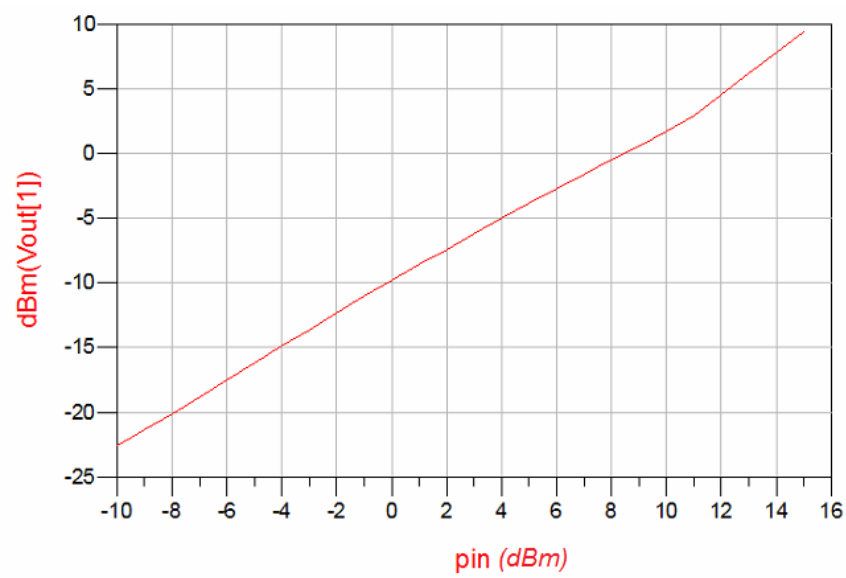


Figura 3.45: Relação entre potência de saída e de entrada

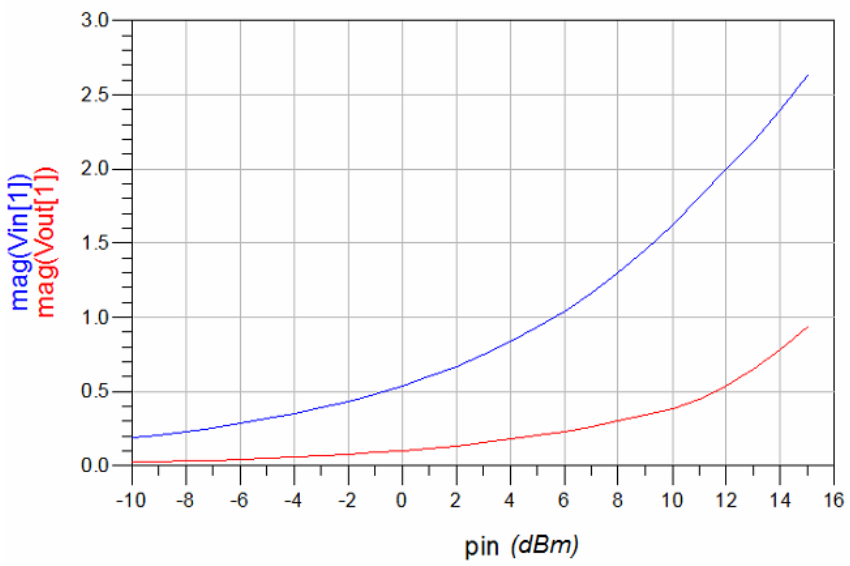


Figura 3.46: Relação entre tensão de saída e potência de entrada.

Ao comparar os resultados dos primeiros retificadores simulados verifica-se uma vantagem muito significativa daquele projetado para operar em 2,45 GHz, no substrato FR-4, em relação àqueles para 915 MHz no que diz respeito aos níveis mínimos alcançado no

parâmetro S_{11}. Além disso, é muito interessante observar que o melhor resultado ocorre no que foi aplicado o substrato FR-4, e não nos que utilizam o RT/duroid 5880 contrariando a expectativa inicial. Por outro lado, ao comparar a eficiência do retificador projetado para 915 MHz com a daquele para 2,45 GHz verifica-se também que a eficiência do segundo é melhor, principalmente quando a potência de entrada é menor.

Na continuação dos estudos de retificadores para rectenna foi simulado um retificador de dupla banda usando o diodo *Schottky* SMS7631, para operar nas frequências 915 MHz e 2,45 GHz, também no FR-4, usando o diagrama esquemático ilustrado na Figura 3.47. Por sua vez, seu parâmetro S_{11} simulado é apresentado na Figura 3.48.

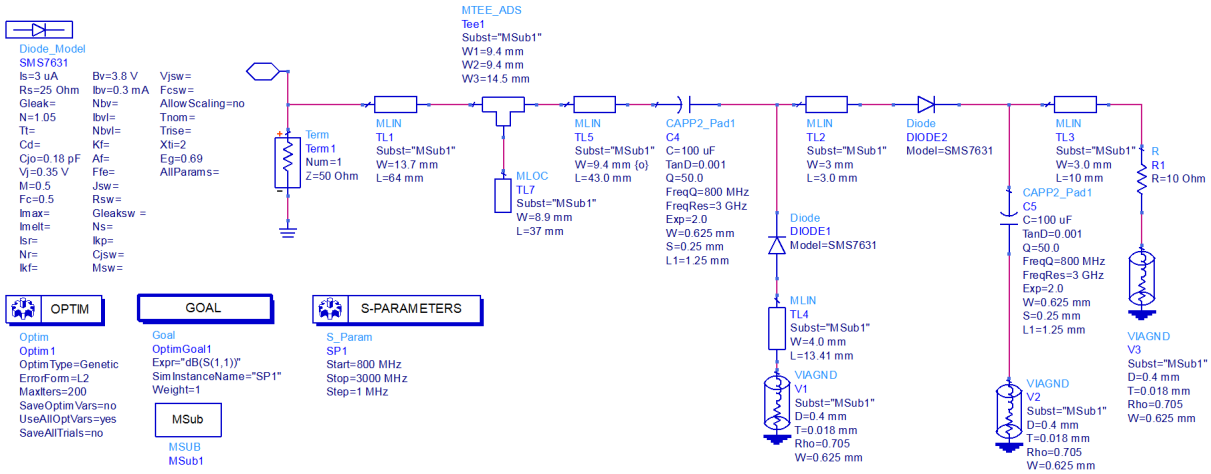


Figura 3.47: Retificador para operar em 915 MHz e 2,45 GHz.

O retificador dual simulado apresentou valores de S_{11} excelentes nas duas frequências de interesse, mas as dimensões obtidas após a otimização do mesmo no ADS® levaram a perda da compacidade, um dos alvos relevantes deste trabalho. Entretanto, aquele retificador dual foi escolhido para fabricação de protótipo a fim de realizar medições e comparar seus resultados com os retificadores investigados para operação em frequência única.

Em função das características verificadas na saída dos retificadores investigados, foi identificada a necessidade de desenvolver um estágio tipo *buffer* na saída dos mesmos para garantir que o retificador consiga alimentar cargas com resistências menores, sem redução significativa da sua tensão de saída. Vale destacar que a fim de garantir o carregarregamento do supercapacitor de 15 F definido é necessário um bom funcionamento do estágio tipo *buffer* na saída circuito retificador. Isso é devido à ultra baixa resistência interna do supercapacitor, que quando totalmente descarregado implica em uma impedância

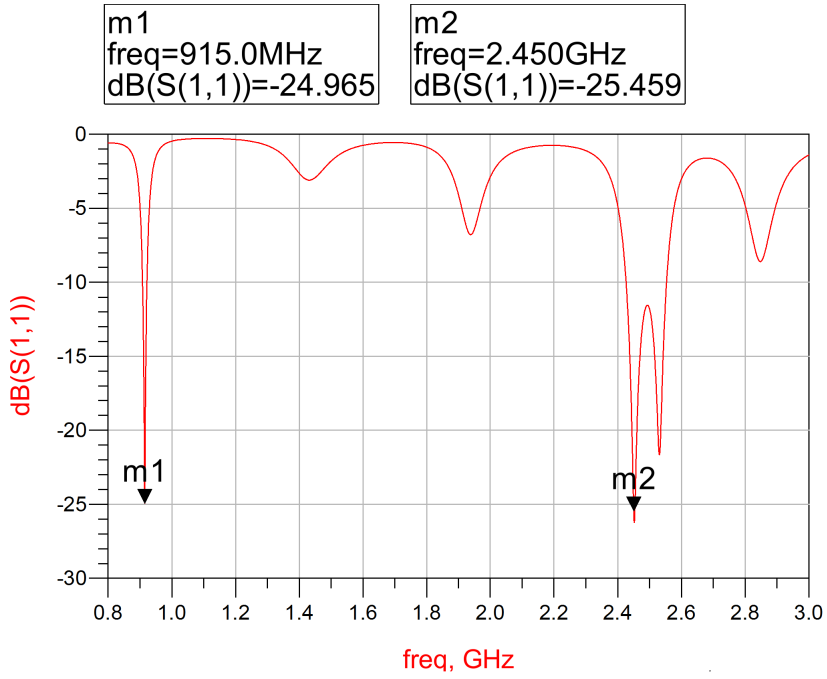


Figura 3.48: S_{11} do retificador de banda dupla simulado no ADS com substrato FR-4.

equivalente vista pelo retificador da ordem de 100 mΩ.

A Figura 3.49 apresenta o digrama esquemático feito no LTSPICE para simular o estágio *buffer* na saída do retificador a fim soluionar o problema da redução de tensão CC quando da alimentação de cargas de baixa resistência, ou ainda do conversor *boost*, com carregamento do supercapacitor inclusive. Essa solução foi implementada posteriormente com o JFET (*Junction Field Efect Transistor*) BF245 disponível no CEFET/MG em substituição ao J111, cujas características são similares, usado na simulação.

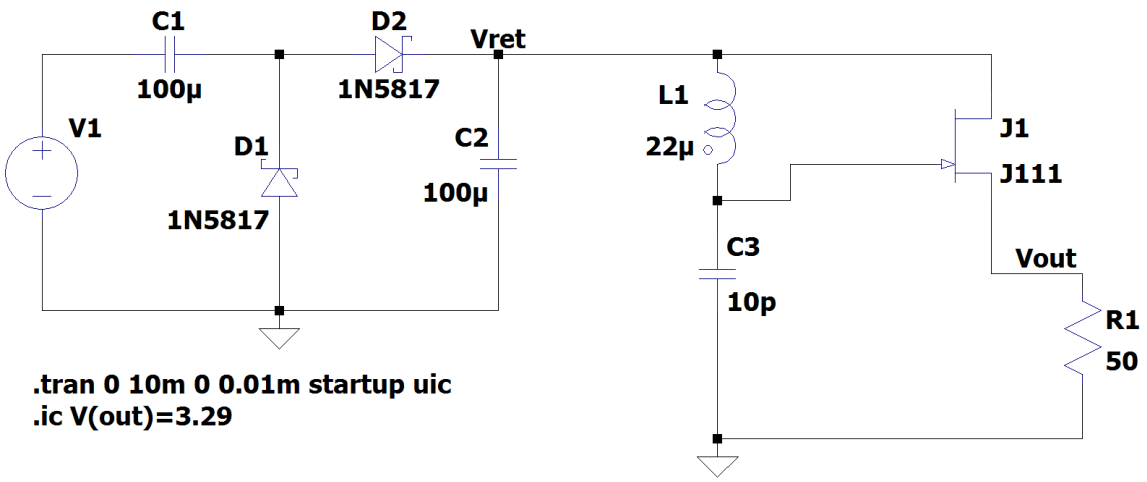


Figura 3.49: Implementação de estágio *buffer* na saída do retificador.

A Figura 3.50, por sua vez, apresenta comportamento da tensão na saída do retificador e na saída do estágio *buffer* à medida que o mesmo alimenta uma carga com resistência de 50 Ω. Enquanto a Figura 3.51 mostra a resposta de tensão na saída do retificador sem o uso do estágio *buffer* para a mesma carga de 50 Ω.

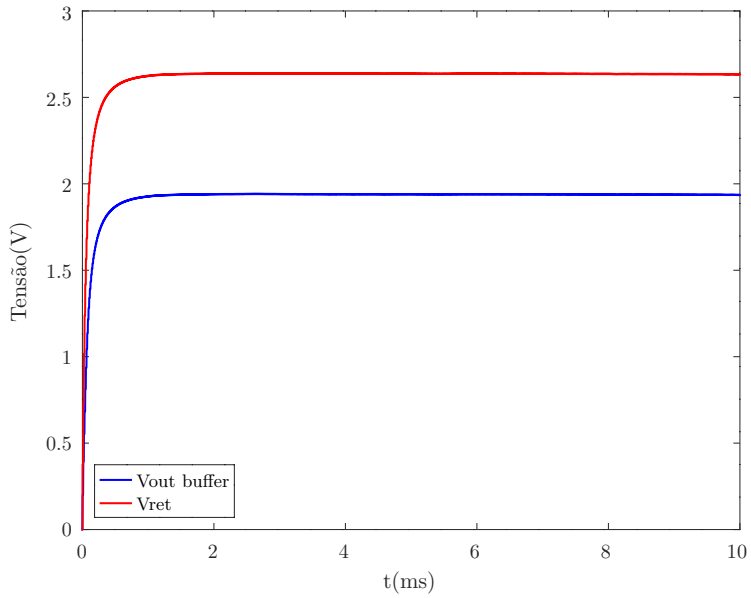


Figura 3.50: Tensão de saída do retificador e do estágio *buffer*.

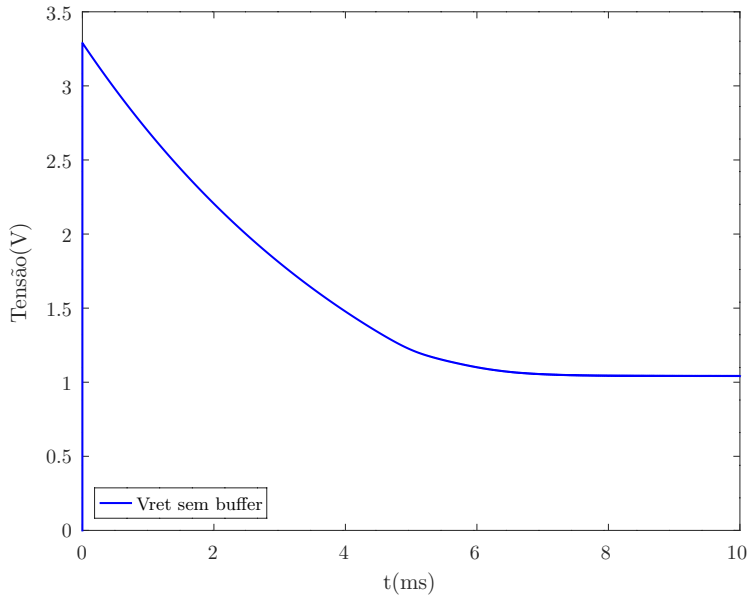


Figura 3.51: Tensão de saída do retificador sem o estágio *buffer*.

Ao comparar a resposta do retificador sem estágio *buffer* com a solução desenvolvida observa-se que ocorre uma redução muito significativa da tensão na carga do primeiro.

Por outro lado, a inserção do estágio *buffer* introduz novo consumo de potência além da demandada pela carga, mas não suficiente para prejudicar o funcionamento da rectenna. Então, avaliando o impacto de cargas de baixa resitência tanto na saída do retificador inicial quanto na saída daquele com o estágio *buffer*, percebe-se que esse é essencial para garantir a operação adequada das cargas com impedância baixa. Entretanto, quando a carga cai para valores menores que 1 Ω a saída do *buffer* também é reduzida drasticamente.

Assim, para contornar a limitação do *buffer* foi investigado também o uso de um conversor *boost* CC-CC entre o retificador e a carga para aumentar o nível de tensão conforme demandado pelo funcionamento adequado do MSSF. Mas foi verificado que a impedância de entrada dos conversores do tipo *boost* é baixa, e sem o uso do *buffer* na saída do retificador a tensão de saída cai para níveis muito baixos, insuficientes para a partida e operação do conversor *boost*.

3.7.2 Rectenna

A Figura 3.52 apresenta o retificador simulado e otimizado no ADS® para composição da rectenna Vivaldi. Esse retificador com estágio *buffer* foi projetado para combinar com a antena Vivaldi 11, cujos resultados combinados de S_{11}, G_{rlz} e η_{tot} foram os melhores, para formação da rectenna nomeada de Vivaldi. A estratégia adotada para otimização dessa rectenna foi otimizar o retificador separado da antena, mas com inserção do o elemento radiante da amostra 11 na sua entrada.

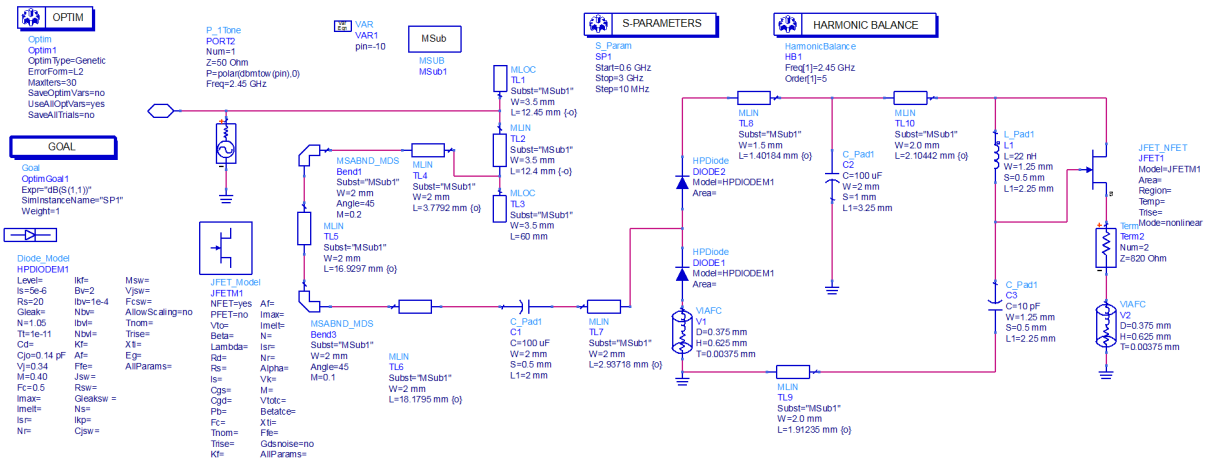


Figura 3.52: Retificador com *buffer* para rectenna com antena Vivaldi.

Por sua vez, a Figura 3.53 apresenta o parâmetro S_{11} simulado após otimização daquele retificador no ADS®. Entre os fatores que contribuiram para o sucesso dessa rectenna

destaca-se o fato do plano terra da antena Vivaldi 11 coincidir com a região do plano terra do retificador na geometria da rectenna.

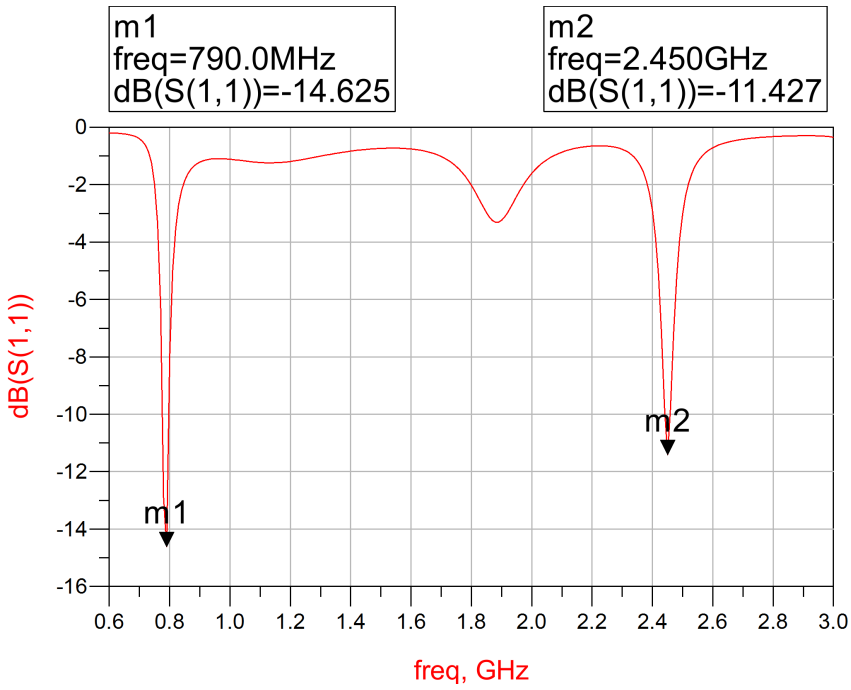


Figura 3.53: S_{11} simulado do retificador com buffer otimizado para a rectenna Vivaldi.

Na sequência foi realizado o mesmo processo da rectenna Vivaldi foi simulado o retificador com estágio *buffer*, vide diagrama esquemático na Figura 3.54, para combinar com a antenna Yagi 1 para composição da rectenna Yagi-Uda. No entanto, as antenas do tipo Yagi-Uda simuladas e otimizadas possuem geometria específica na qual não se aplica um plano terra em uma das faces da placa. Essa condição trouxe maiores dificuldades na simulação do retificador para a rectenna com antena Yagi-Uda.

Por sua vez, a Figura 3.55 apresenta o parâmetro S_{11} simulado do retificador para a rectenna Yagi-Uda após otimizaçãono ADS®. Enquanto a Figura 3.56 exibe a eficiência desse retificador com destaque da frequência projetada de 2,45 GHz.

No entanto, vale ressaltar que apesar dos bons resultados de simulação tanto da antena Yagi 1 quanto do retificador otimizado, a rectenna Yagi-Uda apresentou desempenho insatisfatório para TESF.

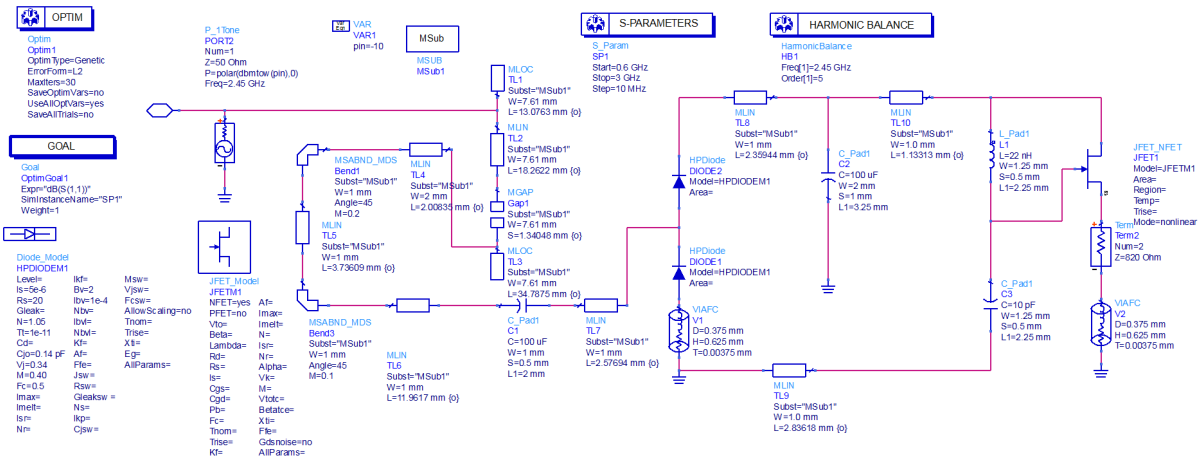


Figura 3.54: Retificador com *buffer* para rectenna com antena Yagi.

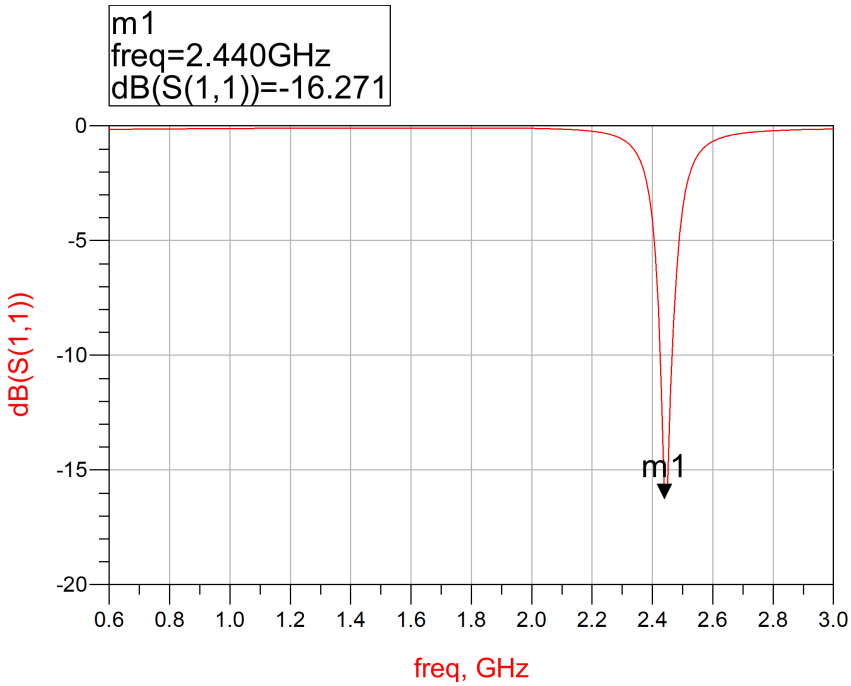


Figura 3.55: S_{11} simulado do retificador com buffer otimizado para a rectenna Yagi-Uda.

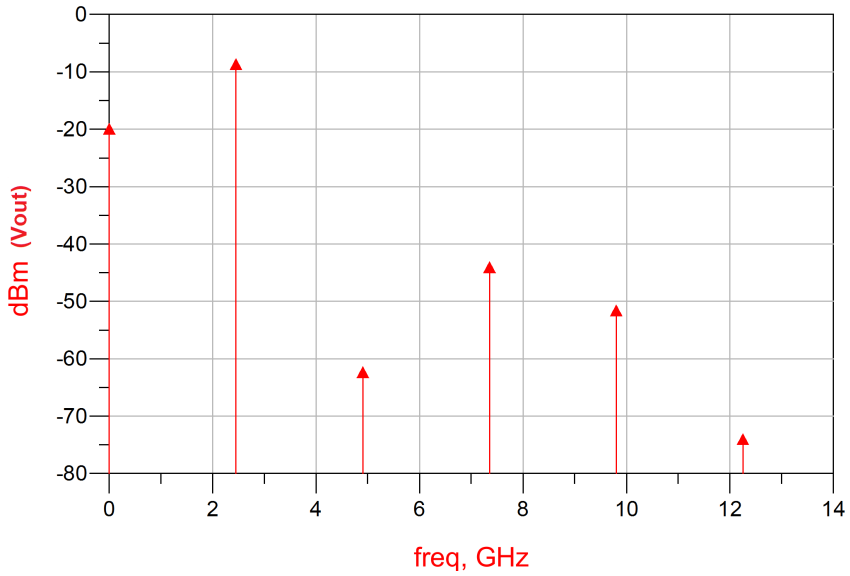


Figura 3.56: Eficiência simulada do retificador com buffer otimizado para a rectenna Yagi-Uda.

3.8 Considerações finais

Foram apresentados, neste capítulo, as etapas do projeto do SSSF e MSSF, como também os resultados e análise das simulações. Através das análises foram escolhidas as antenas de microfita do tipo dipolo de meia onda, *patch* retangular, Yagi-Uda e Vivaldi para a construção dos protótipos tanto no substrato FR-4 quanto no RT/duroid 5880. Na sequência em função da η_{tot} alta, S_{11} abaixo de -10 dB, e G_{rlz} elevado e fácil fabricação foram escolhidas como transmissoras e como receptoras as antenas Vivaldi e Yagi-Uda, mas a opção definida como mais promissora para a rectenna devido ao desempenho melhor no casamento de impedância com o retificador foi a antena Vivaldi, apesar dela apresentar pior compacidade que a antena Yagi-Uda, otimizada para operação na frequência de 2,45 GHz.

É notório que a modelagem da carga é um passo extremamente importante para obter o melhor funcionamento da rectenna. A priori, as cargas escolhidas devem operar com baixo consumo de energia, devido a baixa densidade de potência disponível a partir de ondas eletromagnéticas. Desse modo, a primeira ação para o projeto de uma rectenna é a modelagem da carga escolhida, e neste trabalho a carga modelada é um sensor de temperatura microcontrolado com transmissão dos dados de medição por RF.

Então, devido às características observadas nessa carga durante sua modelagem optou-se

pela aplicação de um supercapacitor para suprir a carga e consequentemente o objetivo da rectenna passa a ser carregar em tempo hábil esse elemento de forma a garantir o funcionamento ininterrupto do sensor. Assim, o retificador da rectenna, com estágio *buffer*, foi simulado com impedância da carga variando entre 50 Ω e 10 kΩ para validar o projeto e a otimização realizada.

O projeto desenvolvido busca otimizar a impedância de entrada do retificador com carga para um valor com a menor variação possível e posterior casamento da sua impedância de entrada com a da antena receptora, sem a necessidade de blocos adicionais. Assim, o sistema rectenna foi projetado e otimizado para carregar um supercapacitor eletroquímico de dupla camada através do conversor do *boost* CJMCU baseado no CI BQ25504.

4 Análise dos Resultados

Este capítulo apresenta a análise dos resultados das medições dos protótipos construídos para o SSSF, composto por fonte de RF, antena transmissora e MSSF, que, por sua vez, é constituído de rectenna, conversor *boost*, supercapacitor de 15F, PCI de controle baseada no microcontrolador PIC16Lf15325 para processamento do sinal de medição e comunicação SPI, sensor de temperatura MAX6612 ou STLM20, e transceptor nRF24L01 para transmissão dos dados de medição de temperatura por RF.

A fonte de RF utilizada para a realizar as medições e testes de validação do SSSF foi o GSA (Gerador de Sinal Analógico - modelo 5181A da Agilent®) do LEA, e também foram testadas outras fontes: um modem *wifi*, e o Arduino Uno combinado com o transceptor nRF24L01 com alcance de 1,1 km, mas os resultados dessas fontes alternativas foram insatisfatórios.

Durante os experimentos foram medidos os parâmetros S_{11} e o G_{rlz} das antenas, a tensão e a corrente de saída da rectenna e do conversor *boost*, bem como a corrente consumida pela PCI de controle alimentando tanto o sensor quanto o transceptor. Foram realizados também testes de funcionamento de cada parte do sistema alternando os elementos sensores para comparação, inclusive com envio dos dados destes para o *site thingspeak.com*. Os resultados das medições foram avaliados em cada unidade e finalmente em todo o conjunto para fechamento deste capítulo.

Por sua vez, os ensaios iniciais das antenas transmissoras foram realizados com ajuste da frequência para 915 MHz e 2,45 GHz, e potência de 8,5 dBm usando o GSA que gera sinais senoidais puros com frequência na faixa entre 100kHz e 6 GHz, e potência de RF ajustável.

4.1 Antena transmissora

Após a simulação e otimização das antenas no CST® foram escolhidas para fabricação dos protótipos amostras das antenas *patch* retangular, dipolo de meia onda, Yagi-Uda plana e ViValdi nos substratos FR-4 e RT/duroid 5880 disponíveis no LEA. A escolha da amostra a construir foi definida conforme os melhores resultados de simulação nos parâmetros η_{tot}, η_{rad} e S_{11} de cada tipo de antena. Assim, foram construídos protótipos das antenas projetadas e apresentadas no capítulo 3, a saber, as amostras no FR-4: *Patch* 3, Vivaldi 1 (2 unidades), Vivaldi 11 , Vivaldi 14, Yagi 1, Yagi 8, Yagi 16 e as amostras no RT/duroid 5880: Dipolo R2, *Patch* R1, Vivaldi R2 e Yagi R5.

Na medição do parâmetro S_{11} das antenas estudadas foi utilizado o AR (Analisador de Rede - modelo E5071C da Agilent®) e a câmara anecoica do LEA, por sua vez a medição do ganho dessas antenas adotou procedimento indireto utilizando o GSA e o medidor de potência eletromagnética com aplicação da equação de Friis. Nesse processo a antena a medir é conectada ao gerador, e uma antena log-periódica de ganho igual a 5 dBi é conectada ao medidor de potência eletromagnética. Após a medição das antenas compara-se os resultados com os valores simulados a fim de validar os protótipos.

4.1.1 Antena dipolo de meia onda

A Figura 4.1 mostra a antena Dipolo R2 construída para operar na frequência de 915 MHz, e sua fabricação empregou processo manual, pois o substrato RT/duroid 5880 apresenta maior flexibilidade, que o torna inadequado para prototipagem por processo de fresagem.

(a) (b)

Figura 4.1: Antena Dipolo R2: (a) Frente do dipolo com plano de terra e (b) Costas do dipolo.

Por sua vez, o gráfico exibido na Figura 4.2 mostra os resultados de medição e simulação do parâmetro S_{11} da amostra Dipolo R2. E nesse observa-se que o valor mínimo de S_{11} simulado é bem melhor que os valores medidos no protótipo. Entretanto, o S_{11} medido se mantém abaixo de -10 dB na faixa entre 924 MHz e 960 MHz, que permitiria uma operação para TESF com resultados satisfatórios. No entanto, o seu G_{rlz} foi de apenas 2,1 dB frente ao 6,31 dB simulado, indicando um prejuizo significativo na transmissão de potência para a receptora. Ao avaliar as causas dessa discrepância no ganho foi verificado que o processo de fabricação causou danos nas camadas de cobre da antena, e esses alteraram os parâmetros desta prejudicando o desempenho da mesma para sua utilização na transmissão de energia sem fio.

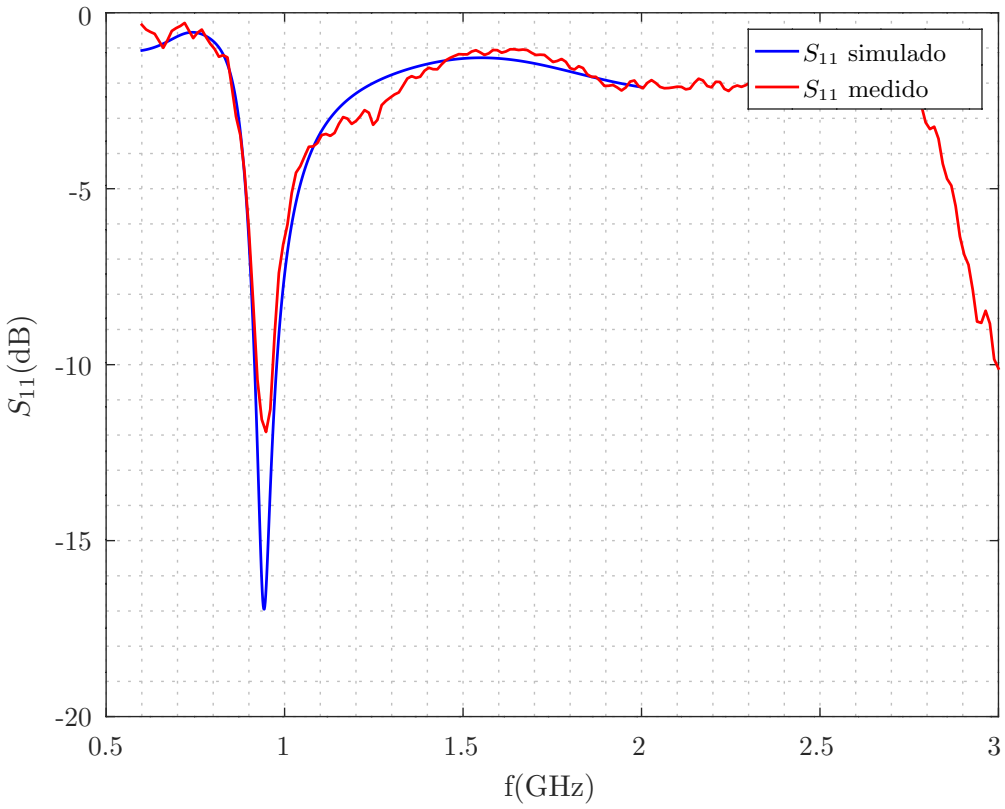
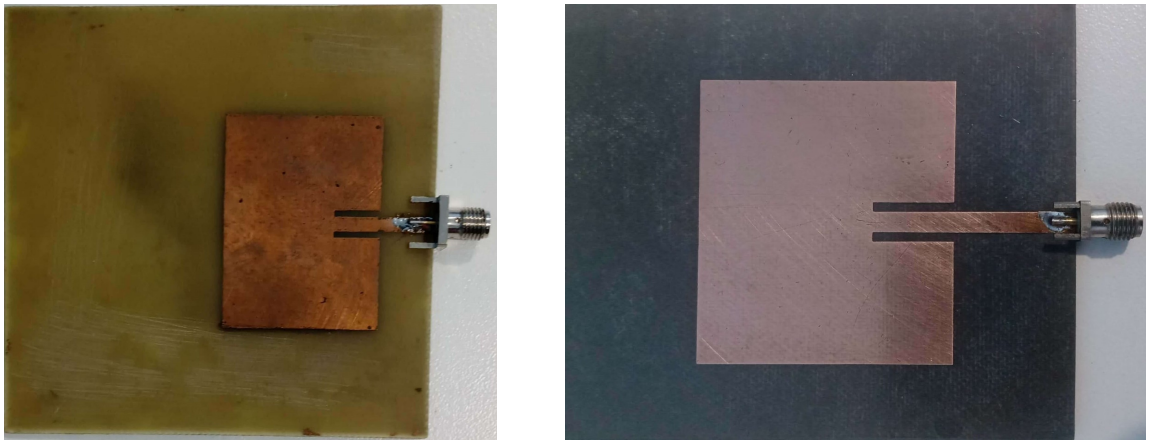


Figura 4.2: S_{11} simulado e medido da antena Dipolo R2.

Assim, verifica-se a necessidade de construir essa antena dipolo de meia onda no mesmo substrato, com a utilização de processo de fabricação com maior precisão, a fim de alcançar resultados de medição mais próximos dos simulados e torná-la mais apta para operação na transmissão de energia sem fio de modo mais eficiente.

4.1.2 Antena *patch* retangular

A Figura 4.3 apresenta os protótipos das antenas do tipo *patch* retangular fabricados por processos manuais nos substratos FR-4, *Patch* 3, e RT/duroid 5880, *Patch* R1, para operação na frequência de 2,45GHz.



(a) (b)

Figura 4.3: Antenas *patch* retangular: (a) *Patch* 3 no FR-4 e (b) *Patch* R1 no RT/duroid 5880.

Por seu lado, a Figura 4.4 exibe os resultados de simulação e medição do parâmetro S_{11} para a antena *Patch* 3. Enquanto os resultados de simulação e medição do parâmetro S_{11} da antena *Patch* R1 são exibidos na Figura 4.5.

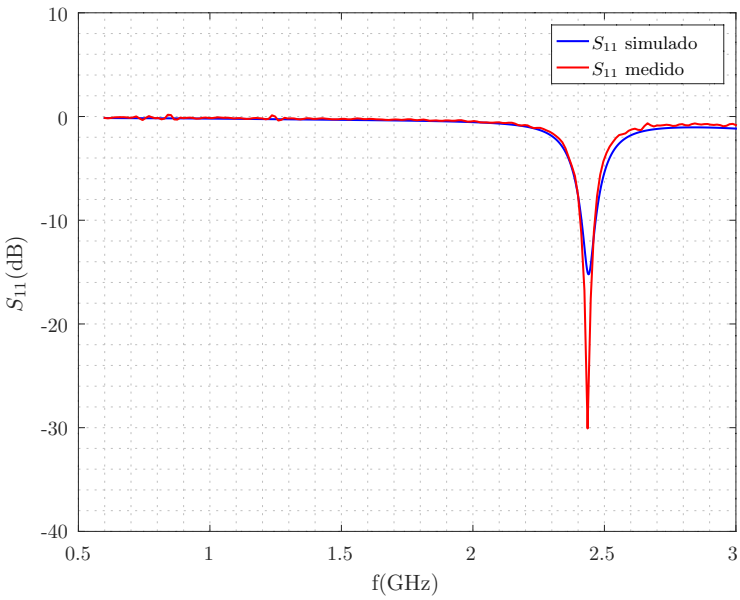


Figura 4.4: S_{11} simulado e medido da antena *Patch* 3

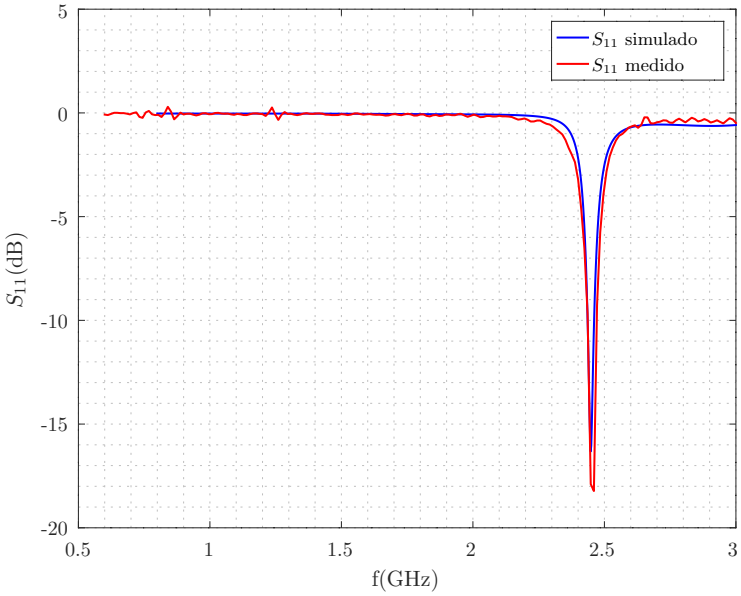


Figura 4.5: S_{11} simulado e medido da antena *Patch* R1.

Vale ressaltar que os resultados de medição do S_{11} de ambas as antenas *patch* são muito interessantes quando comparados aos simulados. No entanto, o S_{11} medido e o simulado apresentam valores bem próximos para a antena *Patch* R1 no RT/duroid 5880. Por outro lado, os valores medidos do S_{11} da amostra *Patch* 3 são muito melhores que os simulados.

Destaca-se ainda que o G_{rlz} medido da *Patch* 3, no FR-4, foi de 1,2 dB apenas frente ao simulado de 2,763 dB. O G_{rlz} medido da *Patch* R1, por seu turno, alcançou de 5,8 dB enquanto o simulado foi 6,501 dB. Tais constatações demostram uma significativa vantagem da antena *Patch* retangular no RT/duroid 5880 em relação a construída no FR-4 para aplicação como transmissora na TESF. Entretanto, a diferença significativa entre o ganho medido e o simulados dessas antenas indica que pequenas variações na camada de cobre podem alterar os parâmetros da antena do tipo *patch* e consequentemente impactar significativamente seu desempenho. Destaca-se ainda que a impedância, medida de 63,18 Ω, da antena *patch* retangular no FR-4 também impacta a medição do seu ganho realizado devido ao descasamento de impedância da mesma com a saída do GSA, cuja impedância é 50 Ω.

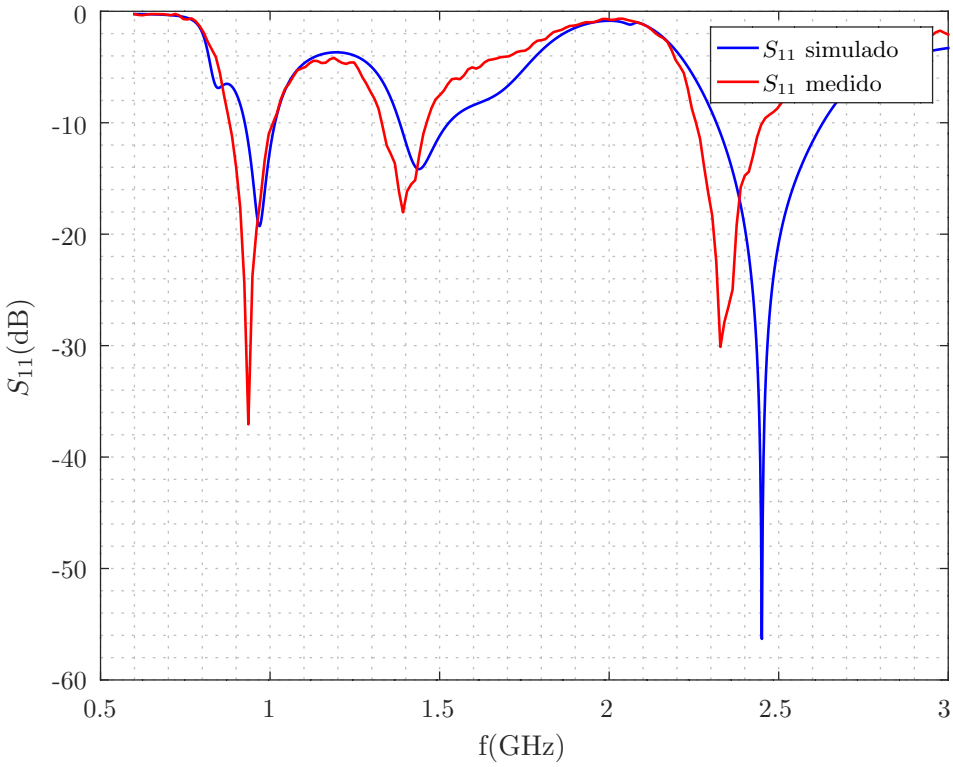
4.1.3 Antena Vivaldi

Dentre as amostras simuladas de antena Vivaldi são escolhidas as amostras Vivaldi 1, Vivaldi 11 e Vivaldi 14 para fabricação, medição e testes. A primeira opera em multiplas frequências, 1000 MHz, 1500 MHz, e 2604 MHz. Enquanto a segunda e a terceira operam na frequência de 2,45 GHz. Foram construídos 4 protótipos, no substrato FR-4, daquelas antenas conforme descrito anteriormente. Destaca-se que a fabricação dessas foi realizada com auxílio da prototipadora do CEFET-MG para remoção do cobre por processo de fresagem, e os protótipos construídos foram: uma unidade da Vivaldi 11 nomeada de V1, duas unidades da Vivaldi 1 nomeadas de V2 e V4, e uma da Vivaldi 14 nomeada de V3.

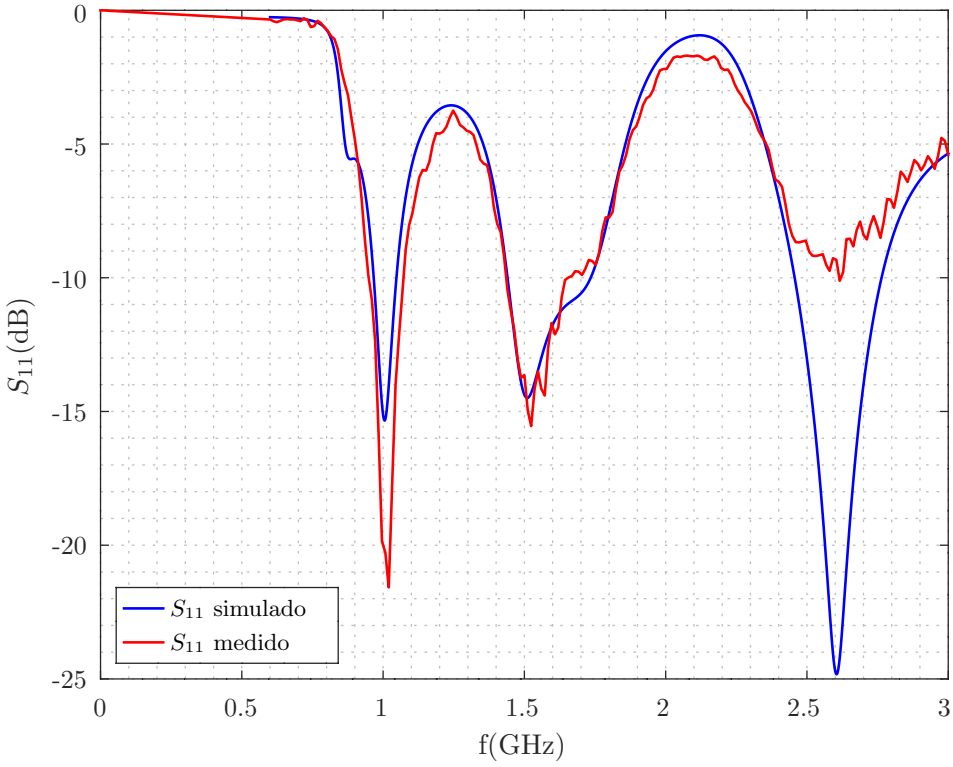
Por seu turno, a Figura 4.6 exibe os resultados de simulação e medição do parâmetro S_{11} dos protótipos V1 e V2 enquanto a Figura 4.7 mostra os resultados de V3 e V4. Observa-se que o S_{11} medido da antena V1 apresenta diferenças significativas em relação aos resultados de simulação, e que seu S_{11} medido é pior que o simulado próximo a frequência de 2,45 GHz, mas é melhor que o esperado próximo de 915 MHz. Por outro lado V2 e V4, apesar de fabricadas a partir da mesma antena projetada, apresentam resultados distintos entre si.

O protótipo V2 apresenta bons resultados tanto na faixa de frequência quanto na magnitude do parâmetro S_{11} próximo a 1GHZ e a 1,5GHz, mas na região próximo de 2,45 GHz os valores de S_{11}, apesar de inferior a -10 dB, são muito ruins quando comparados aos simulados. Enquanto o protótipo V4 tem resultados bons na faixa de 1GHz e muito ruins nas faixas de 1,5GHz e 2,5GHz. Portanto, protótipos construídos com auxílio de prototipadora, apesar de muito superior a fabricação manual, ainda podem apresentar diferenças significativas de desempenho em relação a antena projetada e otimizada no CST®. Isso evidencia tanto o nível de precisão necessário para construir antenas quanto as limitações do FR-4 no que se refere a repetibilidade dos resultados.

O protótipo V3, por sua vez, apresenta valores medidos de S_{11} com um ligeiro deslocamento na frequência ressonante em relação ao simulado, e também há um acréscimo de uma faixa de frequências entre 2,7 GHz e 2,8 GHz com resultados satisfatórios S_{11} não existentes na simulação da antena Vivaldi 14. E nota-se que os valores simulados e os resultados de medição da antena V3 na frequência de 915 MHz apresentam boa proximidade.

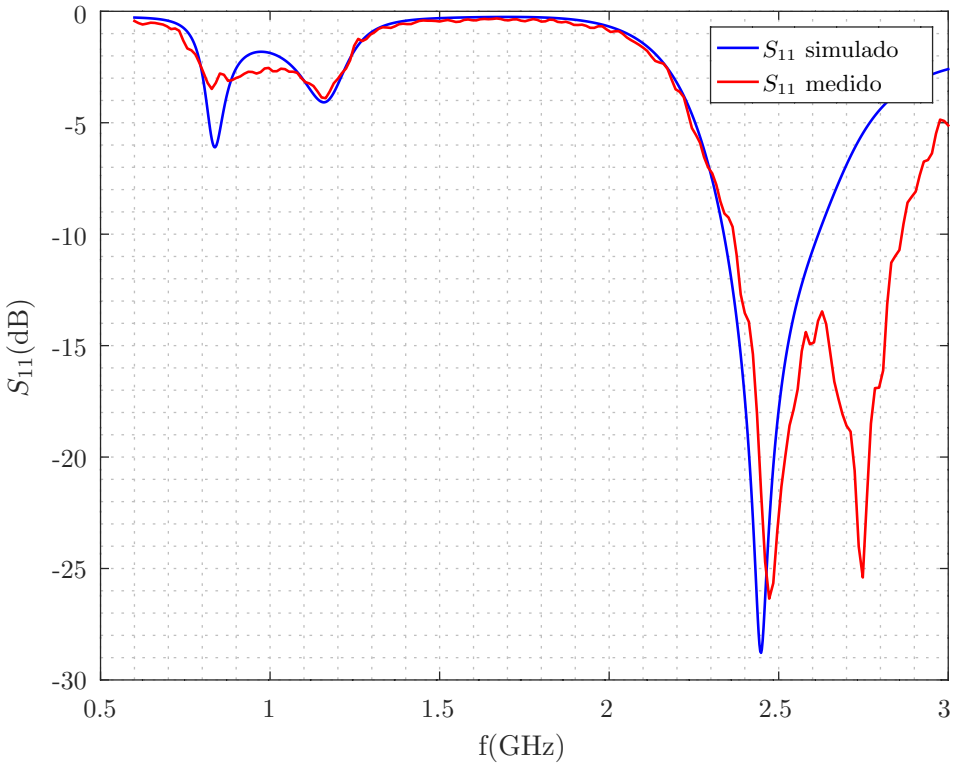


(a) V1

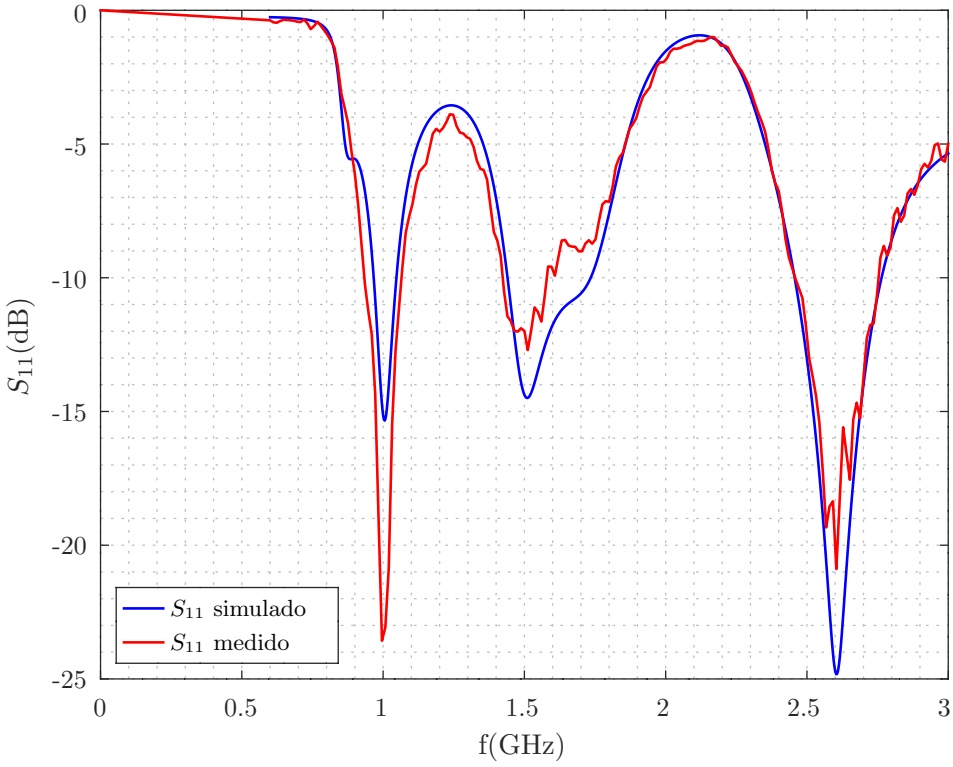


(b) V2

Figura 4.6: S_{11} simulado e medido das antenas Vivaldi no substrato FR-4.



(a) V3



(b) V4

Figura 4.7: S_{11} simulado e medido das antenas Vivaldi no substrato FR-4.

O ganho das antenas investigadas foi validado aplicando a equação de Friis e o método de medição com duas antenas conforme descrito por [BALANIS, 2016]. E as medições confirmaram as dificuldades, descritas por ele, para medir o ganho em frequências inferiores a 1 GHz. Assim, os valores de ganho realizado obtidos em 915 MHz apresentam diferenças muitos significativas dos resultados de simulação. As medições foram realizadas usando uma antena log-periódica de 5 dBi como receptora conectada ao medidor de potência eletromagnética, e as amostras em teste aplicadas como transmissoras foram conectadas na saída do GSA, disponível no LEA, cuja potência de saída ajustada em 8,5 dBm enquanto a frequência foi definida conforme a projetada para a amostra em teste.

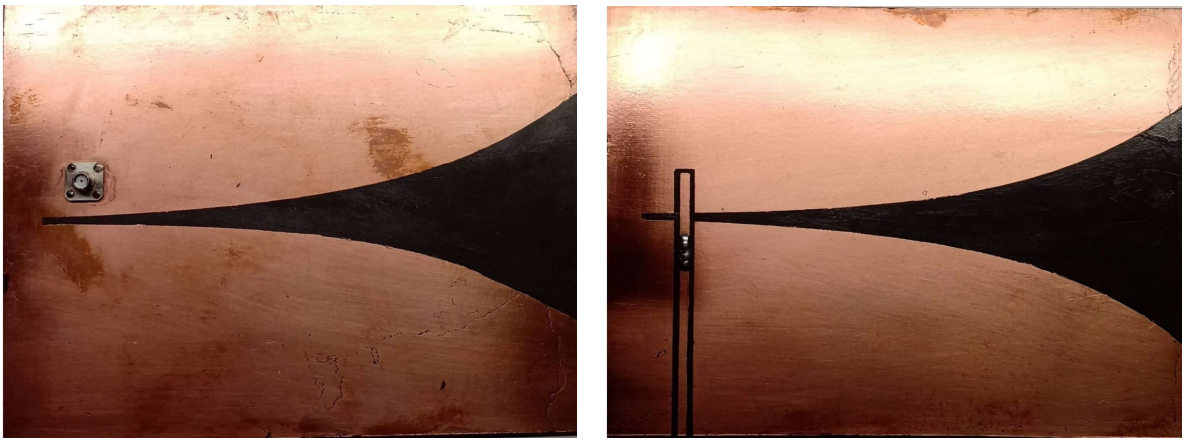
Então, a Tabela 4.1 exibe um resumo dos resultados das medições de potência recebida pela antena log-periódica usando os protótipos de Vivaldi como transmissoras, bem como os valores de ganho realizado calculados pela equação de Friis a partir dos valores medidos, cujo procedimento está descrito no Apêndice B. Vale destacar que os melhores resultados foram obtidos na frequência de 2,45 GHz, na qual a impedância simulada das amostras apresentam valores bem próximos a 50Ω. Por outro lado na frequência de 915 MHz, onde a impedância simulada apresenta valores mais distantes de 50Ω, os ganhos obtidos foram bem menores que os simulados. Portanto, ao utilizar uma antena como transmissora em um fonte com impedância de saída padronizada em 50Ω é necessário otimizar essa antena para a mesma impedância, senão a mesma apresentará desempenho insuficiente para o objetivo proposto.

Tabela 4.1: Medição indireta de ganho realizado das antenas Vivaldi construídas com FR-4

Tr	Rec	P_T (dBm)	P_R (dBm)	Distância (m)	Frequência (MHz)	G_{rlz}
V1	Log per	8,5	-23,92	1,85	2450	8,15
V2	Log per	8,5	-23,02	1,85	915	0,50
V2	Log per	8,5	-23,87	1,85	2450	8,2
V3	Log per	8,5	-22,67	1,85	2450	9,4
V4	Log per	8,5	-26,42	1,85	915	-2,9
V4	Log per	8,5	-23,97	1,85	2450	8,1

Na sequência a Figura 4.8 exibe a antena Vivaldi R2, com duas fendas exponenciais, construída no substrato RT/duroid 5880 por processo artesanal, e a Figura 4.9, por sua vez, apresenta os resultados de simulação e medição do parâmetro S_{11} da mesma.

Observa-se que a Vivaldi R2 possui bandas de frequência superiores a 2,45GHz, mas ainda não exibe as características teóricas de banda larga, previstas para a antena Vivaldi onde o S_{11} ficaria abaixo de -10 dB em toda a faixa. Entretanto, essa se mostra interessante para futuras investigações de operação com frequências distintas para a transmissão de energia sem fio.



(a) (b)

Figura 4.8: Antena Vivaldi com dupla fenda no RT/duroid 5880: (a) Face com plano de terra e fenda de contorno exponecial e (b) Elemento radiante com plano de terra e fenda de contorno exponecial.

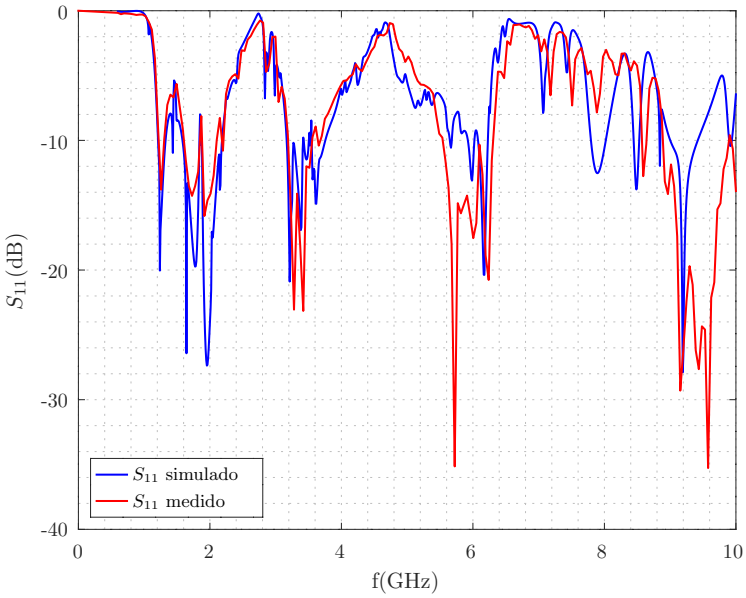


Figura 4.9: Antena Vivaldi R2: S_{11} simulado e medido.

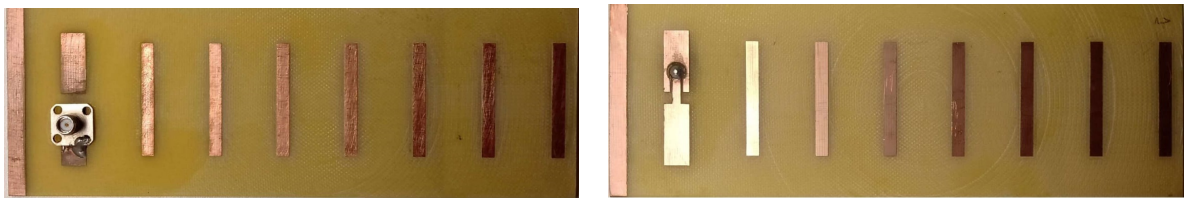
Tendo em vista as diferenças observadas entre o S_{11} simulado no CST® e o medido nos protótipos de antena Vivaldi construídos no FR-4 e no RT/duroid 5880, faz-se necessária

tanto a construção desses em substratos com maior garantia de parâmetros pelos fabricantes quanto a utilização de processos mais precisos de fabricação a fim de obter boa repetibilidade e melhorar a resposta das antenas desenvolvidas para TESF.

4.1.4 Antena Yagi-Uda

Dentre as antenas do tipo Yagi-Uda simuladas foram escolhidas para construção de protótipos, medição e testes as amostras Yagi 1, Yagi 8 e Yagi 16 no FR-4, e a Yagi R5 no RT/duroid 5880. A Yagi 1 e a Yagi R5 operam em 2,45 GHz enquanto a Yagi 8 e Yagi 16 operam em 915 MHz. Assim, foram construídos 4 protótipos com auxílio da prototipadora do CEFET-MG, no substrato FR-4, das antenas Yagi-Uda descritas anteriormente nas seguintes quantidades: uma unidade da Yagi 1, duas unidades da Yagi 8, uma unidade da Yagi 16 e uma da Yagi R5.

Assim, a Figura 4.10 mostra o protótipo da antena Yagi 1 construído no FR-4, e o gráfico exibido na Figura 4.11 apresenta seu parâmetro S_{11} simulado e medido. Observa-se que o S_{11} medido é melhor que o simulado no CST® próximo da frequência de 2,45GHz. Por outro lado, o ganho realizado obtido através da equação de Friis é de 3,95 dB frente ao G_{rlz} simulado de 10,4 dB. Entretanto, apesar do S_{11} muito bom, essa diferença no ganho realizado indica que a antena Yagi 1 construída se mostra ineficiente para o SSSF.



(a) (b)

Figura 4.10: Antena Yagi 1: (a) Frente e (b) Costas.

A Figura 4.12, por sua vez, mostra o protótipo da antena Yagi 8 (2) construído no FR-4. Enquanto as Figuras 4.13 e 4.14 apresentam o parâmetro S_{11} simulado e medido dos protótipos Yagi 8 (1) e Yagi 8 (2) respectivamente. Observa-se que o S_{11} das amostras Yagi 8 medido é muito ruim quando comparado ao simulado no CST® próximo da frequência de 915 MHz. Entretanto, o S_{11} da amostra Yagi 8 (2) apresenta valor inferior a -10 dB próximo da frequência de interesse. Enquanto o S_{11} da amostra Yagi 8 (1) é maior que -10dB em toda a banda entorno de 915 MHz. Isso somado ao fato de ambas as amostras

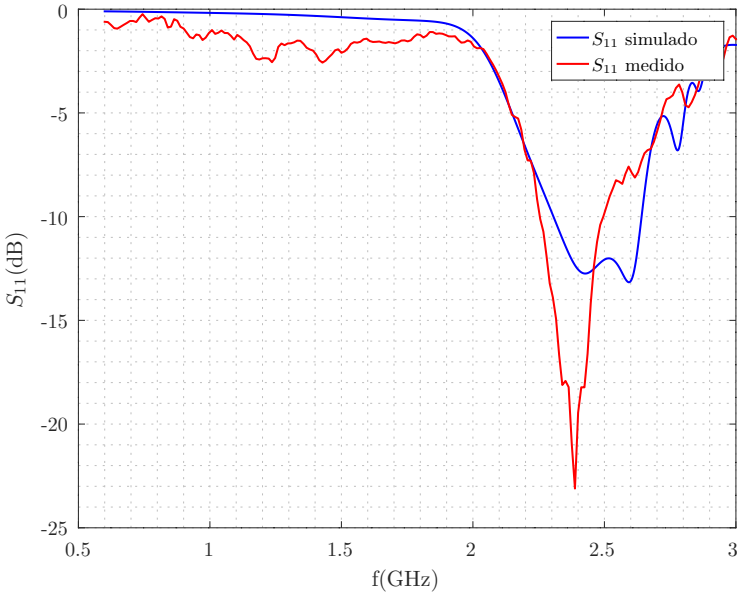
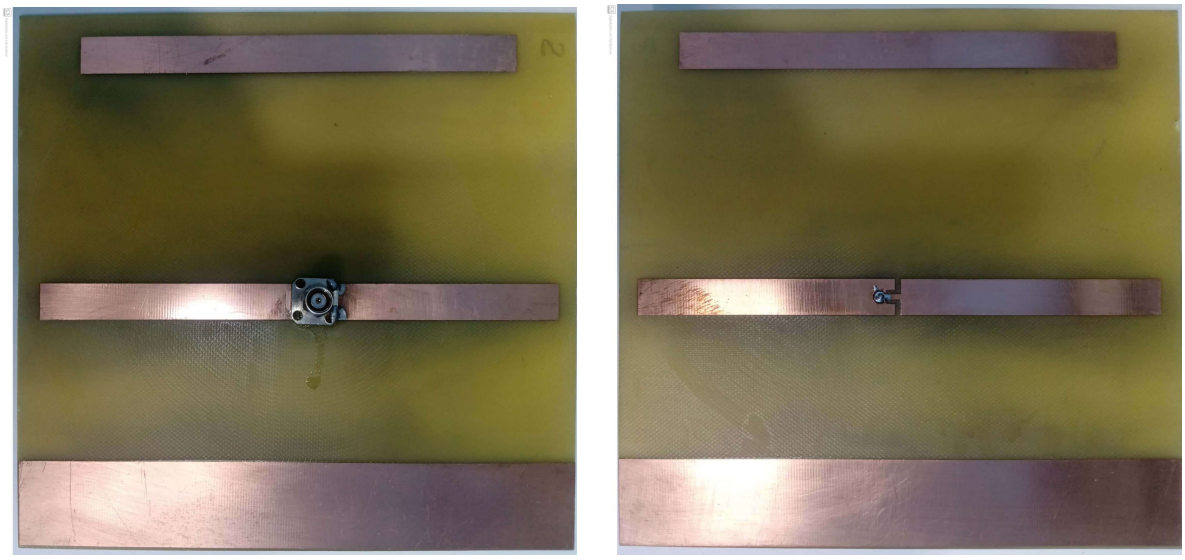


Figura 4.11: Antena Yagi 1: S_{11} simulado e medido.

apresentarem baixos valores de G_{rlz} levou a consideração dessas amostras inadequadas para aplicação na TESF.



(a) (b)

Figura 4.12: Antena Yagi 8: (a) Frente e (b) Costas.

Por outro lado, o processo de fabricação das amostras das Yagi 8 utilizou processo de fresagem com auxílio da prototipadora. Entretanto, foi verificado que nas grandes áres de remoção do cobre ocorreram algumas imperfeições com redução da espessura do substrato inclusive. Essas ocorrências e os efeitos nos resultados dos parâmetros S_{11}, G_{rlz} e η_{rad},

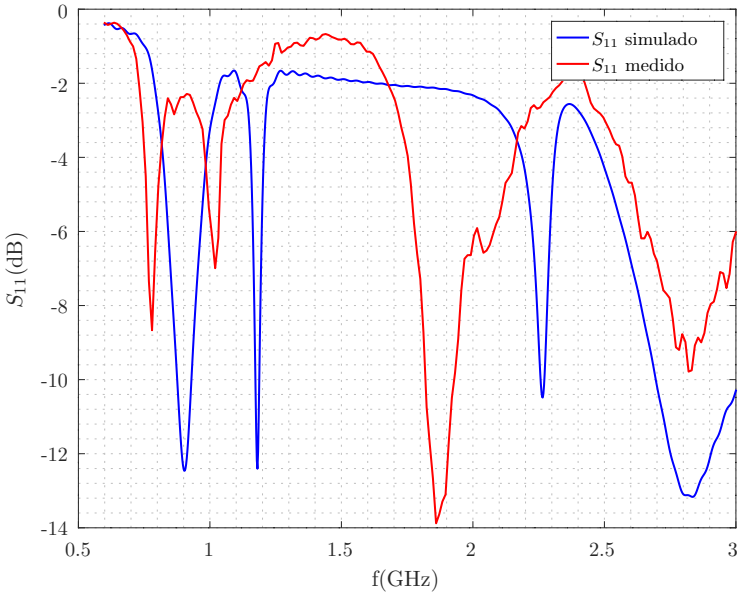


Figura 4.13: Antena Yagi 8 (1): S_{11} simulado e medido.

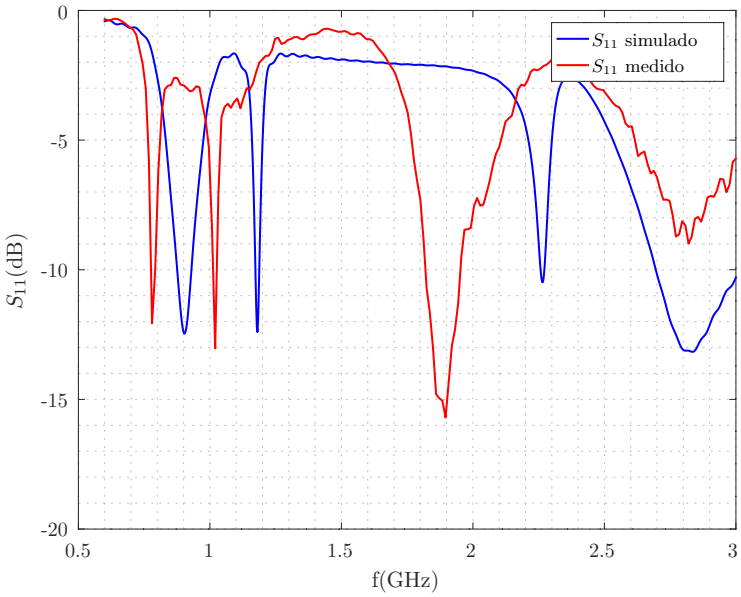


Figura 4.14: Antena Yagi 8 (2): S_{11} simulado e medido.

observados durante as simulações de antenas realizadas no CST®, causados pela variação de centésimos de mílimetros na espessura do substrato evidenciam a necessidade de utilização de processos mais precisos na construção de antenas com remoção de grandes áreas de cobre, ou ainda indicam que o caminho melhor é construir antenas mais compactas quando da utilização de processos de fresagem na fabricação das mesmas.

Vale ressaltar que ao fixar na prototipadora placas maiores, que normalmente não são

perfeitamente planas, poderá ocorrer regiões com níveis diferentes nessas placas. Então, devido a essa não planicidade haverá retirada de parte do substrato durante o processo de fresagem a fim de garantir que a camada de cobre seja completamente removida conforme a geometria projetada. Portanto, o processo de fabricação de antenas impressas mais indicado quando há necessidade de retirada da maior parte da área das camadas de cobre é o de corrosão química. No entanto, a utilização desse processo de forma artesanal pode impactar ainda mais os resultados desejados.

A Figura 4.15, por seu turno, mostra o protótipo da antena Yagi 16 construído no FR-4 por processo artesanal enquanto a Figura 4.16 apresenta seu parâmetro S_{11}. Nessa observa-se que o S_{11} medido é pior que o simulado próximo da frequência de 915 MHz. Por sua vez, o ganho realizado obtido através da equação de Friis é de apenas 1,5 dB frente ao G_{rlz} simulado de 9,64 dB. Portanto, essa diferença nos valores medidos do ganho realizado e do S_{11} indica que a antena Yagi 16 construída se mostra inadequada para o SSSF. Essas observações corroboram a afirmativa sobre o impacto das imperfeições, ocorridas na geometria das camadas de cobre, nos resultados de antenas impressas.

(a) (b)

Figura 4.15: Antena Yagi 16: (a) Frente e (b) Costas.

Destaca-se que essa amostra Yagi 16 foi construída usando percloreto de ferro para corrosão de suas camadas de cobre. E ocorreram pontos nos elementos diretores, refletor e dipolo nos quais a camada de cobre foi danificada. Então, foi aplicado estanho nesses pontos para restabelecer a geometria dos elementos a fim de se realizar testes e avaliar os impactos nos seus resultados de medição em comparação com os simulados. Portanto, recomenda-se não construir antenas impressas com dimensões maiores por processos artesanais, e essa recomendação se fortalece quando há necessidade de retirada da maior parte da área de

cobre em ambas as faces da placa como no caso da geometria da Yagi-Uda.

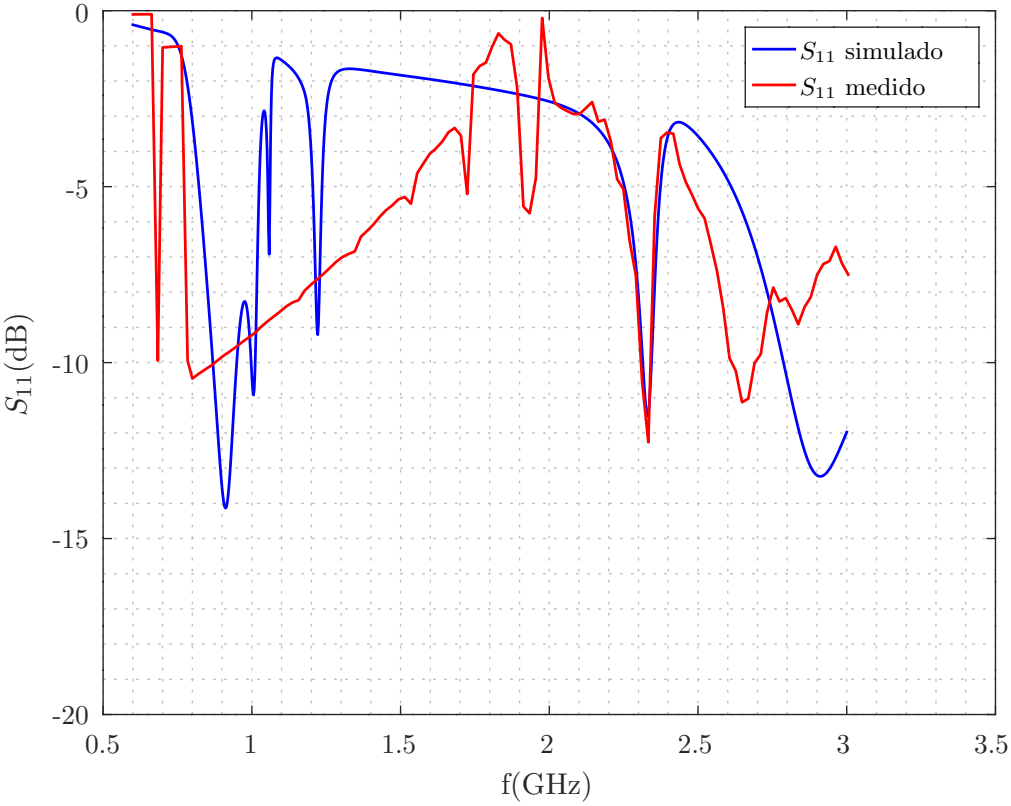


Figura 4.16: Antena Yagi 16: S_{11} simulado e medido.

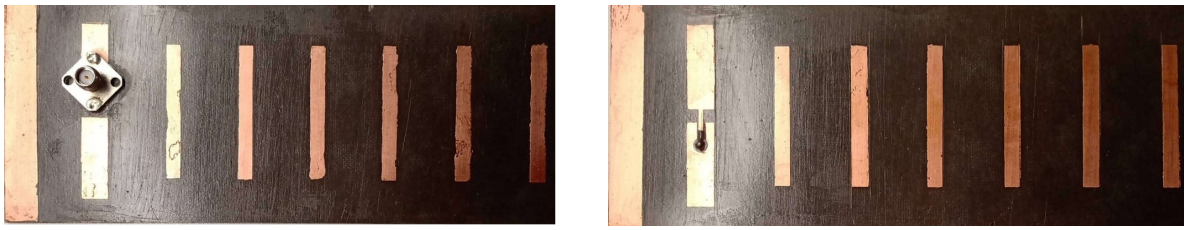
Na sequência a Tabela 4.2 exibe um resumo dos resultados das medições de potência recebida usando as antenas Yagi-Uda construídas no FR-4 para aplicação como transmissoras, e também o ganho realizado calculado pela equação de Friis a partir dos valores medidos.

Tabela 4.2: Medição indireta de ganho realizado das antenas Yagi-Uda construídas com FR-4

Tr	Rec	P_T (dBm)	P_R (dBm)	Distância (m)	Frequência (MHz)	G_{rlz}
Yagi 1	Log per	8,5	-28,12	1,85	2450	3,95
Yagi 8 (1)	Log per	8,5	-21,22	1,85	915	2,3
Yagi 8 (2)	Log per	8,5	-20,92	1,85	915	2,6
Yagi 16	Log per	8,5	-22,02	1,85	915	1,5

Por outro lado, a Figura 4.17 mostra a antena Yagi R5 construída no RT/duroid 5880, e a Figura 4.18, por sua vez, apresenta os resultados de simulação e medição do seu parâmetro S_{11}. Foi verificado que os resultados de medição divergiram dos valores simulados no CST®

e a tornaram inadequada para aplicação na frequência de 2,45GHz. Essas diferenças foram mais acentuadas devido as imperfeições, observáveis na imagem do protótipo, associadas ao processo de fabricação manual com a utilização de percloreto de ferro para retirada do cobre.



(a) (b)

Figura 4.17: Antena Yagi-Uda R5: (a) Frente e (b) Costas.

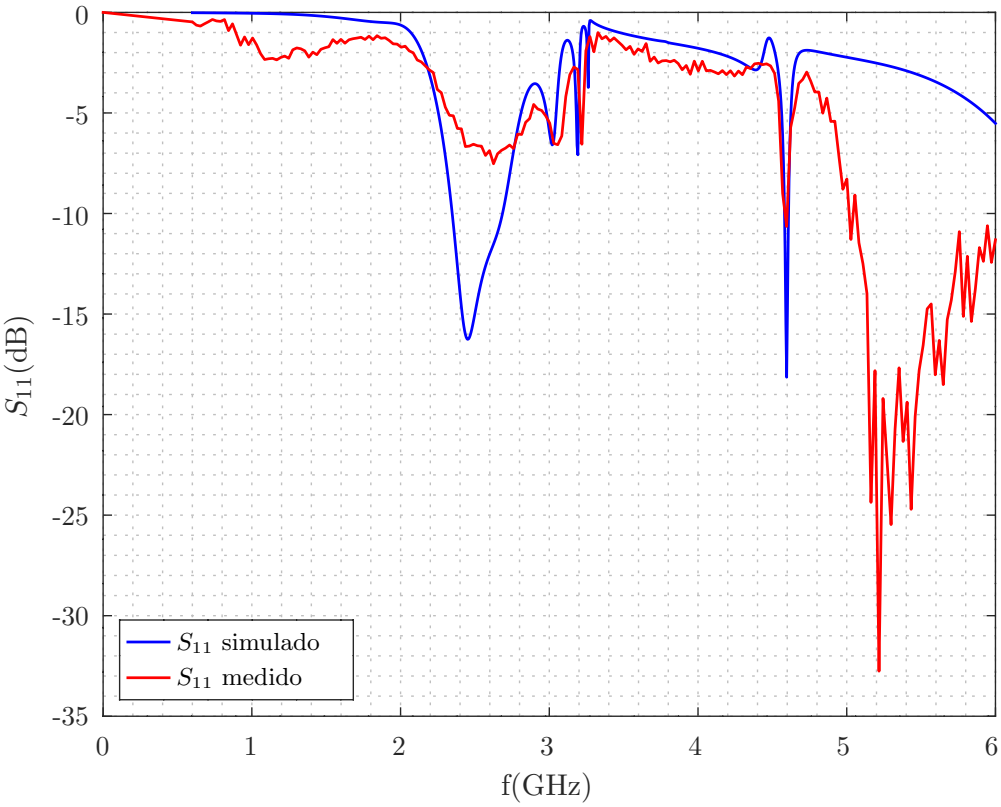


Figura 4.18: Antena Yagi R5: S_{11} simulado e medido.

Por outro lado, seu valor de S_{11} medido na frequência de 5,217 GHz é de -32,758 dB. Assim, essa antena poderia ser testada nessa frequência para aplicações de TESF. Entretanto, não foi medido seu ganho realizado devido a indisponibilidade de outra antena para operação naquela frequência. Vale destacar que apesar da amostra Yagi R5 ser compacta, devido a

sua geometria seu processo de fabricação requer a remoção da maior parte da área do cobre. Então, a fabricação de antenas, ainda que sejam compactas, que requerem a proteção de pequenas áreas de cobre por processos manuais se torna mais complexa e onerosa.

4.2 Módulo Sensor Sem Fio

Os testes do MSSF envolveram o envio de dados de medição do sensor por RF e também a medição de tensão e corrente em cada estágio do mesmo. As medições tiveram como ponto de partida a rectenna, seguiu para o conversor *boost* e finalmente para a PCI de controle, sensores e transceptor. Além disso, foram verificados o consumo e o funcionamento adequado de cada estágio.

4.2.1 Rectennas

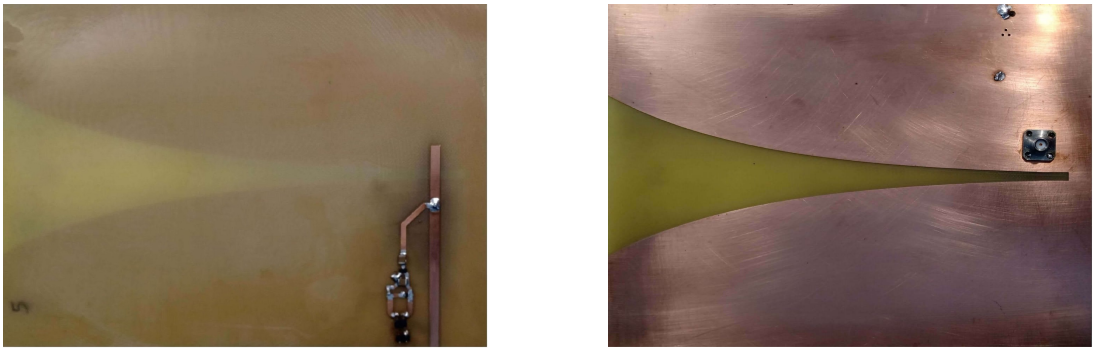
Aqui são descritos os procedimentos realizados para medição de resposta das rectennas desenvolvidas neste trabalho. Foi utilizada fonte exclusiva de RF para validar a rectenna, e inicialmente sua saída alimentou uma carga resistiva com níveis adequados de corrente e tensão. Os ensaios foram realizados usando antenas receptoras conectadas a retificadores fabricados sepadados dessas antenas, e também usando rectennas com retificadores integrados. Neste trabalho as duas rectennas construídas no FR-4 com retificador integrado são baseadas nas antenas Vivaldi e Yagi-Uda que apresentaram os melhores resultados combinados de S_{11}, G_{rlz} e η_{tot} durante a simulação no CST®.

4.2.1.1 Rectenna com antena Vivaldi

A Figura 4.19 exibe a rectenna projetada no Capítulo 3 com a amostra Vivaldi 11 como antena receptora, cuja construção no substrato FR-4 foi realizada por processo de usinagem com auxílio da prototipadora do CEFET/MG. Também foi inserido um conector SMA no seu elemento radiante, no mesmo ponto de inserção usado na antena Vivaldi 11, a fim de comparar os resultados simulados de S_{11} da antena Vivalid 11, escolhida como recpetora para a rectenna, e do retificador otimizado com o resultado de medição da rectenna construída.

Assim, foi medido o S_{11} no ponto de conexão entre a antena receptora e a entrada do retificador. E conforme resultados exibidos na Figura 4.20 verifica-se que o S_{11} medido apresenta valores muito interessantes na frequência de 2,45 GHz, mas com leve deslocamento para 2,4 GHz e aumento de seu valor no ponto mínimo simulado da antena. Por outro

lado, a simulação do retificador apresentou piores resultados que os medidos na rectenna. Entretanto, ao observar o S_{11} percebe-se uma predominância dos efeitos do retificador no S_{11} medido da rectenna Vivaldi.



(a) (b)

Figura 4.19: Rectena baseada na antena Vivaldi: (a) Elemento radiante com o retificador e (b) Plano de terra com fenda de contorno exponencial.

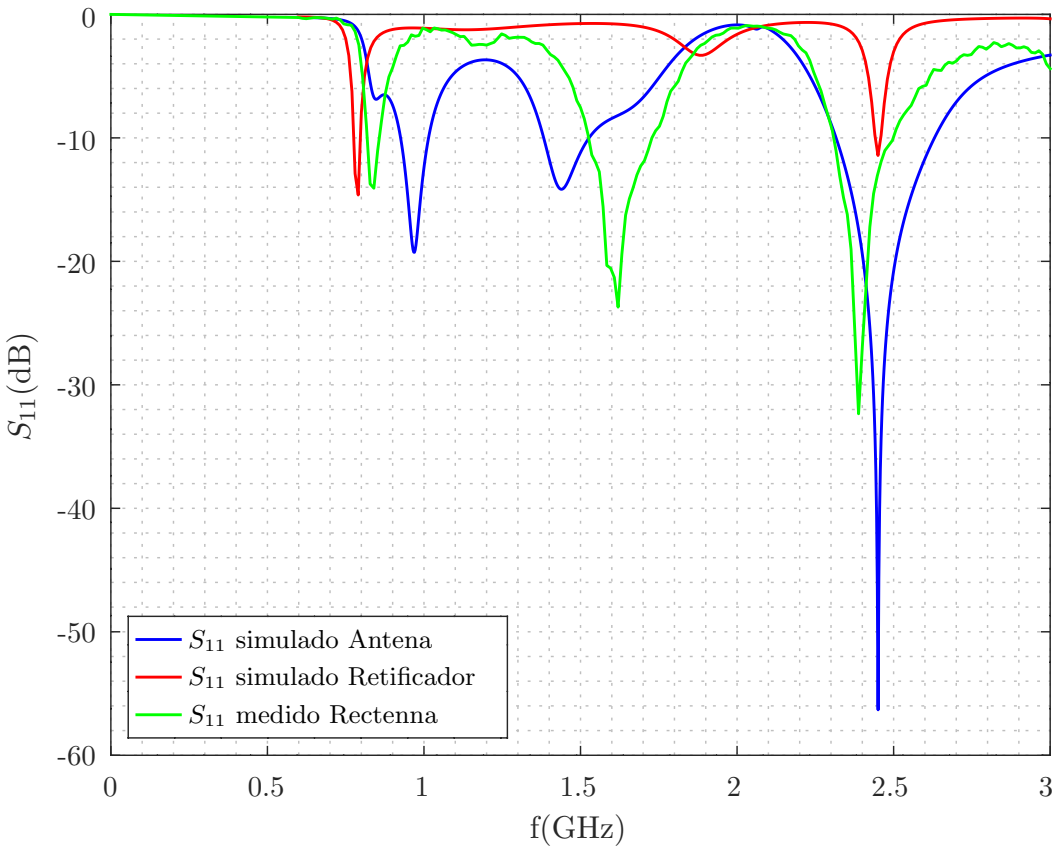


Figura 4.20: S_{11} medido na rectenna e simulado da Vivaldi 11 e do retificador otimizado para a rectenna.

Durante os testes em bancada para validar os resultados da rectenna projetada utilizou-se uma antena Yagi-Uda impressa comercial com ganho de 10 dB e a antena Vivaldi V3 como transmissoras. No entanto, os melhores resultados foram obtidos com a amostra V3 como transmissora. Então, utilizando o GSA como fonte de RF, com ajuste da potência de saída em 26 dBm na frequência de 2,45 GHz, a amostra V3 como transmissora e uma carga resitiva no valor ótimo de 820 Ω na saída da rectena, conforme imagem exibida na Figura 4.21 e variando a distância da rectenna em relação a transmissora V3 realizou-se a medição da tensão e da corrente na carga. Assim, foi validado o projeto e a otimização realizada para a rectena.

Quando a rectenna é posicionada a uma distância de 0,55 m da transmissora é entregue para a carga uma tensão de 695 mV e uma corrente de 852 μA, que representa uma potência entregue de 592 μW. Enquanto observa-se uma tensão de 814 mV e uma corrente de 999 μA para a mesma carga, que representa uma potência entregue de 813 μW, a uma distância de 0,85 m entre a transmissora e a rectenna.

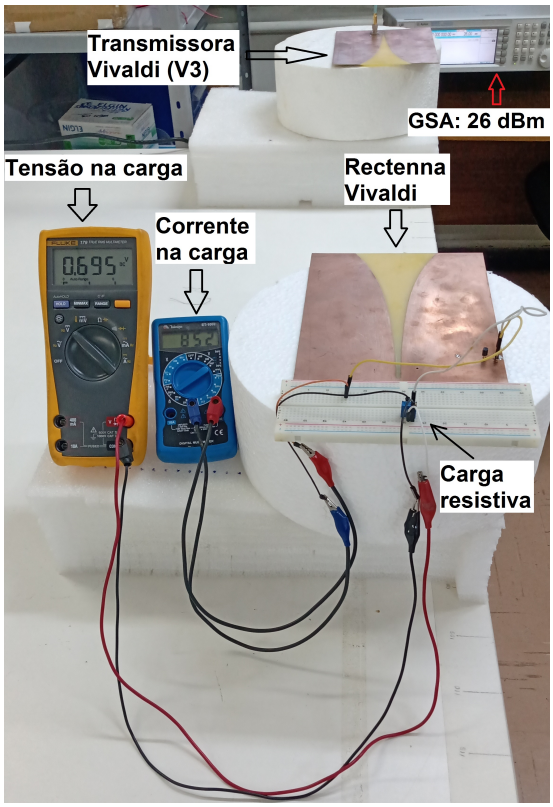


Figura 4.21: Medição de tensão e corrente na carga da rectenna com *buffer* na saída a uma distância de 55 cm entre a antena transmissora e a rectena.

Por outro lado, as Figuras 4.22 e 4.23 exibem o comportamento da tensão e da potência entregue para a carga resistiva conectada na saída do *buffer* implementado no retificador da rectena. Na Figura 4.23 verifica-se que a maior potência entregue para a carga foi de 949 μW, quando a rectenna foi posicionada a uma distância de 40 cm da transmissora.

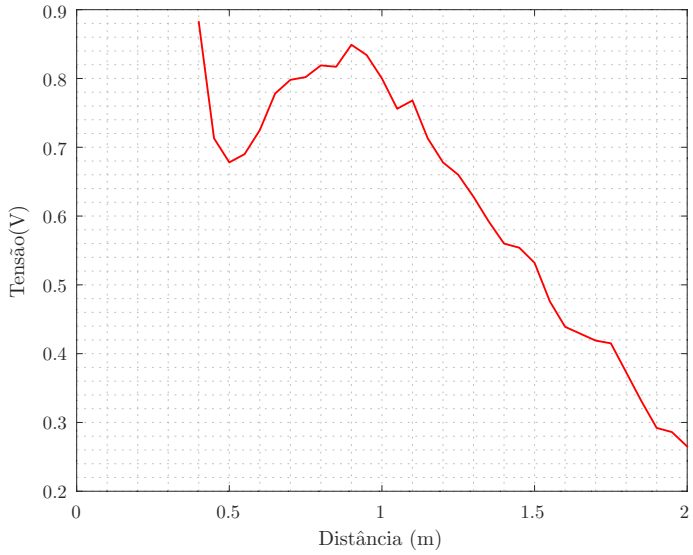


Figura 4.22: Tensão na carga resistiva conectada na saída da rectenna Vivaldi.

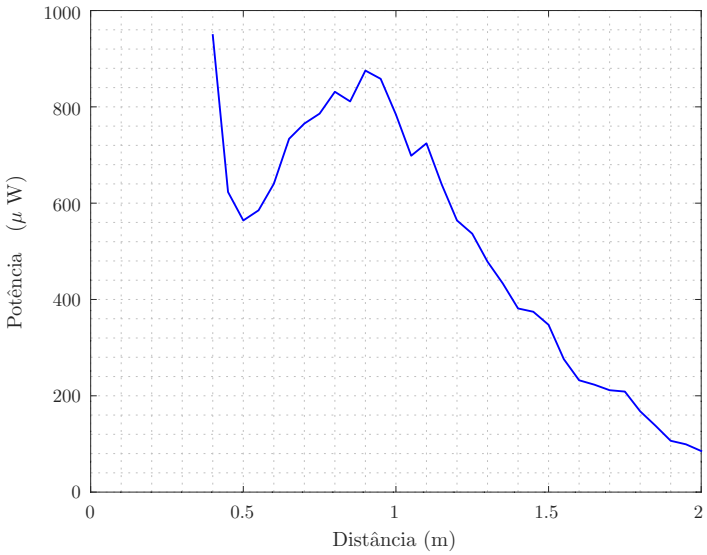


Figura 4.23: Potência entregue para a carga resistiva conectada na saída da rectenna Vivaldi.

A medida que a rectenna se afasta da antena transmissora ocorre a redução da potência entregue para carga, mas a partir de 60 cm de distância essa potência entregue volta a

aumentar, e observa-se um máximo local em 0,90 m com potência entregue de 875 μW para carga. A partir dessa distância a potência entregue cai de forma quase linear chegando a apenas 85 μW em 2,0 m de distância.

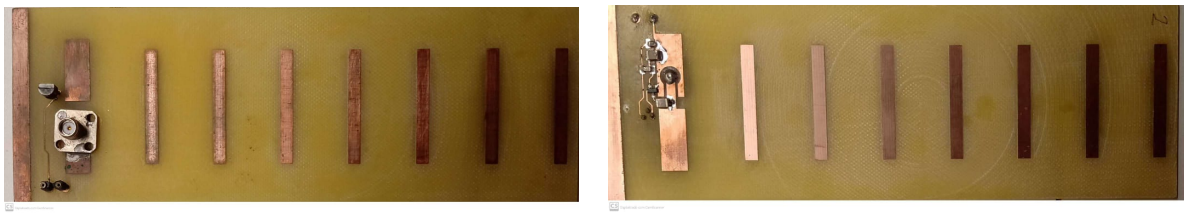
Ao comparar os resultados da rectenna Vivaldi desenvolvida neste trabalho com os resultados obtidos por [BROWN, 1984] na década de 60 com o RAMP verifica-se que há uma diferença muito significativa tanto na distância quanto na potência recuperada pela rectenna. Enquanto o sistema rectenna do RAMP recuperou 25% da energia da fonte a uma distância aproximada de 6,096 metros, a rectenna Vivaldi desenvolvida neste trabalho recuperou aproximadamente 0,22 % da energia da fonte a uma distância de 90 cm. Assim, é mister afirmar que considerando a maior dimensão da antena Vivaldi, V3, de 0,2 m e o comprimento de onda, $\lambda = 0{,}122$ m, a distância mínima entre a antena e a rectenna testada considerada campo distante é 0,66 m. Portanto, para fins de avaliação dos objetivos propostos e validação da rectenna foram considerados os pontos de medição a partir de 90 cm de distância entre a transmissora e a rectenna em teste.

No entanto, a possibilidade de fazer um arranjo de rectennas Vivaldi com as mesmas quantidades utilizadas por Brown no RAMP tende a superar o percentual de potência recuperada por ele. Vale ressaltar ainda que a rectenna desenvolvida neste trabalho alcançou um desempenho energético compatível com outros resultados disponíveis na literatura recente, e vai além principalmente quando se avalia a melhoria na capacidade de alimentar cargas com impedâncias menores [EGASHIRA; NISHIYAMA; TOYODA, 2021; FAKHARIAN, 2020; ZHANG et al., 2018; SHINOHARA, 2013].

4.2.1.2 Rectenna com antena Yagi-Uda

Durante a investifação foi construída também uma rectenna baseada na amostra Yagi 1 no substrato FR-4 com retificador integrado com estágio *buffer* na sua saída conforme ilustrado na Figura 4.24. Entretanto, essa rectenna apresentou resultados insatisfatórios para alimentação de carga, e a saída da mesma apresentou tensão de saída quase nula para a carga variando entre 50 Ω e 10 kΩ e também em circuito aberto.

Buscando avaliar as causas dos resultados inadequados de tensão na saída da rectenna Yagi, assim como realizado na antena Vivalid 11, foi inserido no seu elemento radiante um conector SMA no mesmo ponto de inserção usado na amostra na antena Yagi 1. Então, mediu-se o S_{11} no ponto de conexão entre a antena receptora e a entrada do retificador. E



(a) (b)

Figura 4.24: Rectena baseada na antena Yagi-Uda plana com retificador com *buffer* integrado no FR-4: (a) Frente e (b) Costas.

conforme resultados exibidos na Figura 4.25 verifica-se que o S_{11} medido apresenta valores muito interessantes na frequência de 2,45 GHz, mas esse é pior que o simulado tanto para a antena Yagi 1 como para o retificador otimizado para a rectenna. No entanto, a observação desses resultados indica uma predominância dos efeitos da antena Yagi 1 no S_{11} da rectenna.

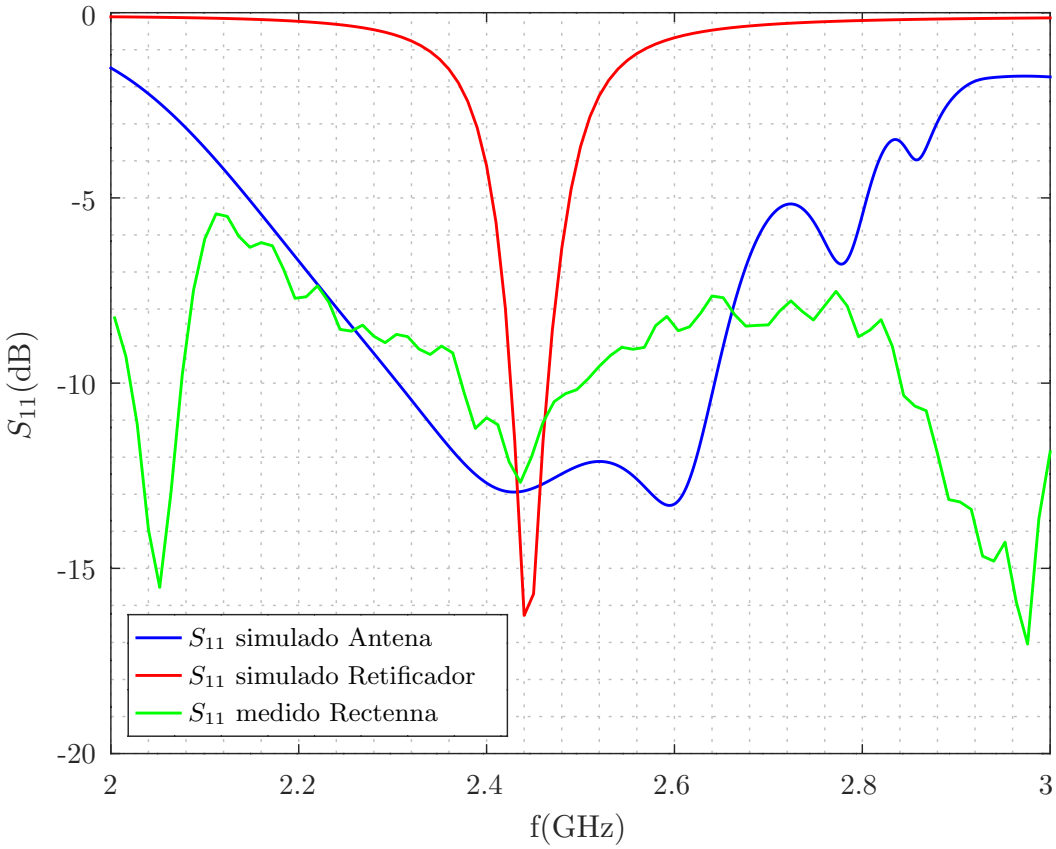


Figura 4.25: S_{11} medido na rectenna e simulado da Yagi 1 e do retificador otimizado para a rectenna.

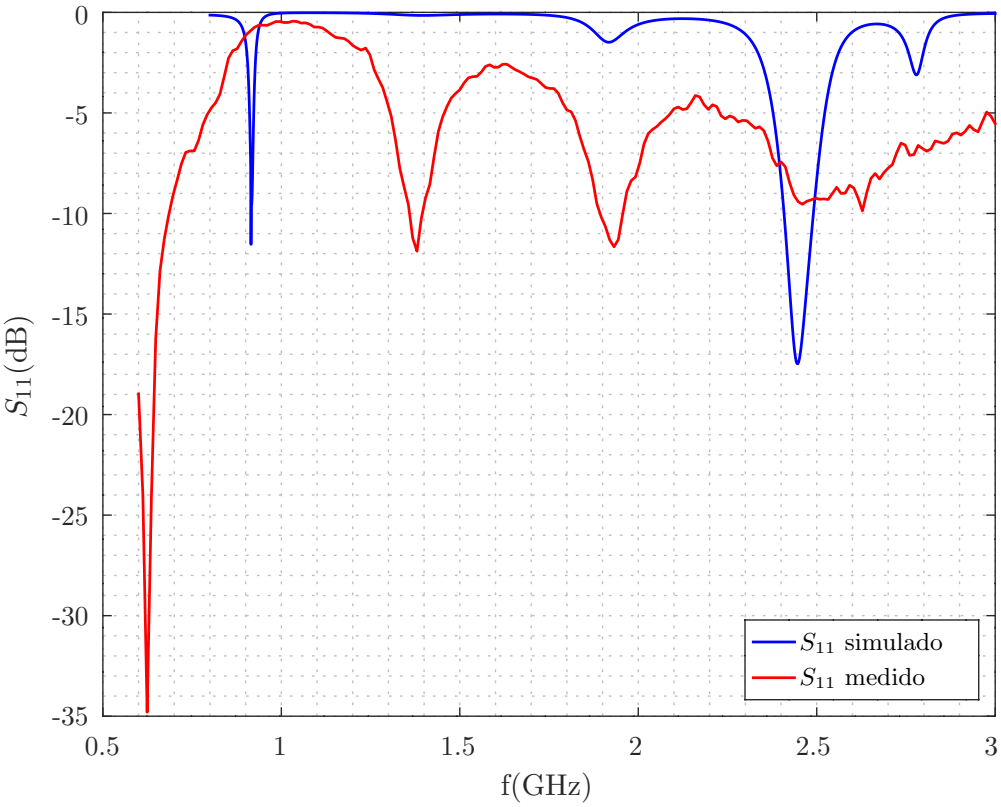
Vale destacar que no caso da antena Yagi-Uda investigada existe um *gap* no seu elemento radiante e o ponto de derivação para o capacitor de 100 μF de entrada do retificador ocupa a região desse *gap*, mas não coincide com o ponto de inserção do conector SMA. Além disso, a simulação do retificador no ADS® tem toda a região do seu circuito com uma camada de cobre no outro lado do substrato. Essas constatações explicam tanto a predominância no S_{11} medido na rectenna das características da antena Yagi 1 quanto o impacto ocorrido no processo de retificação e consequentemente na tensão de saída da rectenna.

O autor investigou retificadores baseados nos diodos Schottky SMS7630 e SMS7631. O primeiro retificador estudado foi o de banda dupla, projetado para operar tanto em 915MHz quanto em 2,45GHz. E a imagem do protótipo desse retificador é exibida na Figura 4.26a, cuja camada de cobre apresentou algumas imperfeições causadas pelo processo de corrosão por percloreto de ferro. Essas falhas na geometria do retificador construído provocaram diferenças significativas nos resultados de medição do parâmetro S_{11} em relação aos valores simulados conforme se observa na Figura 4.26b. Por outro lado, optou-se por não construir outro protótipo daquele retificador de dupla banda devido ao seu tamanho inviabilizar a construção de rectennas compactas. Então, foram simuladas e otimizadas outras geometrias do retificador dobrador de tensão a fim de se obter rectennas compactas.

Alem disso, utilizando processo de fresagem com auxílio de prototipadora, foram construídos 5 retificadores compactos no FR-4 para operação em 2,45GHz, na topologia dobrador de tensão baseados em um mesmo circuito simulado a fim de comparar os resultados e a consequente repetibilidade, conforme amostra exibida na Figura 4.27. Destaca-se que um daqueles protótipos foi desconsiderado em função de seu desempenho insatisfatótio. Assim, o S_{11} simulado e medido das 4 amostras que tiveram melhor resultado são apresentados na Figura 4.28.

Por outro lado, ao comparar o parâmetro S_{11} simulado do retificador projetado com os resultados obtidos na medição das amostras dos retificadores percebe-se diferenças significativas que comprometem a aplicação. Portanto, as limitações do substrato FR-4 utilizado e do circuito projetado, mesmo adotando processo de construção por fresagem com auxílio de prototipadora, levam a perda de repetibilidade das características de S_{11} dos protótipos de retificadores.

(a)



(b)

Figura 4.26: Retificador dual projetado para 915 MHz e 2,45 GHz no FR-4: (a) Imagem e (b) S_{11} medido.

Observa-se que o retificador 3 foi a unica amostra dentre os 5 protótipos construídos, com base no mesmo projeto, que apresentou resultados de medição próximos aos valores simulados. No entanto, os valores medidos desse retificador ainda exibem vales do S_{11} piores que os resultados de simulação e com um leve deslocamento da frequência de interesse de 2,45 GHz.

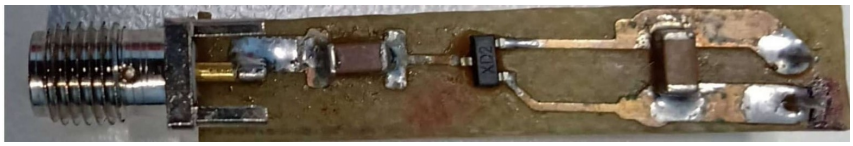
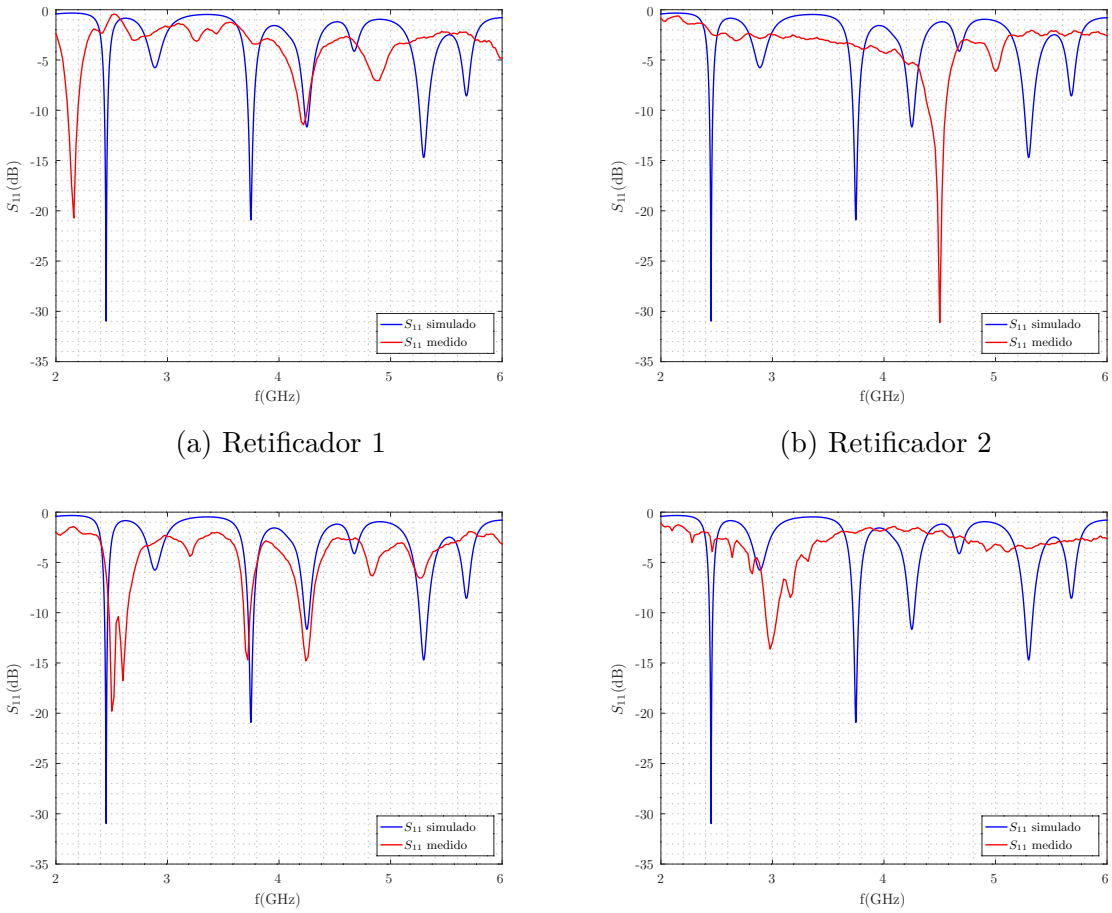


Figura 4.27: Retificador dobrador de tensão com diodo Schottky SMS7630.



(a) Retificador 1

(b) Retificador 2

(c) Retificador 3

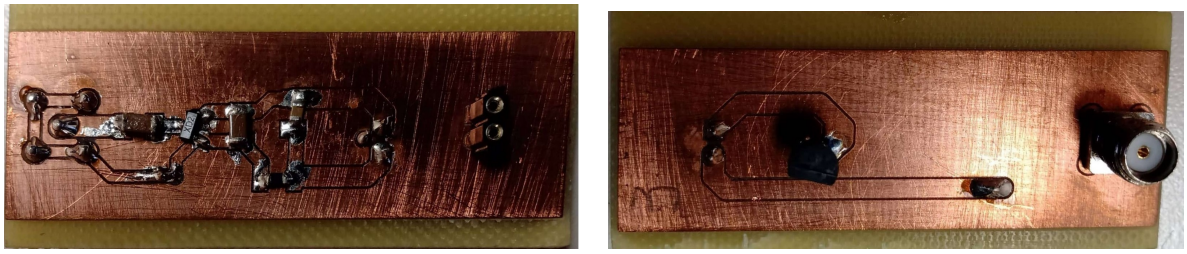
(d) Retificador 5

Figura 4.28: S_{11} simulado e medido de retificadores fabricados no substrato FR-4.

Noutra perspectiva, buscando minimizar as diferenças entre os valores simulados e os medidos durante a alimentação de cargas com impedância inferior a 240 Ω, foi construído um retificador com estágio *buffer*, implementado por um transistor de efeito de campo operando como chave e controlado pelo nível de tensão a montante, na saída com camada de *shield* em ambas as faces do substrato.

A Figura 4.29, por seu turno, apresenta o cirucito daquele retificador construído, por processo de fresagem com auxílio de prototipadora enquanto a Figura 4.30 exibe seu

parâmetro S_{11} medido e simulado, cujo valor medido é muito interessante e ainda apresenta uma faixa mais ampla que a observada na simulação na região entorno de 2,45 GHz. Mas a resposta desse retificador foi insatisfatória nos testes realizados com o mesmo conectado nas antenas Yagi-Uda e Vivaldi para operação do conjunto como rectenna em 2,45 GHz.



(a) Retificador com *buffer* frente (b) Retificador com *buffer* costas

Figura 4.29: Retificador com *buffer* no substrato FR-4.

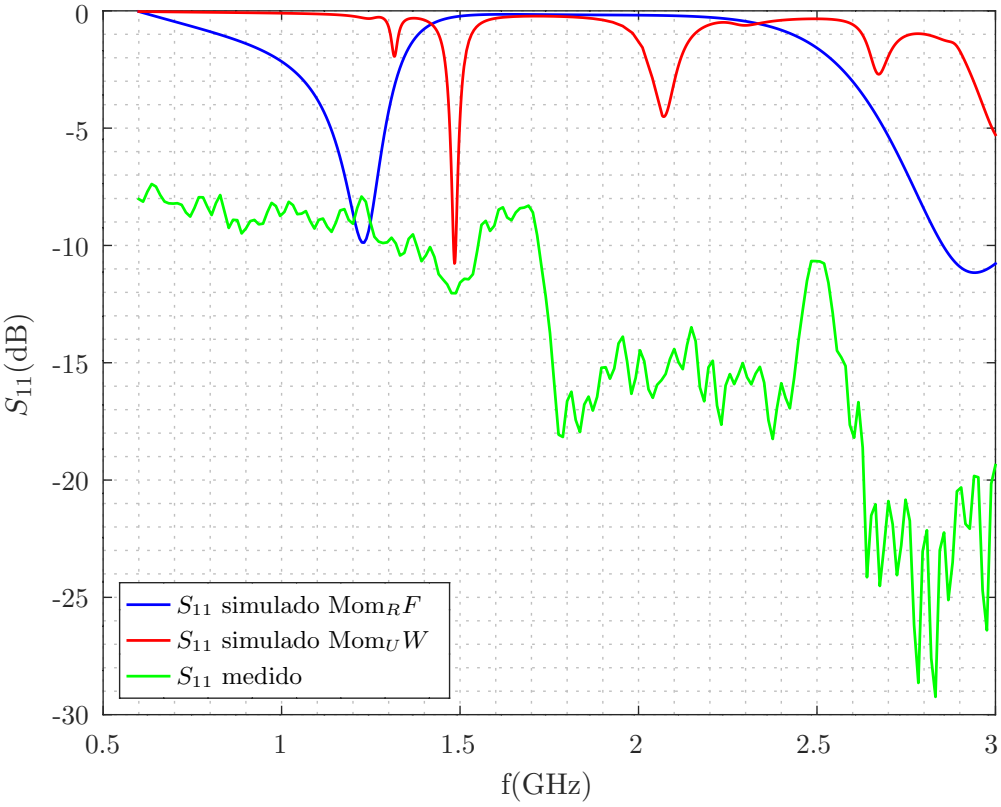


Figura 4.30: Resultados de simulação e medição do S_{11} do retificador com *buffer* e *shield*

Também foram realizados testes com os retificadores com e sem estágio *buffer* construídos alimentando o supercapacitor escolhido para armazenar energia. Nesses experimentos os retificadores foram conectados ao GSA, cuja potência foi ajustada para 8,0 dBm, e mediu-se

a tensão de saída, e foi verificado que o supercapacitor quando alimentado diretamente pelo retificador sem o *buffer* leva a sua saída para níveis de tensão próximo de 5 mV e o mesmo não pode ser carregado nessa condição. Por outro lado, foi observado que mesmo o retificador implementado com o estágio *buffer* na saída, quando utilizado para alimentar o supercapacitor completamente descarregado apresenta uma redução muito significativa da sua tensão de saída.

4.2.2 Conversor *boost*

Foi investigado ainda o uso de um conversor *boost* entre o retificador e a carga para aumentar o nível de tensão entregue à carga pelo sistema. Durante a investigação desse conversor *boost*, para adequação da tensão CC para alimentação do MSSF, foram realizados alguns experimentos usando uma placa construída baseada no modelo disponível no *data sheet* do CI BQ25504. Durante os testes verificou-se mal funcionamento da mesma causado por falhas no processo de soldagem artesanal de componentes SMD (*Superficial Mounting Device*). Vale destacar que algumas trilhas e ilhas necessárias para esses componentes apresentam largura de décimos de mílimetros. E na Figura 4.31 é apresentada esssa placa construída, inclusive com a fixação do supercapacitor.

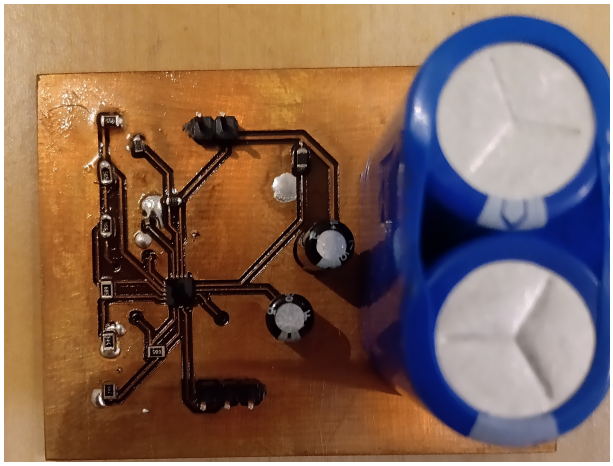
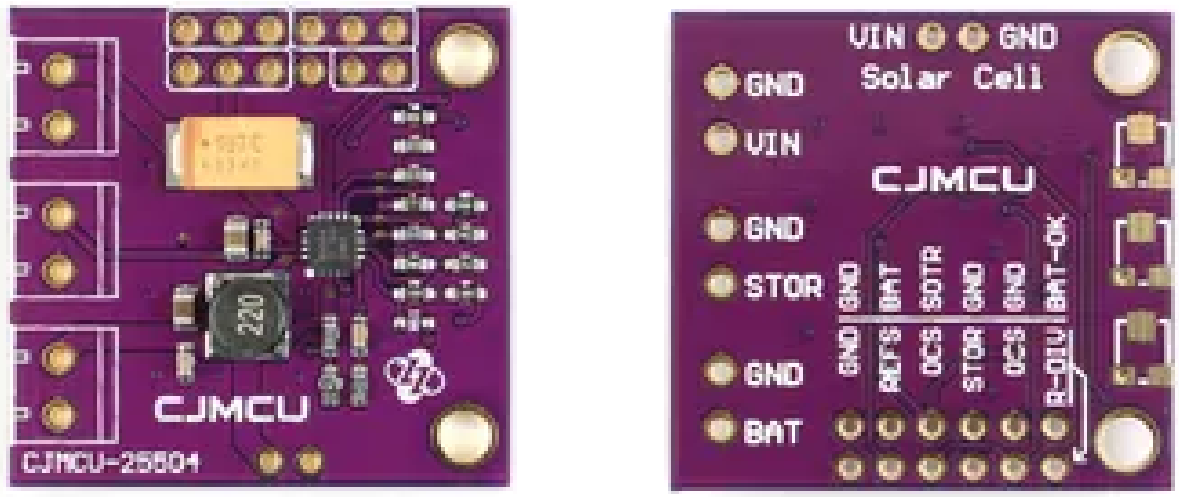


Figura 4.31: Conversor *boost* construído usando o CI BQ25504.

Devido ao mal funcionamento da placa do conversor *boost* optou-se por adquirir a PCI CJMCU baseado no CI BQ25504, exibida na Figura 4.32. Então, foram realizados ensaios desse conversor para avaliar a sua capacidade de alimentar o MSSF e de carregar o supercapacitor.

Durante os ensaios da PCI CJMCU identificou-se que para a tensão de entrada menor



(a) CJMCU frente (b) CJMCU costas

Figura 4.32: CJMCU: Conversor *boost* comercial baseado no CI BQ25504.

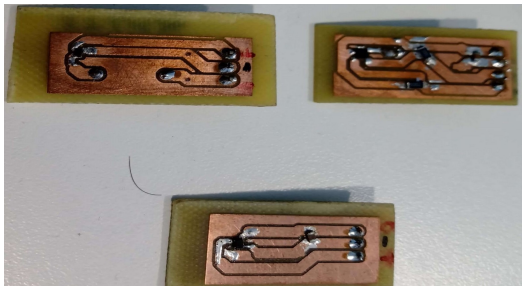
ou igual a 0,4V a tensão aplicada na carga fica em 0,18V e é inadequada para o seu funiconamento. Entretanto, quando a tensão de entrada é superior a 0,4V obtem-se níveis de tensão na carga e no supercapacitor, quando carregado, em torno de 3V. No entanto, se esse está descarregado ocorre uma redução dos níveis de tensão na saída do conversor até que o mesmo seja carregado. Portanto, o funcionamento ininterrupto do MSSF alimentado através do conversor *boost* requer a manutenção da fonte de RF ou ainda seu restabelecimento antes de ocorrer a redução da carga do supercapacitor para níveis inferiores a 2,1V.

4.2.3 PCI de controle

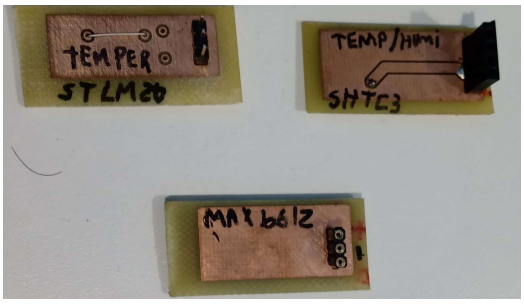
Foi construída uma PCI de controle baseiada no microcontrolador PIC16LF15325, que funciona conforme o programa desenvolvido em linguagem C para fazer a leitura do sinal analógico do sensor, converter o resultado para um valor digital e comunicar-se por SPI com o módulo nRF24L01 para que esse transmita os resultados de medição do sensor. A gravação do programa no microcontrolador, por sua vez, é realizada diretamente na PCI de controle através do PICKIT3, há ainda disponibilidade de outras entradas analógicas e digitais para ampliação futura.

Por outro lado, os protótipos dos sensores STLM20, MAX6612 e SHTC3 (Sensor de temperatura e umidade) investigados para aplicação em conjunto com a PCI de controle são exibidos na Figura 4.33. Assim, realiza-se medições de tensão e corrente utilizando os sensores MAX6612 e STLM20 de forma alternada com transmissão dos dados por RF.

Vale destacar que devido ao PCI16LF15325 ter a porta compartilhada para a comunicação SPI e I2C (*Inter-Integrated Circuit*) não foi possível realizar testes com o sensor SHTC3 na operação completa do MSSF. Além disso, verficou-se que esse sensor apresenta consumo de corrente maior que os outros dois sensores investigados.



(a) Sensores frente



(b) Sensores costas

Figura 4.33: Sensores de baixo e ultra baixo consumo de potência.

A Figura 4.34, por sua vez, exibe a PCI de controle, sensor de temperatura MAX6612 e o transceptor alimentados por uma fonte de computador para medição da corrente consumida durante a sua operação de medição da temperatura ambiente e transmissão dos dados por RF. A Tabela 4.3, por seu lado, exibe a corrente medida nos sensores individuais e também

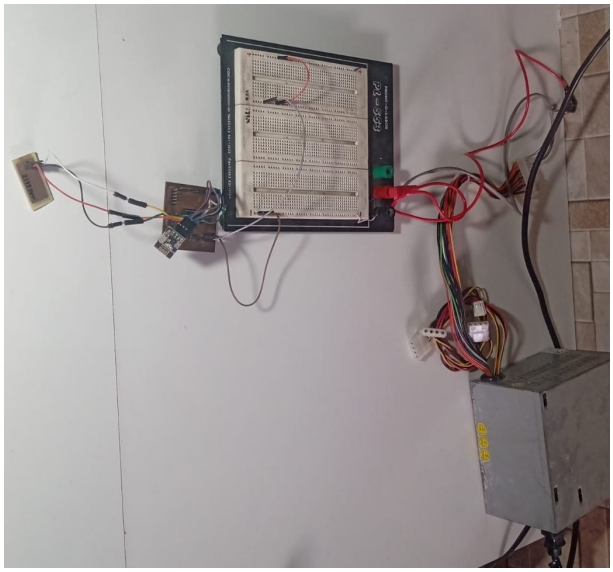


Figura 4.34: Teste da PCI de controle, sensor e transceptor usando uma fonte de alimentação de computador.

no conjunto: PCI de controle, sensor e transceptor. Durante essas medições a tensão de alimentação foi mantida em 3,3V em cada PCI testada. Desses ensaios extrai-se uma potência mínima de 2,135 mW para que o conjunto PCI de controle, sensor e transceptor

possa medir a temperatura e transmitir os resultados. Portanto, torna-se necessário manter o microcontrolador em *sleep*, na maior parte do tempo de funcionamento do MSSF, para reduzir o consumo e também definir a periodicidade de medição e transmissão adequada para garantir que a rectenna consiga carregar o supercapacitor, e que o mesmo consiga manter o sistema em caso de interrupção do sinal RF.

Tabela 4.3: Medição de corrente consumida

PCI testada	I (μA)	**Condição**
STLM20	3,8	sem carga
STLM20	4,1	com carga
MAX6612	18	sem carga
MAX6612	17	com carga
PCI de controle + STLM20 + nRF24l01	648 a 702	medição e transmissão
PCI de controle + MAX6612 + nRF24l01	648 a 701	medição e transmissão

Por outro lado, a expectativa inicial de consumo de corrente do STLM20, 4 μA com carga, foi confirmada, mas a corrente do MAX6612 prevista de 35 μA não se confirmou, e durante as medições verifcou-se que esse sensor utilizando circuito de referência do fabricante para sua aplicação apresentou corrente de apenas 18 μA. Vale ressaltar ainda que nos testes realizados no conjunto PCI de controle, sensor e transceptor, tanto usando o STLM20 quanto substituindo esse pelo MAX6612 apresentaram correntes CC praticamente iguais.

Na sequência foram realizados testes com o conversor *boost* e o supercapacitor para alimentar o MSSF. Durante esse testes mediu-se a corrente consumida pelo conjunto para comparar com o consumo de potência do MSSF sem a utilização do conversor *boost* a fim de verificar a eficiência do mesmo. A Figura 4.35 apresenta o MSSF alimentado através do CJMCU.

E vale ressaltar que quando o conjunto PCI de controle, sensor e transceptor é alimentado pelo CJMCU com o supercapacitor carregado a tensão pode variar entre 2,5V e 3,3V para o seu funcionamento adequado. Na condição de 2,75 V entregue a carga a corrente média consumida pelo conjunto é de 565 μA e observa-se uma ligeira redução na corrente conforme a tensão cai.

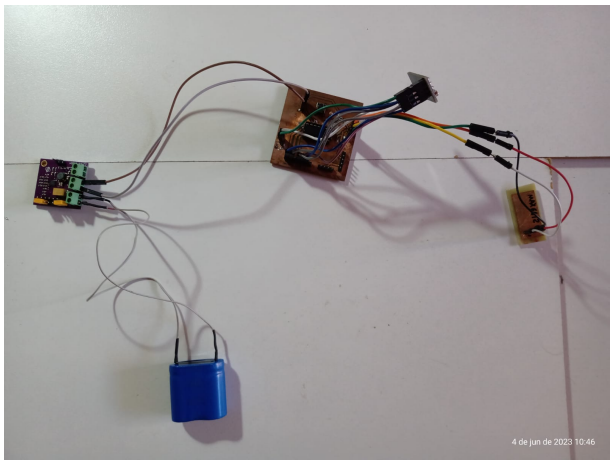


Figura 4.35: Conjunto PCI de controle, sensor e transceptor alimentado pelo conversor *boost* com supercapacitor carregado.

4.3 Sistema Sensor Sem Fio

Foram realizados testes do SSSF com as seguintes fontes de RF: um modem wifi, a combinação de dois módulos nRF24L01 com alcance de 1,1 km, e o GSA do LEA. Entretanto, apenas a última forneceu energia suficiente para gerar uma tensão significativa na saída da rectenna.

O Sensor Sem Fio exibido na Figura 4.36 foi construído com uma rectenna, cujo retificador dobrador de tensão foi implementado com um estágio *buffer*, baseada na antena Vivaldi; um conversor *boost* usando o CJMCU com o supercapacitor de 15F 5,5V; uma PCI de controle; um sensor de temperatura MAX6612 e um transceptor nRF24L01. Esse conjunto foi o melhor protótipo obtido durante a investigação realizada.

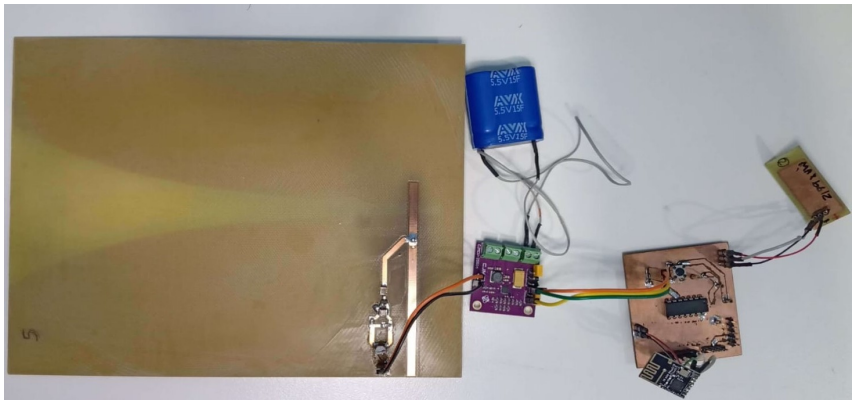


Figura 4.36: MSSF alimentado por rectenna Vivaldi.

Por outro lado, durante a construção das PCIs de controle e dos sensores ocorreu um dano

no GSA do LEA que o levou a não conseguir fornecer a potência necessária para operação do MSSF. Então, foram realizados testes do sistema utilizando outro GSA disponível com capacidade máxima de 8 dBm. Nesses testes verificou-se também que a potência recebida pela rectenna Vivaldi foi insuficiente para alimentar o MSSF. A tensão máxima entregue para o conversor *boost* foi de 0,32 V, com a rectenna a uma distância de 30 cm da antena transmissora, conforme gráfico exibido na Figura 4.37. Além disso, observa-se que a tensão fornecida pela rectenna tende para zero quando a distância entre antena transmissora e a rectenna em teste é maior que 65 cm.

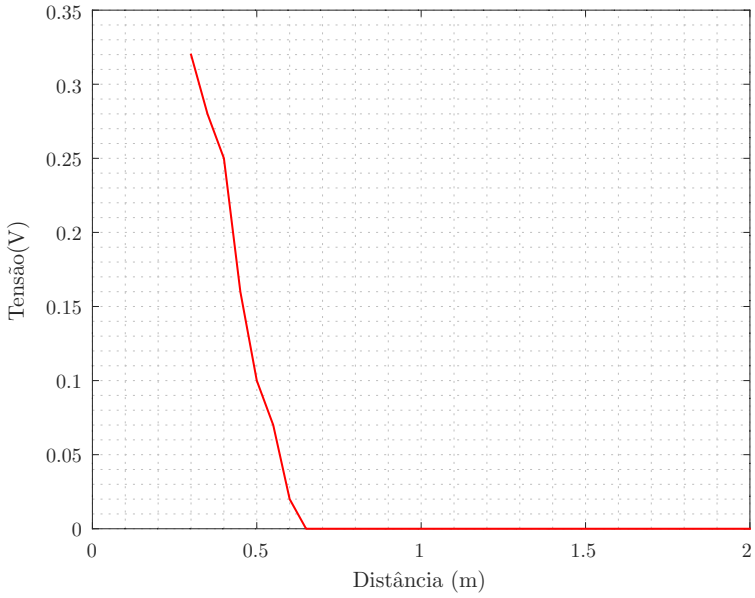


Figura 4.37: Tensão na entrada do conversor *boost* conectado na saída da rectenna Vivaldi 11.

Na sequência, durante os testes de funcionamento do SSSF, o transceptor foi configurado para a potência de -18 dBm durante a operação de transmissão. Então, foi realizado experimento sem a fonte de RF, no qual o PIC16LF15325 foi programado para enviar os dados de medição do sensor de temperatura, a cada 30 segundos, para o ESP8266 *node* MCU *wifi*. Nessa condição foi verificado que o MSSF consome uma corrente de 1780 μA com a tensão de alimentação em 3V, que equivale a uma potência consumida de 5,34 mW. Destaca-se que essa potência é superior a capacidade de fornecimento de energia pela rectenna Vivaldi para o MSSF, caso a fonte de RF seja ajustada para 26 dBm. Então, sem a fonte de RF e com o supercapacitor carregado, a tensão de saída do conversor *boost* se comporta conforme a curva exibida na Figura 4.38 enquanto a corrente consumida

pelo MSSF devido a variação dessa tensão tem comportamento de acordo com a curva mostrada na Figura 4.39.

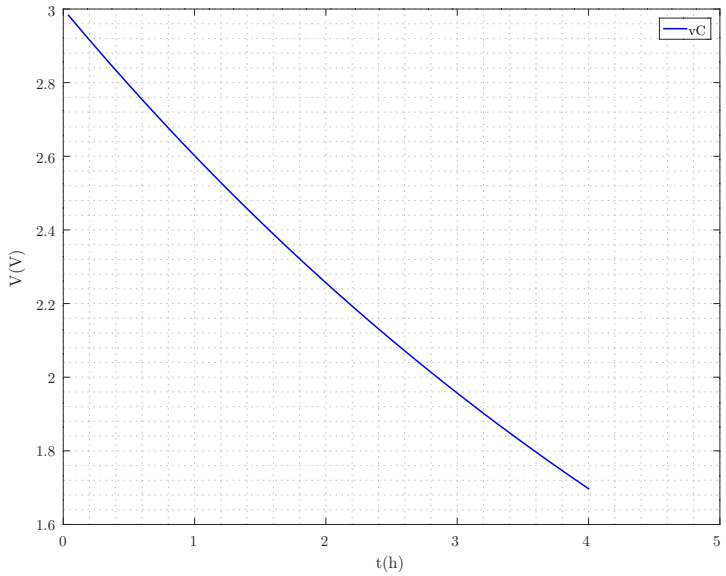


Figura 4.38: Tensão de saída do conversor *boost* alimentando o MSSF conforme descarga do supercapacitor e intervalo de envio de dados de 30 segundos.

Observa-se que o supercapacitor supre a tensão adequada para o funcionamento correto da do MSSF por um período aproximado de 1,5 horas. Após esse período o PIC continua a funcionar, mas os resultados de medição do sensor são impactados pela tensão de alimentação inferior ao mínimo necessário, 2,4V, para manutenção da tensão de referência do CAD (Conversão Analógico-Digital) do PIC, ajustada no programa para 2,048 V.

Por outro lado, mantendo a potência de transmissão do transceptor em -18 dBm e ao progamar o PIC com a função *sleep* e aumentar o intervalo de envio de dados do sensor para 60 segundos verifcou-se que o MSSF consome uma corrente de 702 μA em 3V, que resulta em uma potência consumida de 2,106 mW. Vale ressaltar que essa potência ainda é superior a capacidade de fornecimento de energia pela rectenna Vivaldi para o MSSF, com a fonte de RF ajustada para 26 dBm. Então, com o supercapacitor carregado e a fonte de RF desligada novamente traça-se a curva da tensão de saída do conversor *boost*, ilustrada na Figura 4.40, fornecida para o MSSF. Por sua vez, a Figura 4.41 exibe o comportamento da corrente consumida pelo MSSF à medida que o supercapacitor se descarrega.

Foi observado que a utilização da função *sleep* no PIC combinada com um intervalo de envio

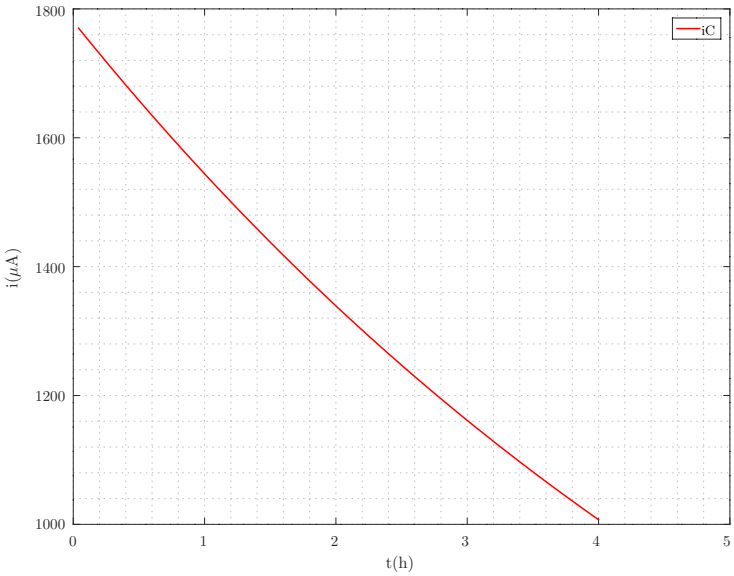


Figura 4.39: Corrente consumida pelo MSSF com fonte de RF desligada e intervalo de envio de dados de 30 segundos.

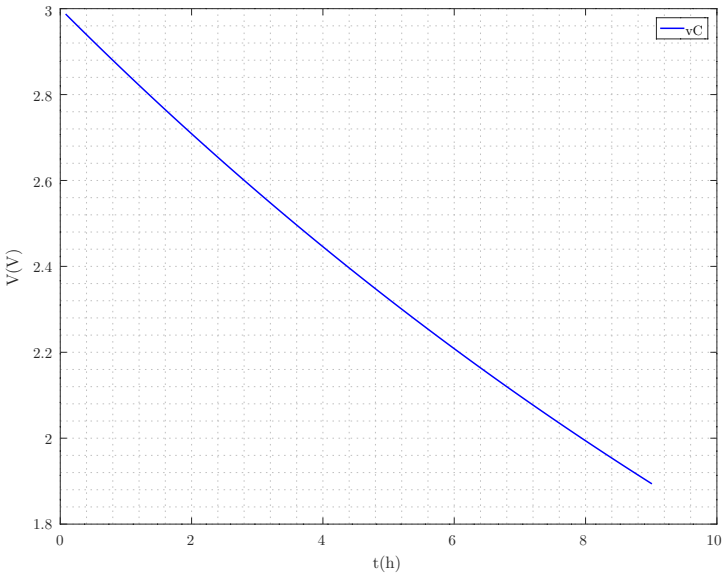


Figura 4.40: Tensão de alimentação do MSSF com a fonte de RF desligada e intervalo de envio de dados de 60 segundos, com função *sleep* no PIC.

de dados de 60 segundos amplia o tempo de funcionamento adequado do MSSF, alimentado pelo conversor *boost* com o supercapacitor carregado e sem fonte de RF para a rectenna, para aproximadamente 4,4 horas. Após esse período o PIC permanece funcionando, mas os resultados de medição do sensor se tornam não confiáveis devido a tensão de alimentação do MSSF ficar abaixo de 2,4V. Portanto, para o funcionamento adequado do SSSF há

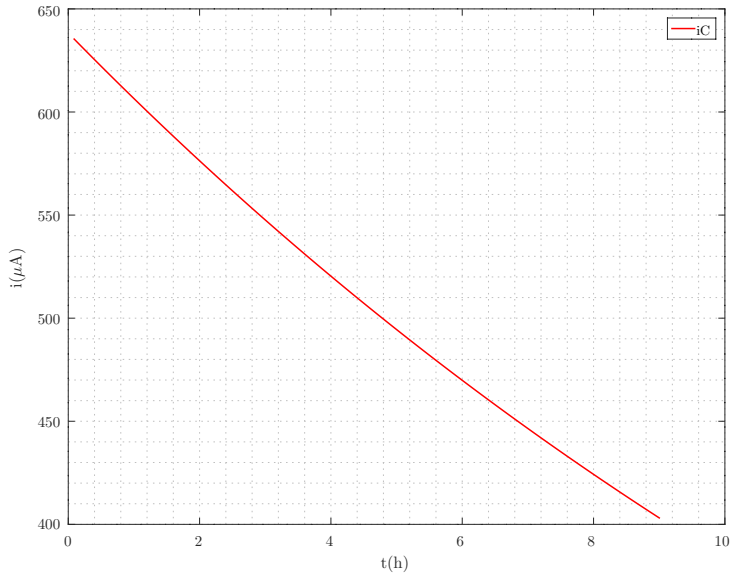


Figura 4.41: Corrente consumida pelo MSSF com fonte de RF desligada e intervalo de envio de dados de 60 segundos, com função *sleep* no PIC.

necessidade de aumentar a potência da fonte de RF para pelo menos 30 dBm e também aumentar o intervalo de envio dos dados de medição para o ESP8266 *node* MCU *wifi*.

Finalmente, foram realizados experimentos enviando os dados do sensor sem fio recebidos pelo ESP8266 *node* MCU *wifi* para o *site www.thingspeak.com* para simular um cenário de IOT. Destaca-se que cada módulo nRF24L01 permite a comunicação com até 6 "NÓS"sensores, mas neste trabalho foram realizados testes apenas com dois sensores simultâneos, um com o STLM20 e outro com o MAX6612. Então, a Figura 4.42 exibe os gráficos dos sensores STLM20 e MAX6612 com 40 amostras de medição cada um. Enquanto a Figura 4.43 apresenta 600 amostras de medição desses sensores.

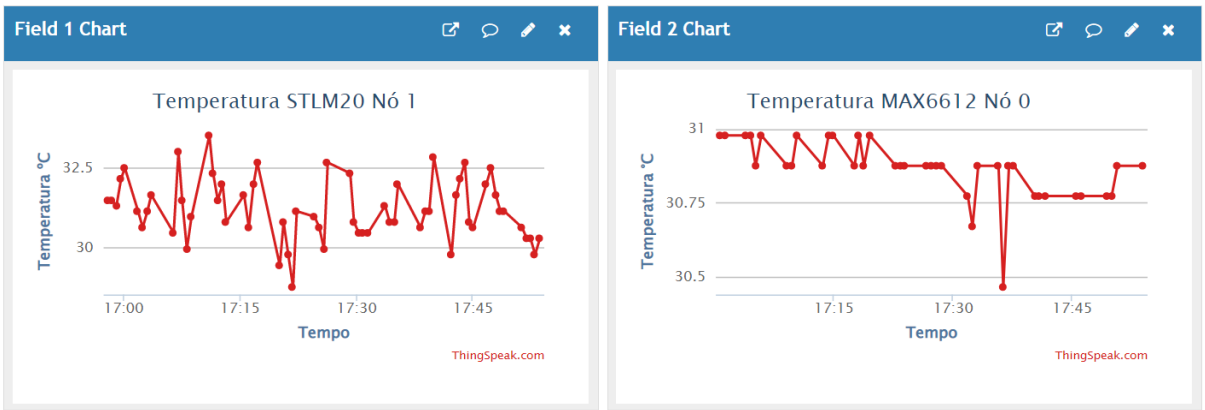


Figura 4.42: Tela do *Thingspeak* com 40 amostras dos dados de temperatura de sensores STLM20 e MAX6612.

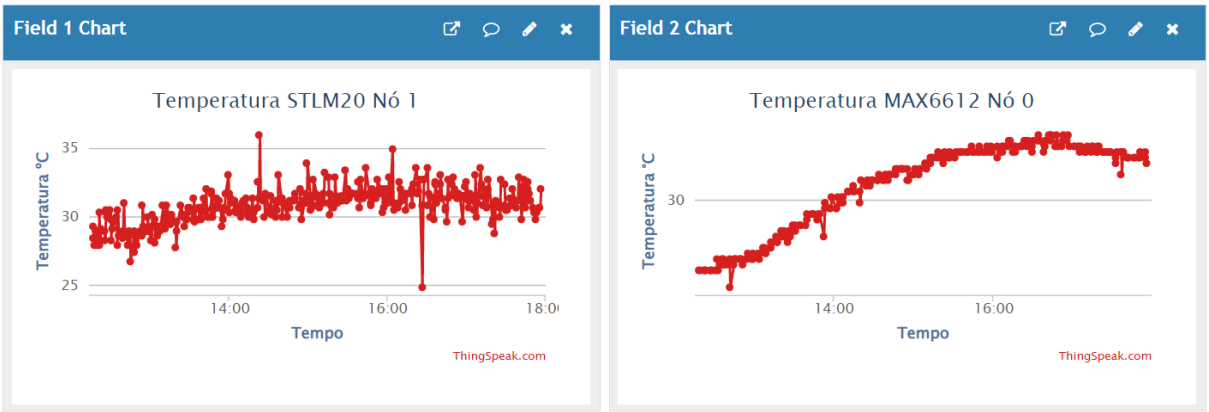


Figura 4.43: Tela do *Thingspeak* com 600 amostras dos dados de temperatura de sensores STLM20 e MAX6612.

Vale ressaltar que o referido *site* na versão gratuita permite envio de dados para o mesmo com intervalo mínimo de 15 segundos. Ao observar esses gráficos percebe-se uma maior estabilidade na resposta do sensor MAX6612 em comparação com a do STLM20. Por outro lado, numa perspectiva qualitativa da resposta de medição desses sensores observa-se que os valores medidos de temperatura por ambos ficam muito próximos entre si.

4.4 Considerações finais

Neste capítulo são apresentados os procedimentos adotados para realizar as medições dos protótipos realizados para desenvolver o SSSF, e ainda são detalhadas as medições e as características mais relevantes dos protótipos construídos. As antenas prototipadas foram aquelas que apresentaram os melhores resultados de simulação. A amostra Dipolo R2, por sua vez, foi considerada apenas para avaliação de seu comportamento como transmissora, mas foi desconsiderada para uso como recptora na rectenna tendo em vista seu desempenho inferior aos observados nas antenas Vivaldi e Yagi-Uda investigadas neste trabalho.

São apresentados também os testes realizados nos protótipos das rectennas com antenas Vivaldi e Yagi-Uda. Essas foram escolhidas devido aos melhores resultados nas simulações realizadas, mas verificou-se que a rectenna com antena Yagi-Uda não gerou os resultados desejados. Isso pode ser explicado pelos efeitos de construção do seu retificador, cuja simulação contou com uma camada de cobre no lado oposto do substrato. Entretanto, não foi possível reproduzir essa condição na rectenna com a Yagi-Uda. Assim, percebe-se que há necessidade de utilizar outras geometrias da antena Yagi-Uda para construção da rectena de forma que o retificador possa ficar em uma região cuja face oposta do substrato

seja completamente preenchida pela camada de cobre conforme verificado na rectenna com antena Vivaldi.

Apresenta-se ainda a versão final do SSSF utilizando as amostras de cada estágio com melhor desempenho energético. De modo geral os resultados de medição das antenas construídas neste trabalho revelam algumas variações em relação aos valores obtidos nas simulações realizadas. Entretanto, considerando os processos empregados para a construção dos protótipos, essas diferenças são pouco significativas nos melhores protótipos, mas percebe-se que há casos pontuais em que o funcionamento para a TESF se torna inviável.

5 Conclusões

Neste trabalho foi desenvolvido um SSSF composto de um sistema rectenna alimentando um MSSF. Por sua vez, este baseia-se no PIC16LF15325 e é constituído de sensor de temperatura e transceptor para transmissão dos dados de medição por RF. Para esse desenvolvimento realizou-se a avaliação teórica e experimental de modelos de antenas impressas do tipo dipolo de meia onda, *patch* retangular, Vivaldi e Yagi-Uda. Foi realizada a otimização dessas antenas usando ferramentas numéricas, tais como o PSO e CMA−ES disponiveis no *software* CST® para melhorar o ganho realizado, a eficiência de radiação e a eficiência total.

Verifica-se que as antenas investigadas apresentam boas características de ganho e radiação, mas os protótipos construídos apresentam pequenas variações em relação aos resultados de simulação obtidos para o parâmetro S_{11}. Por outro lado, os resultados de medição do ganho realizado foram satisfatórios apenas nas amostras Vivaldi, confeccionadas com auxílio da prototipadora, e nos demais protótipos de antenas os resultados de medição de ganho apresentaram discrepâncias em relação aos valores simulados. O que pode ser justificado pelas pelas imperfeições nas camadas de cobre da amostras fabricadas artesanalmente, e também pelo descasamento de impedância da antena, testada como transmissora, com a saída de 50 Ω do GSA. Vale ressaltar que as antenas do tipo Yagi-Uda simuladas e fabricadas com auxílio da prototipadora apresentaram impedâncias em torno de 60 Ω, e consequentemente seus valores medidos de ganho foram insatisfatórios. Além disso, foi verificado que ao otimizar antenas para operação em frequências abaixo de 1 GHz perde-se a compacidade devido ao aumento das dimensões da antenas a fim de se obter o melhor desempenho possível da mesma. E analisando os resultados de simulação de medição das antenas conclui-se que o parâmetro S_{11} isoladamente é insuficiente para se alcançar os resultados desejados, sendo necessário construir antenas com alto ganho realizado e boa eficiência total para aplicação satisfatória em sistemas de transmissão de energia sem fio.

Após a análise de desempenho dos substratos FR-4 e RT/duroid 5880 utilizados na simulação e construção das antenas investigadas, verifica-se que o segundo é muito superior ao primeiro nas antenas cuja onda eletromagnética se propaga em direção perpendicular ao plano do substrato, como é o caso das antenas *Patch*. Por outro lado, os resultados de simulação e medição das antenas do tipo Vivaldi e Yagi-Uda, cuja direção de propagação é longitudinal ao plano do substrato indicaram bom desempenho tanto no FR-4 quanto no RT/duroid 5880. Isso pode ser explicado pelo fato da onda propagada na direção longitudinal ter contato apenas superficial com o substrato, ou seja, tem menor impacto de seus parâmetros. No entanto, o FR-4 não tem informação nem garantia de seus parâmetros pelos fabricantes para aplicação em frequências elevadas, e isso compromente a repetibilidade no caso de construção de várias amostras de uma única antena projetada.

Noutra perspectiva, os retificadores investigados neste trabalho, para desenvolvimento das rectenas, são baseados nos diodos *Schottky* devido a suas características de resposta rápida e baixos níveis de tensão de barreira. Ressalta-se ainda que as topologias de retificadores investigadas, mais comuns para aplicação em rectennas, apresentam em sua maioria níveis muito baixo de tensão na saída CC. No entanto, entre essas topologias, o dobrador de tensão apresenta níveis um pouco maiores de tensão CC na sua saída, mas possui baixa capacidade de fornecimento de corrente para a carga devido a sua eficiência baixa quando comparada à topologia série por exemplo.

Observa-se ainda que a simulação de retificadores no programa ADS® apresenta alguns desafios, pois os resultados obtidos no ambiente do diagrama esquemático pode variar de forma significativa em relação aos resultados obtidos no ambiente de *layout* e consequentemente na medição dos protótipos fabricados. A aplicação da tensão de saída desses retificadores em cargas reais requer ainda um condicionamento e armazenamento para garantir o funcionamento ininterrupto da carga.

Entretanto, a modelagem do comportamento do retificador inserindo as influências da carga prática é um processo complexo e oneroso, pois essa carga real investigada possui impedância variável em função do regime de operação do módulo sensor sem fio, inclusive devido ao impacto da transmissão dos dados de medição por RF que altera fortemente aquela impedância, ainda que por um período de tempo reduzido. Os sensores sem fio de ultra baixo consumo existentes no mercado consomem correntes da ordem de algumas

dezenas de μA até alguns mA, que representa uma potência muito significativa para a capacidade das rectennas desenvolvidas até o presente momento. Isso leva a necessidade de se utilizar dispositivos armazenadores de energia para aplicação de rectennas para alimentar sensores sem fio.

Então, buscando uma solução para armazenar energia e suprir a carga no caso de falta ou limitação da fonte de energia RF foi investigado o uso de um supercapacitor devido ao seu elevado ciclo de vida, compacidade e baixa resistência interna. O modelo de supercapacitor eletroquímico de dupla camada de 15F, 5,5V, escolhido é muito interessante para a carga a alimentar, mas há desafios para sua aplicação em rectennas devido ao impacto de sua baixa resistência equivalente na transferência de potência do retificador para o mesmo. Assim, foi necessário implementar um estágio *buffer* na saída do retificador e adotar também um conversor *boost* para adequação da tensão entregue para a carga. Portanto, a escolha da carga que norteia o desenvolvimento deste trabalho é extremamente relevante, pois a impedância vista pela saída do retificador afeta de modo significativo a sua eficiência.

Desse modo, neste trabalho opta-se pela aplicação de conversores CC-CC tipo *boost* na saída do retificador, o que insere novos desafios no processo devido a baixa impedância de entrada do conversor *boost*. Alguns desses conversores baseados em CI possuem impedâncias entre 3 Ω e 10 Ω enquanto outros fabricantes conseguem fornecer modelos específicos para colheita de energia com impedância de entrada de até 50 Ω.

É notório que a operação da rectenna para alimentar a carga é muito sensível a potência do sinal de RF transmitido tendo vista uma atenuação proporcional ao inverso do quadrado da distância entre a rectenna e a antena transmissora. Nesse contexto, verifica-se que a tecnologia rectenna para alimentação de uma carga real, como o MSSF desenvolvido, apresenta limitações de distância muito consideráveis em função do desempenho das antenas transmissora e receptora, e do retificador, bem como dos limites seguros de exposição humana a campos eletromagnéticos. Observa-se ainda que a tensão de saída das rectennas atuais requer um condicionamento para alimentação adequada ao funcionamento de cargas reais.

5.1 Trabalhos futuros

Após o desenvolvimento deste trabalho verifica-se a necessidade de avançar em alguns pontos. Assim, sugere-se que seja projetado um circuito integrado que realize as funções do retificador com estágio *buffer* e conversor CC-CC do tipo *boost* de forma a reduzir pontos de falhas e melhorar a eficiência de retificação. É necessário ainda simular e otimizar outras geometrias para aumentar a diretividade e o ganho realizado da antena, e também testar outras topologias para o circuito retificador a fim de alcançar maior eficiência da rectenna.

É relevante ainda associar rectennas sem perder a compacidade do conjunto a fim de recuperar níveis maiores de potência. Além disso, é necessário desenvolver antenas utilizando substratos com bom desempenho em altas frequências e maior permissividade elétrica, como é o caso do RT/Duroid 6010 que tem um ε_r de 10,2 garantido pelo fabricante, a fim de melhorar o desempenho das mesmas. Por outro lado, após o desenvolvimento do sistema rectenna, descrito neste trabalho, foi identificada a necessidade de um avanço nas investigações para superar os principais desafios encontrados, listados a seguir.

- Ampliação da potência manipulada e da eficiência do sistema rectenna, que permita o aumento da distância entre a antena transmissora e a rectenna sem perder a capacidade de suprir a energia demandada pela carga, e/ou o desenvolvimento de dispositivos para aplicação em IOT com menor consumo;
- Aplicação do sistema rectenna na alimentação de diferentes cargas, tais como o sensor de humidade e temperatura SHTC3 da Sensirion, que utiliza comunicação I2C;
- Melhorar a capacidade do estágio *buffer* na saída do retificador para suprir cargas com impedância menor que 10 Ω;
- Melhorar os processos de fabricação dos protótipos impressos de antenas e rectennas para aproximar os resultados de medição dos simulados, e melhorar a repetibilidade nos resultados de medição dos protótipos, cuja construção baseia-se no mesmo projeto;
- Desenvolvimento de uma fonte de RF de baixo custo com potência maior ou igual a 30 dBm.

Referências Bibliográficas

ABDULHASAN, Raed Abdulkareem et al. Antenna performance improvement techniques for energy harvesting: A review study. *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, The Science and Information Organization, v. 8, n. 1, 2017. Disponível em: http://dx.doi.org/10.14569/IJACSA.2017.080114.

ABOUALALAA, Mohamed et al. Dual-band rectenna using voltage doubler rectifier and four-section matching network. In: *2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4.

ALTERA. *Using Pre-Emphasis and Equalization with Stratix GX*. 2003. Disponível em: https://www.datasheetarchive.com/pdf/download.php?id=2ffde41c1ce6b936afce19ef40590fa16878c5&type=P&term=loss%2520tangent%2520of%2520FR4.

BALANIS, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. Fourth. New Jersey: John Wiley & Sons, 2016. ISBN 97811186420601.

BROWN, William C. The history of power transmission by radio waves. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 32, n. 9, p. 1230–1242, Sep. 1984. ISSN 1557-9670.

CHRYSSOMALLIS, M. Smart antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 42, n. 3, p. 129–136, 2000.

EGASHIRA, Shota et al. Experimental study on 2-element rectenna array using yagi-uda antenna. In: *2020 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 521–522.

FAKHARIAN, Mohammad M. A wideband rectenna using high gain fractal planar monopole antenna array for rf energy scavenging. *International Journal of Antennas and Propagation*, Hindawi, v. 2020, n. 3489323, p. 1–10, 2020. Disponível em: https://doi.org/10.1155/2020/3489323.

FERREIRA, André A. et al. Estado da Arte sobre a Aplicação de Supercapacitores em Eletrônica de Potência. *Revista da Sociedade Brasileira de Eletrônica dE Potência*, SOBRAEP, v. 10, p. 25 – 32, 11 2005. ISSN 1414-8862. Disponível em: https://sobraep.org.br/site/uploads/2018/06/rvol10no2p4.pdf.

FRANCISCATTO, Bruno R. et al. High-efficiency rectifier circuit at 2.45 ghz for low-input-power rf energy harvesting. In: *2013 European Microwave Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 507–510.

GIBSON, P.J. The vivaldi aerial. In: *1979 9th European Microwave Conference*. [S.l.: s.n.], 1979. p. 101–105.

GOUBAU, G. et al. On the guided propagation of electromagnetic wave beams. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 9, n. 3, p. 248–256, 1961.

GUO, Xiaosheng et al. Design of high efficiency rectifier operating at 2.4 ghz. In: *2017 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 164–165.

GUPTA, Aggraj et al. High efficiency low power series diode rectifier design. In: *2018 3rd International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–2.

HATANO, Ken et al. Development of improved 24ghz-band class-f load rectennas. In: *2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 163–166.

HOANG, Thi Quynh Van et al. 3d voltage pattern measurement of a 2.45 ghz rectenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 61, n. 6, p. 3354–3356, 2013.

JA'FFAR, Hanis Amirah et al. Frequency reconfigurable shorting-pin loaded rectenna for smart living. In: *2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1452–1454.

KAPILEVICH, Boris et al. W-band rectenna coupled with low-barrier mott diode. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 26, n. 8, p. 637–639, 2016.

KHARRAT, I. et al. Low-loss paper substrate for printed high efficiency antennas at 2.45 ghz. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 14, p. 1400–1403, 2015.

LIN, Wei et al. Electrically small, highly efficient, huygens circularly polarized rectenna for wireless power transfer applications. In: *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–3.

LIN, Wei et al. Wirelessly powered iot sensor facilitated by a planar electrically small huygens rectenna. In: *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 17–18.

MABROUKI, Aya et al. High efficiency low power rectifier design using zero bias schottky diodes. In: *2014 IEEE Faible Tension Faible Consommation*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–4.

MABROUKI, Aya et al. Design and experiment of rf rectifiers for wireless power transmission. In: *2013 13th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–4.

MARIAN, Vlad et al. Potentials of an adaptive rectenna circuit. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 10, p. 1393–1396, 2011.

MATSUI, Kosumo et al. Development of 94ghz microstrip line rectenna. In: *2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4.

MICROPRESS - CIRCUITOS IMPRESSOS. *Tabela Comparativa de Laminados para Circuito Impresso*. 2022. Disponível em: https://www.micropress.com.br/comparacao-de-laminados/.

NIOTAKI, Kyriaki et al. A compact dual-band rectenna using slot-loaded dual band folded dipole antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 12, p. 1634–1637, 2013.

PIñUELA, Manuel et al. Ambient rf energy harvesting in urban and semi-urban environments. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 61, n. 7, p. 2715–2726, 2013.

POZAR, D.M. *Microwave Engineering, 4th Edition*. Wiley, 2011. ISBN 9781118213636. Disponível em: https://books.google.com.br/books?id=JegbAAAAQBAJ.

ROGERS-CORPORATION. *RO4000 Series*. 2021. Disponível em: https://rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates.

ROGERS-CORPORATION. *RT/duroid® Laminates*. 2021. Disponível em: https://rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/rt-duroid-laminates.

SHANGHAI GREEN TECH CO., LTD. *GTCAP® Supercapacitores*. 2021. Disponível em: https://xiedenglang.en.made-in-china.com/product/EBFJlXRbZDUN/China-GTCAP-2-7V-12000F-Prismatic-Supercapacitor-with-Big-Energy-Density.html.

SHINOHARA, Naoki. Rectennas for microwave power transmission. *IEICE Electronics Express*, v. 10, n. 21, p. 1–13, Nov. 2013.

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

SONG, Chaoyun et al. Improved ultra-wideband rectennas using hybrid resistance compression technique. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, PP, p. 1–5, 04 2017.

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

TAKACS, A. et al. Compact planar integrated rectenna for batteryless iot applications. In: *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 777–780.

TAKAHASHI, Jun et al. Experimental study on load resistance design of a differential rectenna. In: *2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–3.

TAKHEDMIT, H. et al. Transparent rectenna and rectenna array for rf energy harvesting at 2.45 ghz. In: *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 2970–2972.

TAKHEDMIT, H. et al. A 2.45-ghz low cost and efficient rectenna. In: *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5.

TRIGUEIRO, João Paulo Campos. *Desenvolvimento de supercapacitores de alto desempenho baseados em eletrodos nanoestruturados e eletrólitos líquidos iônicos*. Tese, 2014.

WAGIH, Mahmoud. *Optimal rectenna design for textile, flexible, and printed radio frequency energy harvesting*. Tese (Doutorado), April 2021. Disponível em: https://eprints.soton.ac.uk/450186/.

WAN, Shaopeng et al. Methods for improving the transmission-conversion efficiency from transmitting antenna to rectenna array in microwave power transmission. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 17, n. 4, p. 538–542, 2018.

XIE, Jiale et al. Puzzles and confusions in supercapacitor and battery: Theory and solutions. *Journal of Power Sources*, v. 401, p. 213–223, 2018. ISSN 0378-7753. Disponível em: https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775318309558.

YAO, Lichen et al. On the analytical optimal load resistance of rf energy rectifier. In: *2021 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–4. ISSN 2573-7651.

ZHAI, Mingyue. Smart antenna technology in mobile communication and its research progress. In: *2017 International Conference on Computer Technology, Electronics and Communication (ICCTEC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1425–1428.

ZHANG, Yuwei et al. Design and analysis of optically controlled pattern reconfigurable planar yagi–uda antenna. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, v. 12, n. 13, p. 2053–2059, 2018. Disponível em: https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-map.2018.5204.

Apêndice A
Antena Yagi-Uda

Existem várias maneiras empíricas de projetar uma antena do tipo Yagi-Uda filamentar. A seguir apresenta-se o cálculo da antena Yagi-Uda de 3 elementos:

c: Velocidade da Luz = $299.792.458 m/s$

f: Frequência de trabalho = $915 MHz$

λ: Comprimento de onda (m)

$$\lambda = \frac{c}{f} = 0{,}3276m \tag{A.1}$$

Cálculo do comprimento do elemento radiante (Dipolo) L_{dp}:

$$\begin{aligned} L_{dp} &= \phi * \frac{\lambda}{2} \\ L_{dp} &= 0{,}94 * (\frac{0{,}3276}{2}) \end{aligned} \tag{A.2}$$

Onde ϕ é o fator de perda no cobre, considerado 6%.

$L_{dp} = 0{,}1540m$

Cálculo do comprimento do Refletor L_R:

$$L_R = 0{,}484x\lambda$$
$$L_R = 0{,}484x0{,}3276 \tag{A.3}$$

$L_R = 0{,}1586m$

Cálculo do comprimento do Diretor L_D

$$L_D = 0{,}437x\lambda$$
$$L_D = 0{,}437x0{,}3276 \tag{A.4}$$

$L_D = 0{,}1432m$

A distância entre o dipolo e o refletor (Drf) é de $Drf = 0{,}23\lambda = 49{,}18mm$ e entre o dipolo e diretor (Drf) é de $Drf = 0{,}15\lambda = 39{,}34mm$.

Apêndice B
Potência recebida pela equação de Friis

A potência RF recebida de um transmissor pela antena receptora de acordo com o modelo de solo de dois raios é dado por:

$$P_R = P_T \frac{G_T G_R h_t^2 h_r^2}{d^4 L} \tag{B.1}$$

Onde:

- P_T: potência transmitida
- P_R: potência recebida
- G_T: ganho da antena transmissora
- G_R: ganho da antena receptora
- h_t: altura da antena transmissora
- h_r: altura da antena receptora
- r: Distância entre antena transmissora e antena receptora

A potência RF recebida de um transmissor de acordo a equação de Friis:

$$P_R = P_T \frac{(G_T G_R)^2}{(4\pi r)^2} \tag{B.2}$$

Onde:

- P_T: potência transmitida

- P_R: potência recebida
- G_T: ganho da antena transmissora
- G_R: ganho da antena receptora
- r: Distância entre antena transmissora e antena receptora

Apêndice C
PCI de controle, sensores e transceptor

Neste apêndice foram adicionados dados compilados a partir de especificações dos fabricantes dos componentes utilizados na construção da PCI de Controle, dos sensores estudados, e do transceptor adotado para realização da tranmissão dos dados de medição por RF. A Tabela C.1 apresenta a previsão de consumo, obtido nas folhas de dados dos fabricantes, do sensor STLM20, do transceptor nRF24L01 na operação de transmissão (Tx) com potência de 0 dBm, e em *Power Down*, do PIC16LF15325, e também o total do conjunto PCI de controle com o STLM20 e nRF24L01.

Tabela C.1: Previsão de consumo da PCI de controle, sensor STLM20 e transceptor

Dispositivo	Corrente (A)	Tensão (Vcc)	Potência (W)	Impedância equivalente (Ω)
STLM20	4,00E-06	3,3	1,32E-05	8,25E+05
PIC16LF15325	2,56E-04	3,3	8,45E-04	1,29E+04
nRF24L01 (TX @0dBm)	1,13E-02	3,3	3,73E-02	2,92E+02
nRF24L01 (*Power Down*)	9,00E-07	3,3	2,97E-06	3,67E+06
TOTAL (modo TX)	**1,16E-02**	**3,3**	**3,81E-02**	**2,85E+02**
TOTAL (*Power Down*)	**2,61E-04**	**3,3**	**8,61E-04**	**1,26E+04**

Enquanto a Tabela C.2 apresenta a previsão de consumo, obtido nas folhas de dados dos fabricantes, do sensor MAX6612, do transceptor nRF24L01 na operação de transmissão (Tx) com potência de 0 dBm, e em *Power Down*, do PIC16LF15325, e também o total do conjunto PCI de controle com o MAX6612 e nRF24L01.

Tabela C.2: Previsão de consumo da PCI de controle, sensor MAX6612 e transceptor

Dispositivo	Corrente (A)	Tensão (Vcc)	Potência (W)	Impedância equivalente (Ω)
MAX6612	3,50E-05	3,3	1,16E-04	9,43E+04
PIC16LF15325	2,56E-04	3,3	8,45E-04	1,29E+04
nRF24L01 (TX @0dBm)	1,13E-02	3,3	3,73E-02	2,92E+02
nRF24L01 (*Power Down*)	9,00E-07	3,3	2,97E-06	3,67E+06
TOTAL (modo TX)	**1,16E-02**	**3,3**	**3,83E-02**	**2,85E+02**
TOTAL (*Power Down*)	**2,92E-04**	**3,3**	**9,63E-04**	**1,13E+04**

C.1 Diagramas dos Sensores

Aqui são exibidos os diagramas esquemáticos dos sensores, conforme aplicações especificadas nas folhas de dados dos fabricantes, estudados para a elaboração das PCIs dos elementos sensores para aplicação no MSSF. A Figura C.1 mostra o diagrama esquemático elaborado para a aplicação do sinal de saída do sensor MAX6612 na entrada analógica do microcontrolador PIC16LF15325.

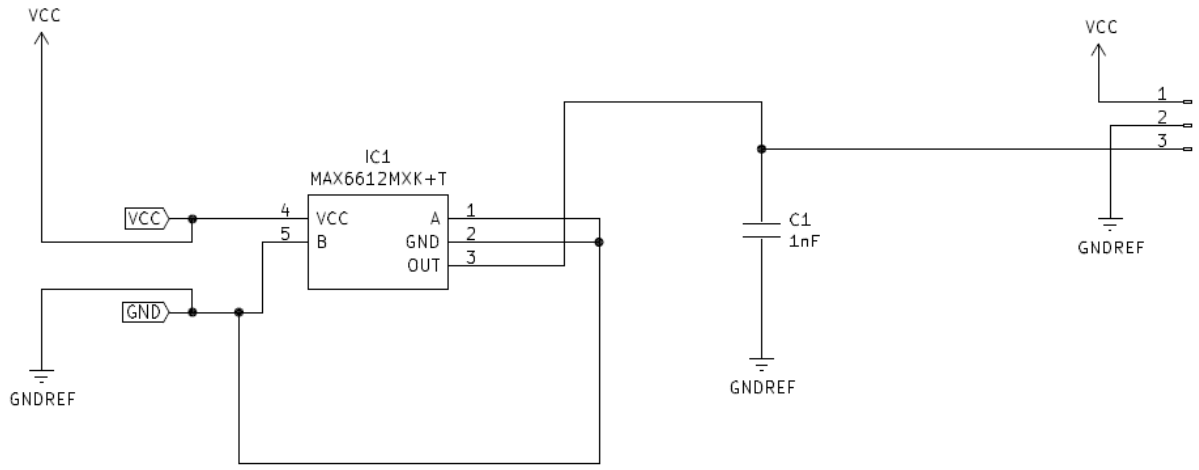


Figura C.1: Sensor de temperatura MAX6612

Por sua vez a Figura C.2 a seguir mostra o diagrama esquemático do sensor STLM20 usado para a aplicação do sinal de saída do mesmo na entrada analógica microcontrolador PIC16LF15325.Enquanto a Figura C.3 a seguir mostra o diagrama esquemático do sensor SHTC3 com detalhe da sua saída para comunicação I2C com o microcontrolador

PIC16LF15325. Vale destacar que a PCI desse sensor foi construída, mas não foi utilizada para medição com o MSSF devido ao compartilhamento das portas para comunicação SPI eI2C no PIC16LF15325 adotado.

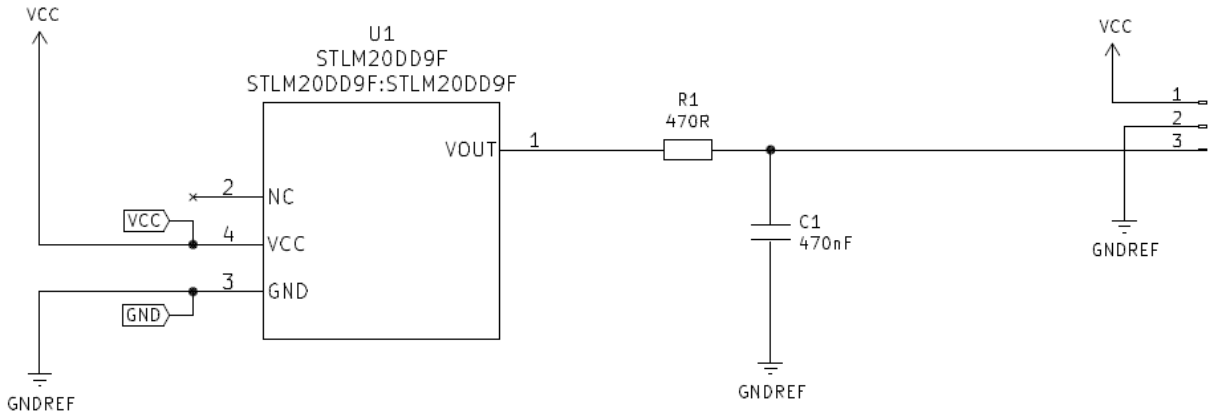


Figura C.2: Sensor de temperatura STLM20DD9F

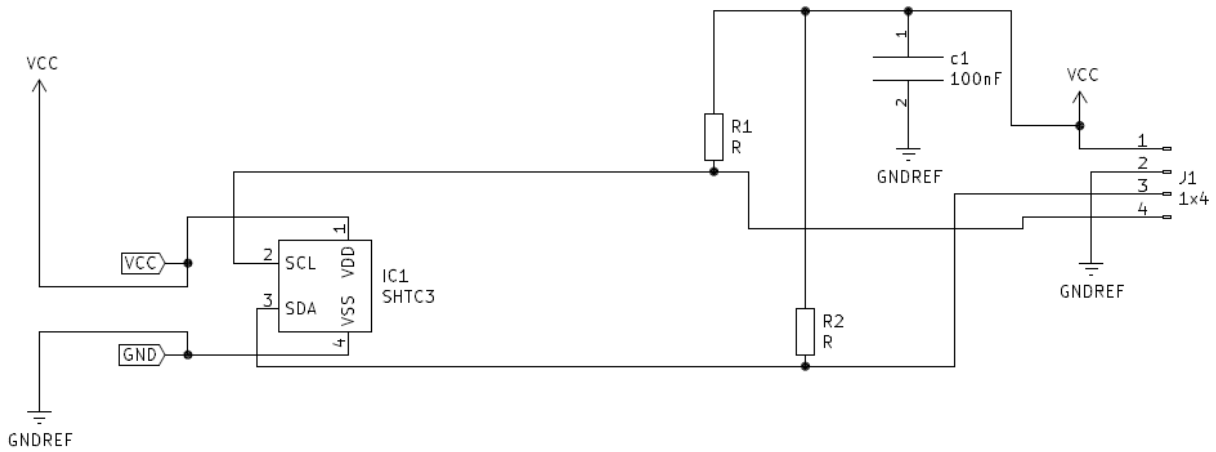


Figura C.3: Sensor de temperatura e umidade SHTC3

C.2 Transceptor nRF24L01

A Tabela C.3 a seguir apresenta um resumo das principais características do transceptor nRF24L01 usado para transmissão de dados por RF.

Tabela C.3: Parâmetros nominais do módulo nRF24L01

Parâmetros	**Características nRF24L01**
Dimensões	12 x 18 mm
Tensão de alimentação	1,9 até 3,3 V
Velocidade de transmissão	1 ou 2 Mbps
Número de canais RF	125
Limite de tensão nos pinos de entrada	5V
Consumo de corrente no modo TX @ 0dBm	11,3 mA
Consumo de corrente no modo TX @ -18dBm	7,0 mA
Consumo de corrente no modo power down	0,9 uA
Largura de banda de 20 dB de portadora modulada (2 Mbps)	1,8 até 2,0 MHz
Máxima potência de saída RF	0 dBm
Frequência de operação RF	2,4 até 2,525 GHz
Precisão de potência RF	+/- 4 dB
Consumo de corrente no modo RX @ 2 Mbps	12,3 mA
Sensibilidade @ 1Mbps	-85 dBm

Anexo A

Anexos

A.1 Características de conversores boost BQ25504 e LTC3108

Aqui são apresentadas algumas características relevantes dos conversores *boost* baseados em CI com funções dedicadas, inclusive gerenciamento do armazenamento de energia, investigados na realização deste trabalho.

A.1.1 Características típicas do conversor boost BQ25504

A Figura A.1 mostra o circuito baseado no BQ25504, de acordo com aplicação típica disponível na folha de dados do fabricante, utilizado para realizar a conversão do sinal retificado com armazenamento de energia no supercapacitor. Vale destacar que a configuração típica adota a saída CC no pino Vstore, mas há a possibilidade de aplicar diretamente o sinal da saída Vbat para alimentação do estágio seguinte.

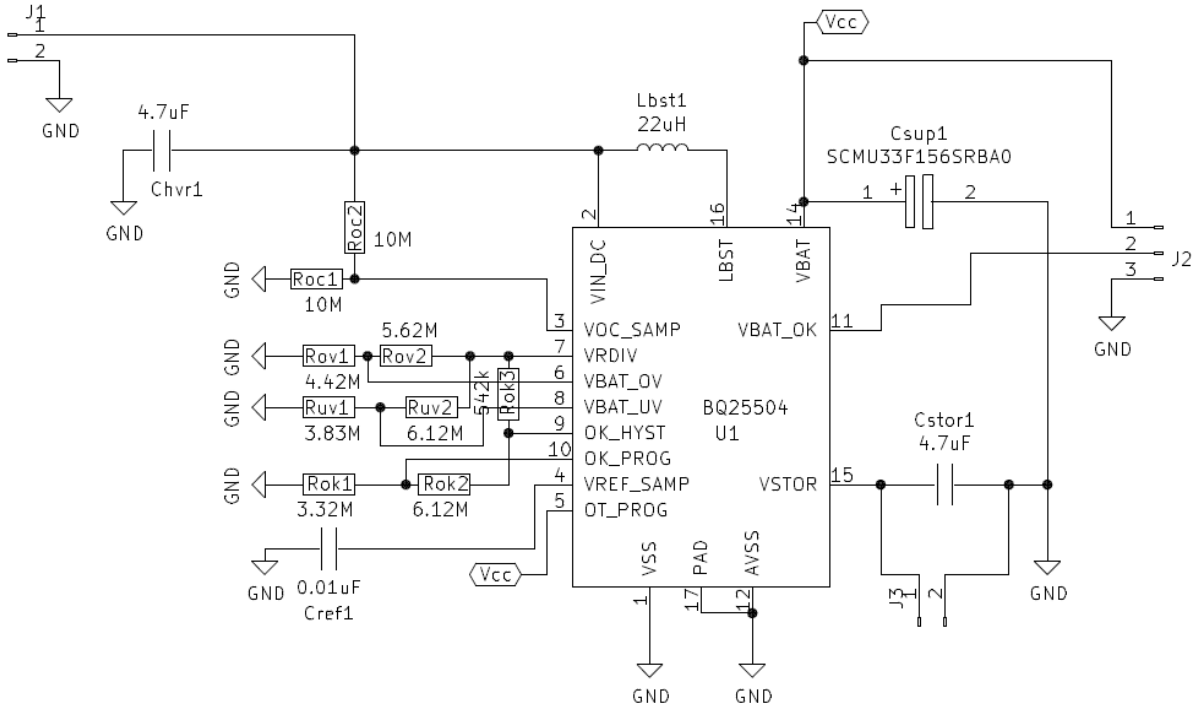


Figura A.1: Conversor *boost* baseado no BQ25504.

Por sua vez a Figura A.2 exibe as curvas características do *Booster* baseado no CI BQ25504

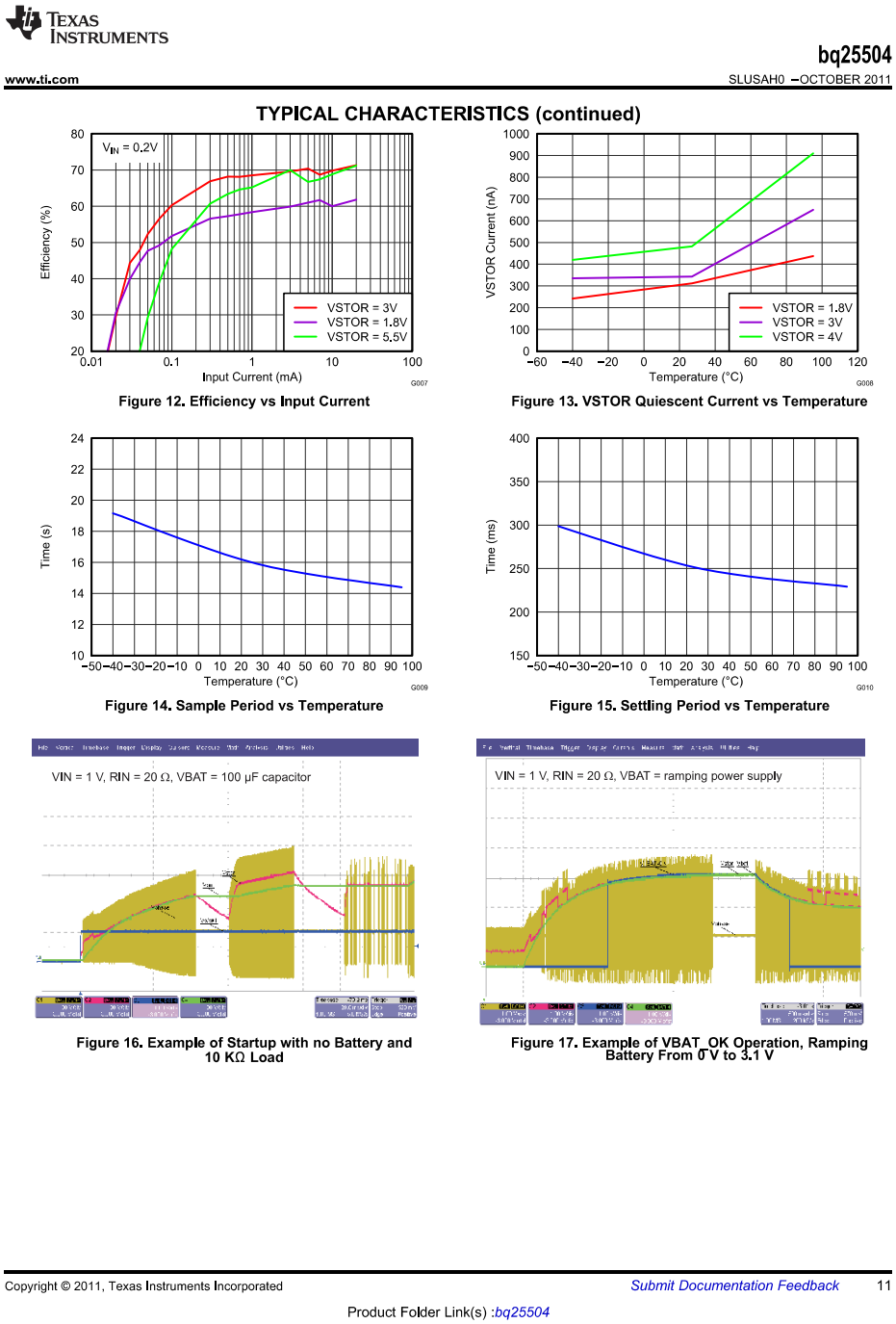


Figura A.2: Curvas características do conversor *boost* baseado no BQ25504.

A.1.2 Características típicas do conversor boost LTC3108

A Figura A.3 exibe as curvas características do *Booster* baseado no CI LTC3108

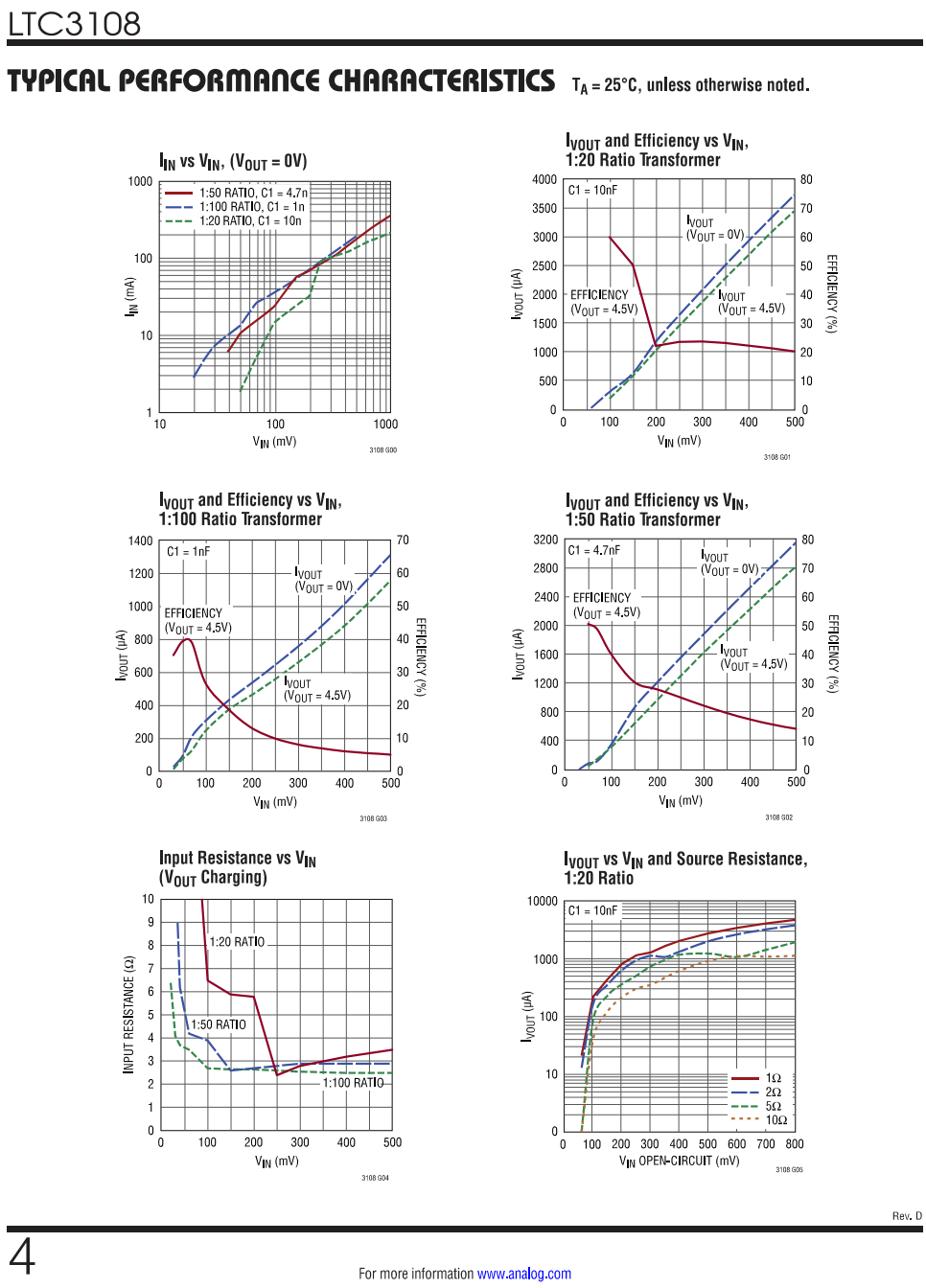


Figura A.3: Curvas características do conversor *boost* baseado no BQ25504.

Anexo B
ESP8266 *node* MCU *wifi*

A Figura B.1 ilustra o diagrama de pinos do ESP8266 *node* MCU *wifi*, e por sua vez a Figura B.2 exibe o diagrama de conexão do mesmo com o nRF24L01.

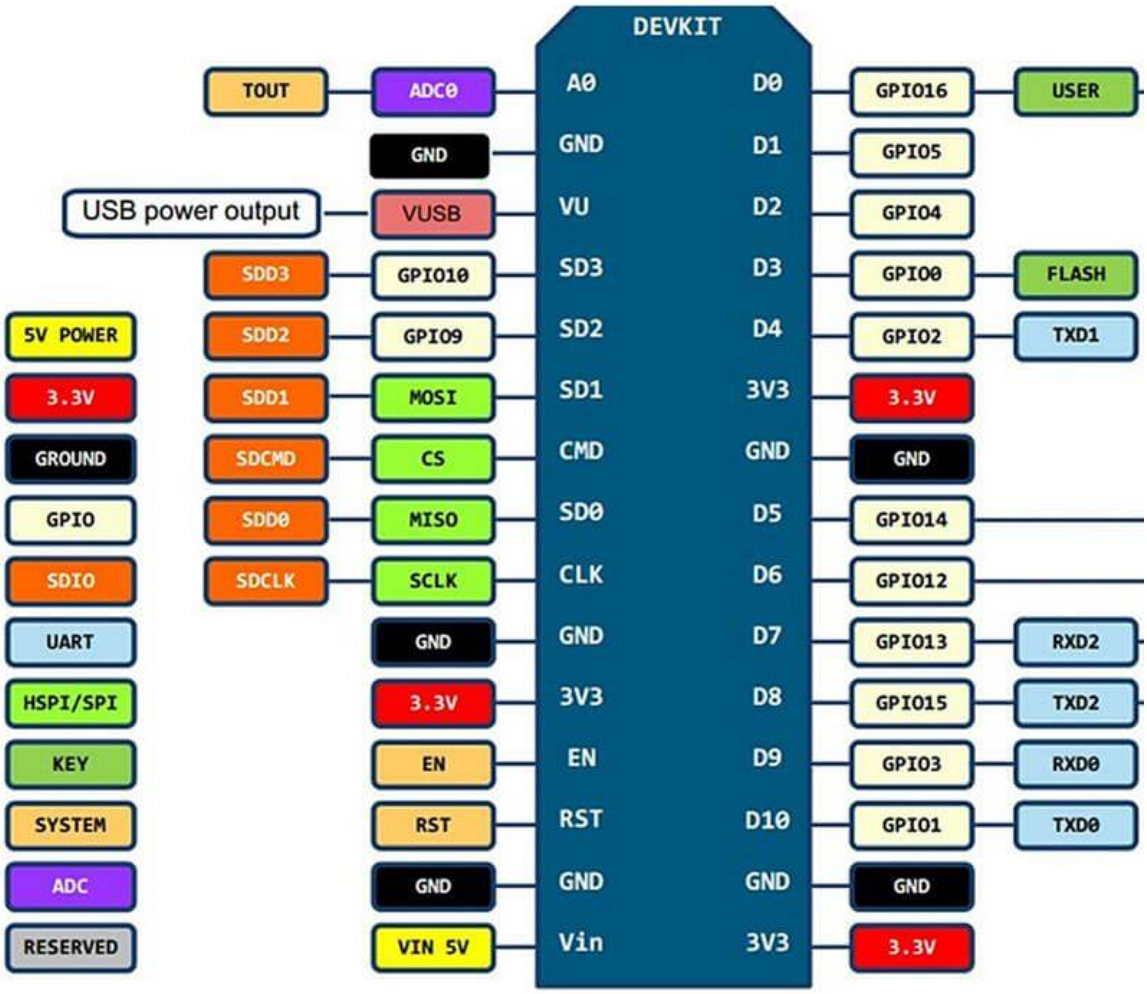


Figura B.1: Diagrama de pinos do ESP8266 *node* MCU.

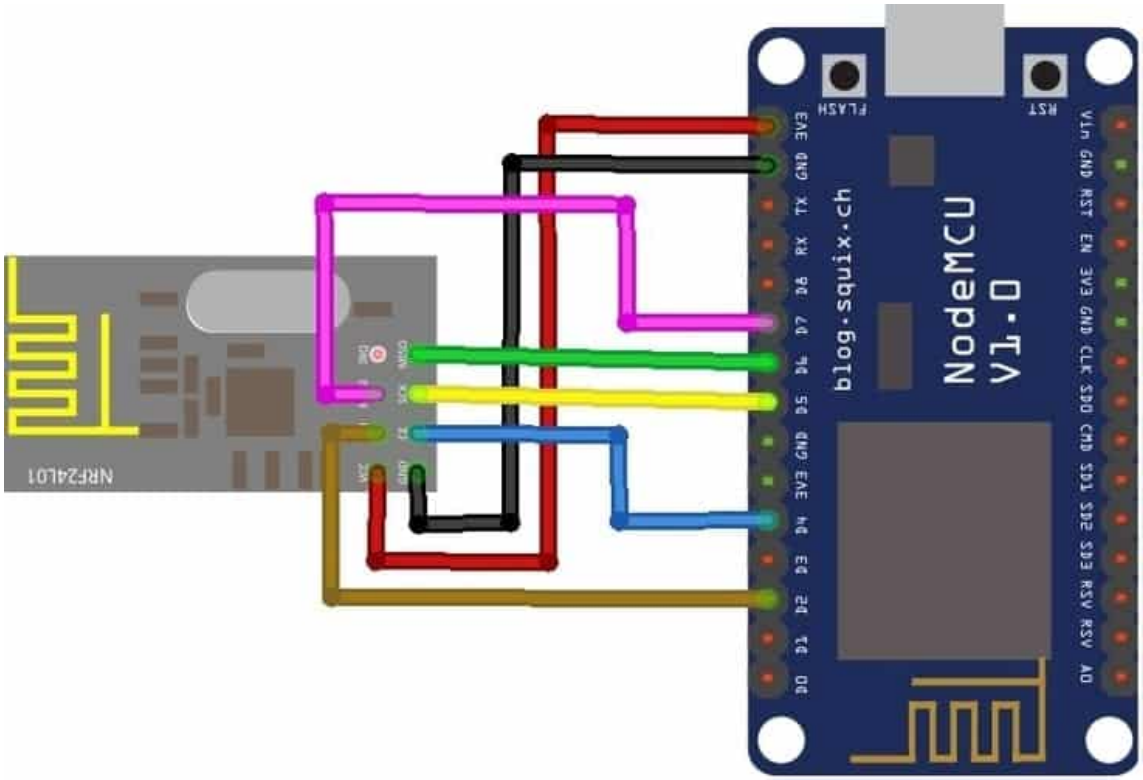


Figura B.2: Diagrama de conexão entre o nRF24L01 e o ESP8266 *node* MCU.