

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DAELN - DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA
CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA

FELIPE GABARDO GONÇALVES, GUSTAVO VESHAGEM NASCIMENTO,
LUCAS PORTO VALIO

**ENERGY HARVESTING DE RADIOFREQUÊNCIA PARA
SOLUÇÕES DE INTERNET DAS COISAS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA
2019

FELIPE GABARDO GONÇALVES, GUSTAVO VESHAGEM NASCIMENTO,
LUCAS PORTO VALIO

**ENERGY HARVESTING DE RADIOFREQUÊNCIA PARA
SOLUÇÕES DE INTERNET DAS COISAS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, como requisito parcial para a obtenção do título de TCC.

Orientador: Thomaz Milton Navarro Verastegui
UTFPR

CURITIBA
2019

FELIPE GABARDO GONÇALVES
GUSTAVO VESHAGEM NASCIMENTO
LUCAS PORTO VALIO

ENERGY HARVESTING DE RADIOFREQUÊNCIA PARA SOLUÇÕES DE INTERNET DAS COISAS

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi apresentado como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletrônico, do curso de Engenharia Eletrônica do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN) outorgado pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Os alunos foram arguidos pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Curitiba, 31 de maio de 2019.

Prof. Dr. Robinson Vida Noronha
Coordenador de Curso
Engenharia Eletrônica

Prof^a. Dr^a. Carmen Caroline Rasesa
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Eletrônica do DAELN

BANCA EXAMINADORA

Prof. Me. Thomaz Milton Navarro Verastegui
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

Prof. Me. Luiz Fernando Copetti
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Me. Daniel Rossato de Oliveira
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Eletrônica.

AGRADECIMENTOS

Agradecemos ao professor orientador Thomaz Milton Navarro Verastegui por sua ampla disponibilidade em todas as etapas do projeto, condução técnica e disponibilização da infraestrutura dos laboratórios da Universidade Tecnológica Federal do Paraná e da Pontifícia Universidade Católica do Paraná.

Não podemos deixar de mencionar a empresa Exati Tecnologia por nos ceder não apenas seu espaço físico para os mais diversos testes e processos de fabricação, mas também todos os materiais necessários para realizar tais atividades.

Fazemos também menção honrosa aos nossos amigos e familiares que forneceram toda a estrutura necessária ao longo da vida para nos tornar aptos a buscarmos mais esse objetivo.

RESUMO

GABARDO GONÇALVES, Felipe. VESHAGEM NASCIMENTO, Gustavo. PORTO VALIO, Lucas. *ENERGY HARVESTING* DE RADIOFREQUÊNCIA PARA SOLUÇÕES DE INTERNET DAS COISAS. 2019. 104 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2019.

A busca por fontes de energia limpas e renováveis se mostra cada vez mais necessária em um mundo consciente de que o uso desenfreado de derivados de petróleo ou outra fonte poluidora qualquer tem consequências graves para o meio ambiente. Uma solução que se mostra efetiva para suprir esse problema em dispositivos de baixo consumo energético é o *Energy Harvesting*, visto que faz uso de fontes disponíveis em abundância no meio urbano. Nesse contexto, este trabalho de conclusão de curso foi desenvolvido com objetivo de testar a viabilidade de captar ondas de rádio e transformar em energia útil. O resultado foi animador, uma vez que conseguimos fazer a prova conceitual e prática do processo de *energy harvesting* para radiofrequência utilizando frequência próxima aos 900 MHz. A fim de diminuir o tamanho da antena, viabilizando a integração em circuitos *wearable* ou sensores e possibilitar o aumento do ganho da antena tornando-a direcional, a frequência foi aumentada para mais de 5 GHz, o que trouxe diversas complicações, tais quais, encontrar componentes comerciais capazes de operar nessa ordem de frequência, grandes perdas de potência para o meio e trilhas muito pequenas para serem feitas à mão nas antenas. Quando comparados aos resultados da captação de energia para frequências mais baixas a diferença de desempenho é perceptível em favor desta, porém, o resultado se mostrou promissor em ambos os casos.

Palavras-chave: *Energy harvesting*, Radiofrequência.

ABSTRACT

GABARDO GONÇALVES, Felipe. VESHAGEM NASCIMENTO, Gustavo. PORTO VALIO, Lucas. RADIOFREQUENCY ENERGY HARVESTING FOR INTERNET OF THINGS SOLUTIONS. 2019. 104 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2019.

The search for clean and renewable energy sources is increasingly needed in a world that is aware that the unrestrained use of petroleum products or any other source of pollution has serious consequences for the environment. One solution that is effective in addressing this problem in energy-efficient devices is Energy Harvesting, as it makes use of sources available in abundance in the urban environment. In this context, this research was done with the objective of testing the feasibility of capturing radio waves and transforming them into useful energy. The result was encouraging, as we were able to do the conceptual and practical proof of the energy harvesting process for radiofrequency using a frequency near 900 MHz. In order to decrease the size of the antenna, allowing the integration into wearable circuits or sensors and to increase antenna gain by making it directional, the frequency was increased to 5 GHz, which brought several complications, such as finding commercial components capable of operating in this order of frequency, large power losses to the environment and very small tracks to be made by hand on the antennas. When compared to the results of energy harvest for lower frequencies the performance difference is perceptible in favor of this, however, the result was promising in both cases.

Keywords: Energy harvesting. Radiofrequency.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Comparação entre as fontes de energia	18
Figura 2 – Diagrama de Funcionamento do Projeto	19
Figura 3 – Antena <i>Patch</i>	25
Figura 4 – Formatos comuns de antenas <i>patch</i>	25
Figura 5 – Padrão de Radiação Normalizado da Antena <i>Patch</i> Retangular	28
Figura 6 – Eficiência e Largura de Banda x altura do substrato em uma frequência constante ressonante para um <i>patch</i> retangular para dois substratos diferentes	31
Figura 7 – Alimentação em Série	31
Figura 8 – Alimentação em Paralelo	32
Figura 9 – Linhas afiladas para casar a impedância de antenas de 200Ω à uma entrada de 50Ω	32
Figura 10 – Transformadores em $\lambda/4$ para casar a impedância de antenas de 100Ω à uma entrada de 50Ω	33
Figura 11 – Exemplo de antena <i>patch</i> retangular	34
Figura 12 – Impedância de entrada típica x frequência normalizada	35
Figura 13 – Coeficiente de reflexão típica x frequência normalizada	35
Figura 14 – Padrão de radiação da antena retangular	36
Figura 15 – Exemplos de matrizes de antenas <i>patches</i>	37
Figura 16 – Coeficiente de reflexão (S11) típico para diferentes permissividades elétricas relativas das matrizes de antenas 2x2 e 4x1, respectivamente	39
Figura 17 – Coeficiente de reflexão típico para diferentes espessuras de substrato das matrizes de antenas 2x2 e 4x1, respectivamente	39
Figura 18 – Padrão de radiação da antena <i>patch</i> 2x2	40
Figura 19 – Padrão de radiação de uma matriz de antena <i>patch</i> 8x1	40
Figura 20 – Esquemático do Transmissor de RF	42
Figura 21 – PCB do Transmissor em 2D e 3D, respectivamente	43
Figura 22 – HMC430LP4, da <i>Analog Devices</i>	44
Figura 23 – Gráfico $V_{tune} \times$ Frequência de saída	45
Figura 24 – Diagrama Funcional do SE5004L	46
Figura 25 – Diagrama de Pinos do SE5004L	46
Figura 26 – Curva Potência de Saída (dBm) $\times V_{DET}$	47
Figura 27 – Multiplicador de Tensão de Onda Completa	48
Figura 28 – Multiplicador de Tensão de Meia Onda	49
Figura 29 – Quadruplicador	50
Figura 30 – Junção PN e MS	51
Figura 31 – Aumentador de Tensão CC - CC	53

Figura 32 – Diagrama de Blocos BQ25504	56
Figura 33 – Operação do BQ25504	57
Figura 34 – Casamento de impedância através das trilhas de alimentação	59
Figura 35 – Desing Final da Placa PCB	60
Figura 36 – Filtro Passa Baixas Tipo PI e T	60
Figura 37 – Projeto da antena <i>patch</i> 2x2	62
Figura 38 – Projeto da antena <i>patch</i> 4x1	62
Figura 39 – S11 pelo CST dos arranjos 2x2 e 4x1, respectivamente	63
Figura 40 – Campos de irradiação dos arranjos 2x2 e 4x1, respectivamente	63
Figura 41 – S11 pelo CST do <i>patch</i> retangular	64
Figura 42 – Campo de irradiação pelo CST do <i>patch</i> retangular	65
Figura 43 – Osciloscópio Keysight DSO91204A	66
Figura 44 – Saída do VCO no Osciloscópio	67
Figura 45 – Analisador de Espectro Tektronix RSA306	68
Figura 46 – Espectro do sinal obtido com o RSA306	69
Figura 47 – Circuito transmissor com cooler acoplado	70
Figura 48 – Gerador de função Agilent E8257D	70
Figura 49 – Carga da bateria no tempo pela potência de entrada	73
Figura 50 – VNA Agilent Technologies E5071C	73
Figura 51 – Matriz de antenas <i>patch</i> 2x2 fabricada	74
Figura 52 – Simulação S11 da matriz de antena 2x2	75
Figura 53 – Módulo do coeficiente de reflexão da matriz de antena 2x2 obtido pelo VNA	76
Figura 54 – Carta de Smith da matriz de antena 2x2	77
Figura 55 – Diagrama de radiação do projeto da matriz de antena 2x2	78
Figura 56 – Matriz de antenas <i>patch</i> 4x1 fabricada	79
Figura 57 – Simulação S11 da matriz de antena 4x1	79
Figura 58 – Módulo do coeficiente de reflexão da matriz de antena 4x1 obtido pelo VNA	80
Figura 59 – Carta de Smith da matriz de antena 4x1	81
Figura 60 – Diagrama de radiação do projeto da matriz de antena 4x1	82
Figura 61 – Antena <i>patch</i> retangular fabricada	84
Figura 62 – Simulação S11 do elemento único retangular	85
Figura 63 – S11 do <i>patch</i> retangular obtido pelo VNA	86
Figura 64 – Carta de Smith da antena retangular	87
Figura 65 – SWR da antena retangular	88
Figura 66 – Diagrama de radiação do projeto da antena de elemento único	89
Figura 67 – S21 da antena retangular	90
Figura 68 – <i>Setup</i> do sistema montado a 20 cm de distância	92
Figura 69 – <i>Setup</i> do sistema montado a 30 cm de distância	92
Figura 70 – Placa de IoT Nevera - Exati Tecnologia	93

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características gerais antena retangular	34
Tabela 2 – Características gerais <i>Array</i> 2x2	37
Tabela 3 – Características gerais <i>Array</i> 4x1	37
Tabela 4 – Testes de carga por potência	72
Tabela 5 – Resultados Experimentais da matriz de antenas 4x1	83
Tabela 6 – Resultados Experimentais da Antena Retangular	91
Tabela 7 – Resultados para diferentes distâncias	93
Tabela 8 – Comparação entre o tempo de carga para diferentes baterias	94

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AM	<i>Amplitude Modulation</i>
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
BLE	<i>Bluetooth Low Energy</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CI	Circuito Integrado
CST	<i>Computer Simulation Technology</i>
DAELN	Departamento Acadêmico de Eletrônica
DC	<i>Direct Current</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FR-4	<i>Flame Resistant 4</i>
HBT	<i>Heterojunction Bipolar Transistor</i>
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IoT	<i>Internet of Things</i>
LED	<i>Light-Emitting Diode</i>
MMIC	<i>Monolithic Microwave Integrated Circuits</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PCE	<i>Power Conversion Efficiency</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
RF	Radiofrequência
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
UTFPR	Universidade Tecnológica Federal do Paraná
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>

VNA *Vector Network Analyser*

WPH *Wireless Power Harvesting*

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Ampere
BW	Largura de banda
C	Capacitância
c	Velocidade da luz no vácuo
d	distância entre as duas antenas
dB	Decibél
dBm	Ganho comparado a uma potência de 1mW
dBi	Ganho comparado a uma antena isotrópica
E	Campo elétrico
F	Faraday
f	Frequência
f_c	Frequência de corte do filtro
f_0	Frequência de ressonância
G_{rad}	Condutância devido a radiação
G_t	Condutância total por unidade de abertura de irradiação
GND	Pino terra
H	Henry
Hz	Hertz
h	Espessura do substrato
I_{DD}	Corrente na saída do sistema de WPH
L	Comprimento do <i>patch</i>
L	Indutância
P	Potência
P_t	Potência da antena transmissora

P_r	Potência da antena receptora
P_{carga}	Potência entregue na carga
$P_{recuperada}$	Potência recuperada na antena
PL	Perda de percurso
Q	Fator de Qualidade
Q_C	Fator Q do capacitor
Q_L	Fator Q do indutor
Q_c	Fator de qualidade devido a perdas ôhmicas de condução
Q_d	Fator de qualidade devido a perdas no dielétrico
Q_{rad}	Fator de qualidade devido a perdas de radiação
Q_{sw}	Fator de qualidade devido a perdas de onda de superfície
Q_t	Fator de qualidade total
R	Resistência
RF_{out}	Pino de saída do sinal gerado do HMC430LP4
S11	Perda de retorno
S21	Potência transferida da antena 1 para a antena 2
SWR	Relação de onda estacionária
t	Espessura do cobre no <i>patch</i>
$\tan \delta$	Tangente de perdas do material dielétrico do substrato
V	Volt
V_{cc1}	Tensão de alimentação do primeiro amplificador do SE5004L
V_{cc2}	Tensão de alimentação do segundo amplificador do SE5004L
V_{cc3}	Tensão de alimentação do terceiro amplificador do SE5004L
V_{DD}	Tensão na saída do sistema de WPH
V_{DET}	Tensão de saída do detector de potência analógica do SE5004L
V_p	Tensão de pico

V_s	Tensão de entrada do circuito
V_{tune}	Tensão de sintonização de frequência do HMC430LP4
VSWR	Relação de onda estacionária de tensão
W	Watt
W	Largura do <i>patch</i>
Z_0	Impedância característica da linha
Γ	Coefficiente de reflexão
Δ	Letra grega Delta
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
ϵ_{eff}	Permissividade efetiva
η_{PCE}	Eficiência de Conversão de Energia RF-DC
Γ	Coefficiente de reflexão nos terminais de entrada da antena
θ	Letra grega theta
λ	Comprimento de onda
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
π	Pi
σ	Condutividade elétrica
ϕ	Letra grega phi
ω	Frequência angular
Ω	Ohm

SUMÁRIO

1 – INTRODUÇÃO	17
1.1 MOTIVAÇÕES E JUSTIFICATIVAS	17
1.2 METODOLOGIA	19
1.3 DIAGRAMA FUNCIONAL SIMPLIFICADO	19
1.4 OBJETIVOS	20
1.4.1 GERAL	20
1.4.2 ESPECÍFICOS	20
1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	21
2 – REVISÃO DE LITERATURA	22
2.1 FUNDAMENTOS DE TRANSMISSÃO DE RF	22
2.2 MÉTRICAS DE AVALIAÇÃO DE DISPOSITIVOS WPH	22
2.2.1 FAIXA DE OPERAÇÃO	23
2.2.2 EFICIÊNCIA DE CONVERSÃO DE ENERGIA RF-DC (PCE)	23
2.2.3 FATOR DE QUALIDADE Q	23
2.2.4 SENSIBILIDADE	24
2.2.5 POTÊNCIA DE SAÍDA	24
2.3 ANTENAS	24
2.3.1 ANTENA <i>PATCH</i>	24
2.3.1.1 CARACTERÍSTICAS	25
2.3.1.2 <i>PATCH</i> RETANGULAR	26
2.3.1.3 FATOR DE QUALIDADE, BANDA DE PASSAGEM E EFICIÊNCIA	28
2.3.1.4 MATRIZES DE ANTENA	31
2.3.2 ANTENA RETANGULAR	33
2.3.2.1 RESUMO DAS PROPRIEDADES DA ANTENA	34
2.3.2.2 MÉTODO DE ALIMENTAÇÃO	34
2.3.2.3 MECANISMO DE OPERAÇÃO	34
2.3.2.4 PERFORMANCE	35
2.3.2.5 CARACTERÍSTICAS DA IMPEDÂNCIA	35
2.3.2.6 CARACTERÍSTICAS DE RADIAÇÃO	35
2.3.3 ARRANJO DE ANTENAS $M \times N$	36
2.3.3.1 RESUMO DAS PROPRIEDADES DAS MATRIZES DE ANTENAS	37
2.3.3.2 MÉTODO DE ALIMENTAÇÃO	38
2.3.3.3 MECANISMO DE OPERAÇÃO DE MATRIZES DE ANTENAS	38

2.3.3.4	PERFORMANCE	38
2.3.3.5	CARACTERÍSTICAS DA IMPEDÂNCIA	38
2.3.3.6	CARACTERÍSTICAS DE RADIAÇÃO 2x2	39
2.3.3.7	CARACTERÍSTICAS DE RADIAÇÃO Nx1	40
3	– MATERIAIS E MÉTODOS	41
3.1	TRANSMISSOR	41
3.1.1	GERAÇÃO DE RF	41
3.1.2	O CIRCUITO TRANSMISSOR	41
3.1.3	OSCILADOR CONTROLADO POR TENSÃO	43
3.1.4	AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA	45
3.2	RECEPTOR	47
3.2.1	Captação de Energia	48
3.2.2	MULTIPLICADOR DE TENSÃO	48
3.2.2.1	MULTIPLICADOR DE TENSÃO DE ONDA COMPLETA	48
3.2.2.2	MULTIPLICADOR DE TENSÃO DE MEIA ONDA	49
3.2.2.3	QUADRUPLICADOR DE TENSÃO	50
3.2.3	DIODO SCHOTTKY	51
3.2.4	AUMENTADOR DE TENSÃO E CARREGAMENTO	52
3.2.4.1	BOOST	53
3.2.5	ESCOLHA DOS COMPONENTES	54
3.2.5.1	BQ25504	54
3.2.6	DESIGN DA PCB	58
3.2.7	CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA	60
3.3	ANTENAS	61
3.3.1	ARRANJO DE ANTENAS 4x1 e 2x2	61
3.3.2	ANTENA PATCH RETANGULAR	63
4	– TESTES E RESULTADOS	66
4.1	TESTES PARA O TRANSMISSOR	66
4.2	TESTES PARA O RECEPTOR	70
4.3	TESTES PARA A ANTENA	73
4.3.1	ARRANJO DE ANTENA 2x2	74
4.3.2	ARRANJO DE ANTENA 4x1	78
4.3.3	ANTENA RETANGULAR	83
4.4	RESULTADOS DO SISTEMA	91
5	– VIABILIDADE DO PROJETO	95
6	– CONCLUSÃO	96
6.1	TRABALHOS FUTUROS	96

6.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS	97
Referências	98
Apêndices	100
APÊNDICE A–Esquemático do Transmissor	101
APÊNDICE B–PCB do Transmissor	102
APÊNDICE C–Esquemático do Receptor/Harvesting	103
APÊNDICE D–PCB do Receptor/Harvesting	104

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÕES E JUSTIFICATIVAS

Nos últimos anos, com o avanço da tecnologia, pôde-se observar um incrível aumento na quantidade de produtos e soluções que utilizam comunicação sem fio. Felizmente, isso tornou muito mais prática a nossa vida, não apenas reduzindo a quantidade de cabos nos ambientes, mas também facilitando o transporte e instalação destes aparelhos. Porém, essa mudança conceitual na comunicação trouxe novos desafios para as fabricantes, uma vez que a ausência de cabos cria uma dependência do uso de baterias.

Embora as baterias tenham permitido muitos avanços e aumentado as possibilidades de algumas aplicações, elas ainda limitam o usuário a recarregar seus dispositivos, o que pode vir a ser um inconveniente dependendo da aplicação. Outro problema crítico das baterias, é o seu processo de descarte, que precisa ser feito de forma especial e controlada para que não venha a prejudicar o solo ou lençóis freáticos. Levando esses aspectos em consideração é de se imaginar que soluções alternativas tenham espaço nesse mercado em ascensão.

Nesse cenário, *energy harvesting* apresenta-se como uma excelente alternativa, uma vez que utiliza fontes de energia externas presentes de forma abundante no meio ambiente. Em nosso projeto estudaremos as propriedades do processo de colheita de energia através da captação de ondas de rádiofrequência (RF), que apresenta grande potencial para substituir o uso de baterias ou, pelo menos, eliminar a necessidade de recarregá-las manualmente. Para tanto, essa solução capta os sinais de RF do ambiente através de uma antena e os converte em uma tensão contínua de tal forma que possa ser utilizada por sua atividade fim.

A escolha por captar ondas de rádio está muito ligada ao fato de que, diferentemente de outras fontes de energia disponíveis no meio (tais quais energia solar, eólica ou térmica), a energia eletromagnética encontra-se abundante no espaço e não possui limitações ligadas a intempéries climáticas ou épocas do ano. As ondas eletromagnéticas são originadas de várias fontes, como estações de satélite, internet wireless, estações de rádio, etc.

Na figura 1 encontra-se uma tabela com a comparação entre as fontes de energia que possuem uma técnica de colheita de energia, detalhando a densidade de energia, tecnologia, vantagem e desvantagem de cada uma.

Figura 1 – Comparação entre as fontes de energia

Source	Power density	Harvesting tech.	Advantages	Disadvantages
Solar	Indoor: 10 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ Outdoor: 10 mW/cm^2	Photovoltaic	High power density Mature	Not always available Required exposure to light (not implantable) Expensive
Vibration	Human: 4 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ Industrial: 100 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	Piezoelectric Electrostatic Electromagnetic	Implantable High efficiency	Not always available Material physical limitation
Thermal	Human: 30 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ Industrial: 1–10 mW/cm^2	Thermoelectric Pyroelectric	High power density Implantable	Not always available Excess heat
RF	GSM: 0.1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ WI-FI: 1 mW/cm^2	Antenna	Always available Implantable	Low density Efficiency inversely proportional to distance

Fonte: <https://mnsj-journal.springeropen.com/articles/10.1186/s40486-017-0051-0>

A grande vantagem da radiofrequência com relação às outras fontes é o fato de estar sempre disponível no ambiente urbano, porém suas desvantagens estão relacionadas ao fato de apresentar baixa densidade, além de sua intensidade e eficiência serem inversamente proporcionais à distância.

Este projeto foi inspirado no artigo (SCHAUWECKER, 2016), que propõe uma solução de *energy harvesting* para as frequências comerciais de wifi de 2,4 e 5 GHz. Com intuito de estudar cada frequência de forma individualizada, desconsiderando ondas de rádio não contidas no escopo proposto, o autor desenvolveu na entrada do circuito dois filtros passa faixa com banda de passagem estreita, somou os níveis de tensão, passou por um dobrador até chegar ao circuito integrado responsável por elevar a tensão até nível desejado. Em nosso projeto, buscamos aumentar a frequência de operação, para diminuir o tamanho da antena, facilitando, assim, a integração com dispositivos de interesse. Também desenvolvemos um gerador de rádio frequência sintonizável de acordo com o desempenho das antenas transmissora e receptora para otimizar a transmissão de energia entre as pontas do circuito, e, portanto, aumentar a distância entre elas.

Para este trabalho, foi desenvolvido um circuito gerador de RF na frequência desejada para transmitirmos ao nosso receptor, a fim de possuir um sinal de maior potência na recepção que possibilite um estudo de distância, perda e eficiência do sistema todo no espaço em que foi transmitido.

1.2 METODOLOGIA

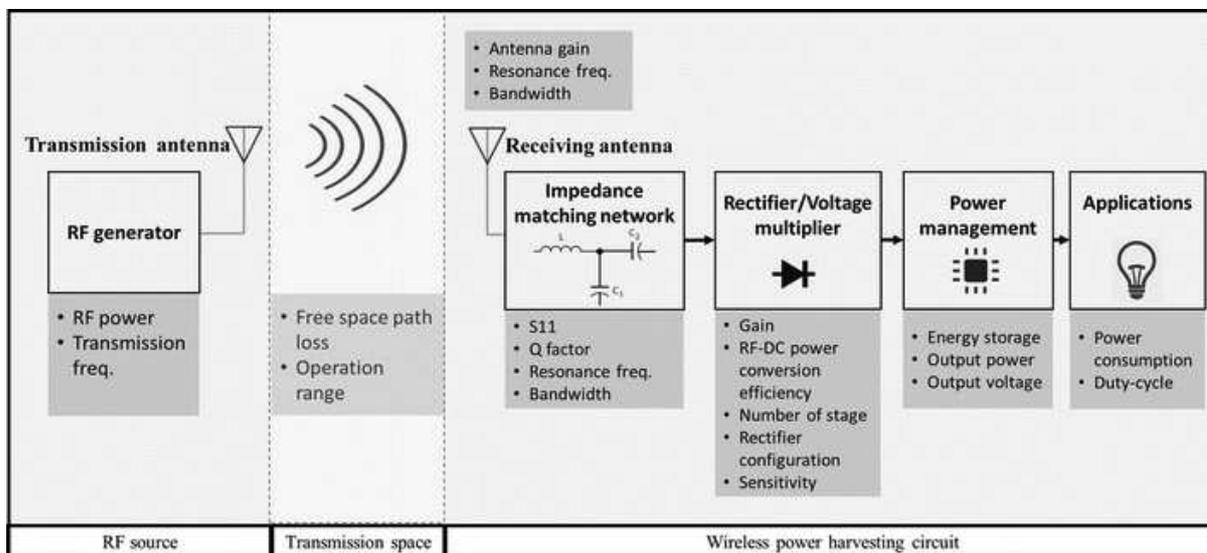
Para o desenvolvimento desse sistema foram executadas as seguintes etapas e metodologias:

1. Estudo de formas de criação de sinal RF
2. Estudo de formas de coleta de sinais de RF
3. Estudo de tipos de antena, levando em consideração direcionalidade e ganho
4. Desenvolvimento placa transmissora
5. Desenvolvimento placa receptora
6. Desenvolvimento antena
7. Testes de carga de bateria
8. Testes de utilização da bateria enquanto recarrega

1.3 DIAGRAMA FUNCIONAL SIMPLIFICADO

No diagrama funcional apresentado na figura 2, pode-se observar o projeto do sistema todo em alto nível e o fluxo de energia desde a geração do sinal até seu consumo como energia para a alimentação das aplicações finais.

Figura 2 – Diagrama de Funcionamento do Projeto



Fonte: <https://mnsj-journal.springeropen.com/articles/10.1186/s40486-017-0051-0>

Foi considerada a perda de percurso no espaço livre para o meio transmitido, e na antena receptora, com o auxílio de equipamentos, foi possível descobrir sua frequência de ressonância e sua largura de banda. A partir disso, buscou-se o casamento de impedância na entrada do circuito receptor para minimizar as perdas e ter a máxima transferência de potência.

Embora exista o circuito de casamento, adicionamos um circuito multiplicador de tensão com diodos de dois estágios para quadruplicarmos a tensão recebida anteriormente e

facilitar o armazenamento de energia no circuito para, finalmente, alimentar a saída do circuito ou o dispositivo que estiver conectado.

1.4 OBJETIVOS

Nessa seção, serão apresentados os objetivos gerais e específicos do trabalho, abordando a problemática anteriormente apresentada.

1.4.1 GERAL

O sistema proposto visa estudar e viabilizar a utilização de um sistema de carregamento sem fio, baseando-se em uma unidade de *energy harvesting* de radiofrequência, para soluções de Internet das Coisas. Com o objetivo de utilizar uma antena pequena, trabalhou-se com frequências altas na ordem de gigahertz.

Buscou-se projetar uma antena que fosse viável para aplicações de Internet das Coisas, procurando, para isso, os melhores parâmetros de ganho e menores dimensões para a antena. Dessa forma, foi definida a frequência de operação em 5,8 GHz, que foi reduzida para 5,3 GHz no decorrer do projeto, e foram escolhidas antenas *patches* para serem utilizadas.

O receptor deverá captar o sinal dessa frequência e convertê-lo em uma tensão DC para recarregar uma bateria ou alimentar um circuito externo. Além disso, para o estudo, desenvolveu-se um circuito transmissor que irá gerar um sinal na frequência projetada a fim de se obter um sinal com potência considerável no receptor.

1.4.2 ESPECÍFICOS

- i Descrever o estudo do funcionamento de unidades de *energy harvesting*, apontando seus fundamentos, métricas e critérios, e também apresentando suas vantagens e desvantagens.
- ii Definir os parâmetros e características do sistema a ser desenvolvido, descrevendo os conceitos necessários de radiofrequência e outros assuntos pertinentes ao projeto.
- iii Identificar e caracterizar cada parte do sistema, demonstrando o desenvolvimento do transmissor, receptor e das antenas, com base nos conceitos estudados nas literaturas utilizadas como referência.
- iv Realizar os testes e medições de cada parte do projeto a fim de garantir, inicialmente, o funcionamento de todos os módulos isoladamente do sistema.
- v Verificar o funcionamento do sistema, analisando as condições encontradas e os parâmetros previamente estudados. Ao final, descrever o resultado do experimento, explicitando o que ocorreu como previsto e o que desviou do planejado.
- vi Avaliar a viabilidade, tanto econômica quanto financeira, do projeto, comparando o sistema desenvolvido com dispositivos já existentes no mercado.
- vii Analisar os resultados obtidos, comparando com experimentos realizados em referências bibliográficas, mencionando vantagens, desvantagens, desafios encontrados e melhorias

que podem ser feitas no projeto.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Capítulo 2 – Revisão Bibliográfica: A fim de auxiliar o leitor, serão apresentados fundamentos necessários para o bom entendimento do sistema desenvolvido. Primeiramente, os conceitos fundamentais sobre rádio frequência, assim, o tema é aprofundado com foco em *energy harvesting*, suas definições, métricas e critérios.

Capítulo 3 – Materiais e Métodos: Descrição dos componentes e métodos utilizados no desenvolvimento do projeto, sendo eles divididos em 3 seções: Transmissor, Receptor e Antenas. A primeira introduz o sistema desenvolvido para a geração de RF na frequência projetada. Já a seção do Receptor descreve como o dispositivo opera e converte o sinal recebido em uma tensão DC. Por fim, a seção de Antenas discute os critérios de projeto e fabricação das antenas utilizadas para a transmissão de energia do circuito transmissor para o receptor.

Capítulo 4 – Testes e Resultados: Com base nos capítulos anteriores, serão descritos os equipamentos necessários e os testes realizados para o aperfeiçoamento e a avaliação do sistema. Além disso, serão descritos os resultados obtidos a partir dos objetivos buscados e da metodologia utilizada, descrevendo os obstáculos e as dificuldades encontradas para a solução proposta.

Capítulo 5 – Viabilidade do Projeto: Serão mostrados os gastos envolvidos na elaboração do protótipo, correlacionando os mesmos com a realidade do mercado, e também demonstrando o valor dos equipamentos utilizados para os testes e medições do projeto.

Capítulo 6 – Conclusão: Considerando os resultados obtidos nos capítulos 4 e 5, a conclusão do estudo é feita no sexto capítulo. Além disto, possíveis melhorias serão sugeridas para trabalhos futuros que podem ser realizados a partir do estudo descrito por esse documento.

2 REVISÃO DE LITERATURA

2.1 FUNDAMENTOS DE TRANSMISSÃO DE RF

Entender como ondas eletromagnéticas se comportam enquanto se propagam por um meio é essencial em um projeto de Rádio Frequência, uma vez que durante esse processo há diversas perdas relacionadas a propriedades intrínsecas do ambiente, frequência do sinal emitido e distância entre emissor e receptor. Por isso, cabe ao projetista do sistema, escolher os parâmetros corretos de transmissão para obter bons resultados.

Levando em consideração o espaço livre como meio de propagação, pode-se calcular a potência recebida através da equação 1.

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (1)$$

Onde P_t é a potência transmitida pelo transmissor, G_t é o ganho da antena transmissora, G_r é o ganho da antena receptora, λ é o comprimento de onda (igual a velocidade da luz no vácuo dividido pela frequência), e d é a distância entre as duas antenas. Da fórmula anterior, podemos inferir que a perda de percurso no espaço livre é:

$$PL = \frac{P_t}{P_r} = \frac{(4\pi d)^2}{G_t G_r \lambda^2} = \frac{(4\pi f d)^2}{G_t G_r c^2} \quad (2)$$

Ou em dB, teremos:

$$P_L(dB) = 20 \log f + 20 \log R + 20 \log \frac{4\pi}{c} - G_t - G_r \quad (3)$$

Através da equação de perda de percurso é possível indicar a potência do sinal na região de campo distante, porém ela não apresenta todos os fatores que afetam o processo de propagação tais como reflexão, difração, absorção. (TRAN; CHA; PARK, 2017) O cálculo desta perda é importante para estimar a potência necessária, a tecnologia e a melhor metodologia para o projeto de uma unidade de WPH (*Wireless Power Harvesting*).

2.2 MÉTRICAS DE AVALIAÇÃO DE DISPOSITIVOS WPH

Existem diversos parâmetros que precisam ser avaliados e que definem a performance de um projeto de coletores de energia sem fio (WPH). Apesar de alguns critérios serem diferentes de acordo com a aplicação, critérios como eficiência, sensibilidade, distância de operação e potência de saída são padrões, definidos para a realização de comparações. Entretanto, há compensações para esses valores, tais como distância de operação e eficiência geral. Além disso, fatores auxiliares de fabricação são considerados para os projetos, como baixo custo e disponibilidade de grande quantidade no mercado.

2.2.1 FAIXA DE OPERAÇÃO

A distância de operação normalmente é relacionada a frequência de operação. Transmissões em altas frequências são mais atenuadas pelas condições atmosféricas do que frequências baixas, enquanto estas penetram mais profundamente através da matéria. (TRAN; CHA; PARK, 2017)

2.2.2 EFICIÊNCIA DE CONVERSÃO DE ENERGIA RF-DC (PCE)

É a razão entre a quantidade de potência aplicada na carga e aquela recuperada pela antena. Normalmente, a PCE RF-DC cobre a eficiência do retificador, o multiplicador de tensão e os elementos de armazenamento. As perdas de transmissão no espaço não são consideradas na seguinte fórmula:

$$\eta_{PCE} = \frac{P_{carga}}{P_{recuperada}}, \quad (4)$$

onde P_{carga} é a potência entregue à carga e $P_{recuperada}$ é a potência coletada pela antena. Fatores que determinam o valor da PCE incluem efeitos parasitas, perdas no circuito e topologias de projeto.

2.2.3 FATOR DE QUALIDADE Q

O fator Q é geralmente definido como um valor sem dimensão que descreve quão forte a ressonância é e a largura de banda ressonante. (HARLOW, 2004) Em circuitos elétricos, o fator Q representa quanto a tensão de pico aumenta quando o sistema se encontra na frequência ressonante. Desse modo, calculamos o fator Q através das seguintes fórmulas:

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia armazenada}}{\text{Energia dissipada por ciclo}} = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (5)$$

Da equação 5, infere-se que um fator Q alto é obtido através de uma largura de banda ressonante estreita, mas com alto ganho na ressonância. A equação também indica que o fator Q é inversamente proporcional a energia dissipada por ciclo. O fator Q para capacitor e indutor em uma frequência ω é dado por:

$$Q_C = \frac{1}{\omega R_C C} = \frac{X_C}{R_C} \quad (6)$$

$$Q_L = \frac{\omega L}{R_L} = \frac{X_L}{R_L} \quad (7)$$

Onde R_C é a resistência em série do capacitor e R_L é a resistência em série do indutor. Essas componentes resistivas causam a dissipação de energia. Por isso, adiciona-se componentes reativos, como capacitores e indutores, e evita-se o uso de componentes resistivos nos circuitos elétricos no intuito de reduzir a perda de energia.

Para o projeto de aplicações de *energy harvesting*, é comum considerar que um alto valor de Q é obtido principalmente para o casamento de impedância do circuito.

2.2.4 SENSIBILIDADE

A sensibilidade de um sistema de WPH é definida como a mínima potência necessária para iniciar a operação do sistema. A sensibilidade é calculada em dBm na equação a 8, onde P é a mínima potência que o sistema requer para realizar a tarefa:

$$\text{Sensibilidade}(dBm) = 10 \log \frac{P}{1mW} \quad (8)$$

2.2.5 POTÊNCIA DE SAÍDA

Normalmente, a saída de um sistema WPH é uma tensão DC, que é caracterizada por uma tensão V_{DD} e corrente I_{DD} da carga na saída do circuito. Realizando a medição da tensão com carga aberta, é possível observar a performance geral de um WPH somente, uma vez que V_{DD} e I_{DD} vão depender da impedância da carga. Caso a carga seja um sensor, a tensão V_{DD} é mais importante que a corrente I_{DD} , enquanto se a carga for um LED, por exemplo, a corrente será mais importante.

2.3 ANTENAS

Este projeto foi desenvolvido em duas etapas, sendo a primeira delas desenvolver um sistema de harvest para a frequência de 915 MHz com antenas monopolo comerciais, tendo como objetivo validar o projeto de forma rápida. Com isso foi possível verificar que a transferência de potência entre o transmissor e o receptor existe e é suficiente para carregar um sistema de baixa potência. É importante lembrar que essas antenas têm por característica ganho baixo porém constante ao seu entorno

Para a segunda etapa do projeto foi escolhida uma frequência maior, de 5,3 GHz. O intuito desta alteração de projeto foi aumentar a frequência para poder diminuir o tamanho da antena, nos permitindo projetar um *array* de antenas compacto e com maior ganho e diretividade.

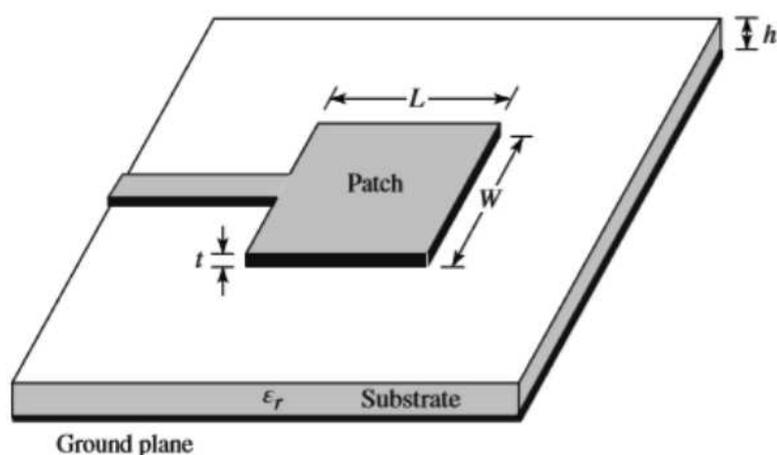
Todas as simulações encontradas nesta sessão foram retiradas do *software Antenna Magus*.

2.3.1 ANTENA PATCH

A antena *patch* é um tipo de antena de fita (*microstrip*), que é impressa diretamente na placa de circuito, sendo útil em mercados que necessitam de placas cada vez mais compactas, leves, resistentes, baratas, de fácil instalação e eficientes, como é o caso do de satélites, aviação ou mesmo de telefonia móvel. Esse tipo de antena se popularizou no final dos anos 70 e tem se

mostrado extremamente versátil. Ela é composta por dois planos separados por um substrato não condutor, sendo um deles o *patch* metálico e o outro uma superfície aterrada, como pode ser visto na figura 3. Diversas são as formas que uma antena *microstrip* pode assumir, como pode ser visto na imagem 4, porém, neste projeto será dado foco apenas a retangular.

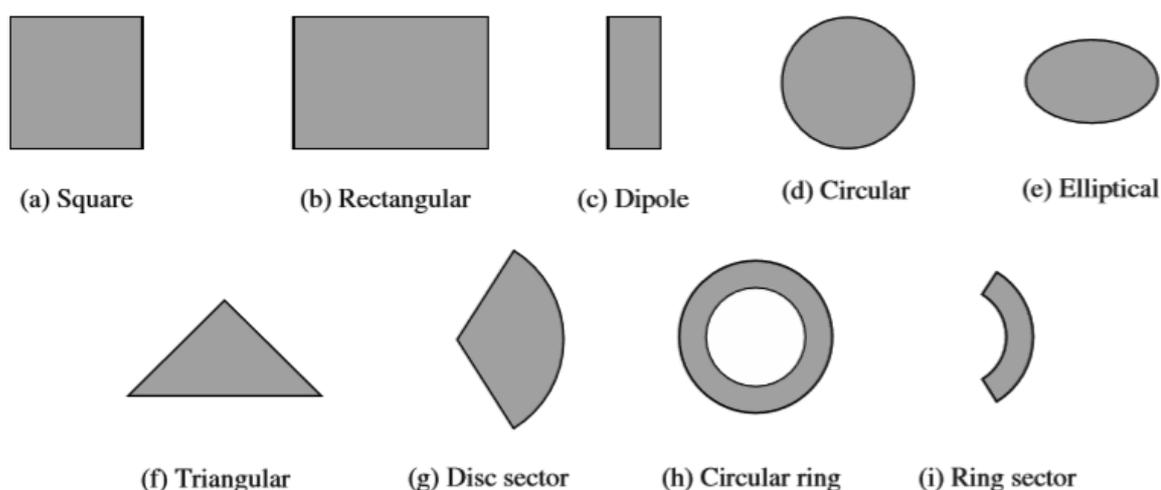
Figura 3 – Antena *Patch*



Fonte: Balanis, Constantine A., Antenna Theory Analysis and Design, p.27

Onde h é a espessura do substrato, ϵ_r é a permissividade elétrica relativa (ou constante dielétrica), t é a espessura do cobre no *patch*, L é a comprimento do *patch* e W a largura.

Figura 4 – Formatos comuns de antenas *patch*



Fonte: Balanis, Constantine A., Antenna Theory Analysis and Design, p.785

2.3.1.1 CARACTERÍSTICAS

Segundo a teoria apresentada no (BALANIS, 2016), antenas *patch* são versáteis em termos de frequência de ressonância, polarização e impedância, uma vez que variações

na espessura do dielétrico, tamanho do *patch*, arranjo de antenas permitem criar modos de propagação específicos para a aplicação. Porém, como é de se esperar, as antenas *microstrip* também apresentam pontos fracos, como apresentar baixa eficiência, baixa potência, fator Q alto, baixa pureza de polarização e banda de passagem estreita. Algumas estratégias podem ser usadas para corrigir os problemas citados, como aumentar a espessura do substrato que separa as partes metálicas da antena, que pode melhorar a eficiência desta em até 90% ao mesmo tempo que aumenta a largura da banda de passagem em até 35%, ao custo de perder potência efetiva para as ondas de superfície.

Antenas *patch* consistem de uma lâmina metálica fina ($t \ll \lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre) colocada acima de um plano terra, separado por um dielétrico ($h \ll \lambda_0$, normalmente $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$).

Existem vários substratos que podem ser usados para o projeto de antenas de *microstrip*, sendo que suas constantes dielétricas geralmente pertencem à faixa de $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$. O desejável para um bom desempenho da antena são substratos espessos cuja constante dielétrica está na extremidade inferior da faixa por fornecem melhor eficiência, maior largura de banda, campos menos suscetíveis a radiação do espaço, porém, ao custo de aumentar a espessura da placa. Substratos finos com constantes dielétricas mais altas são desejáveis em circuitos de microondas, por estes exigirem campos fortemente ligados para minimizar radiação e acoplamento indesejados, no entanto, devido as suas maiores perdas, tornam-se menos eficientes e têm larguras de banda relativamente menores. Uma vez que as antenas de *microstrip* são frequentemente integradas a circuitos de microondas, deve-se fazer um balanço entre a espessura da antena para um bom desempenho e as necessidades de design do projeto do circuito.

2.3.1.2 PATCH RETANGULAR

Para determinar os parâmetros de largura e comprimento de uma antena *patch* retangular, segundo (PASTERNEK, 2019), deve-se inicialmente determinar a frequência de operação f_0 e a permissividade, ϵ_r , do material dielétrico. O primeiro passo é, pela equação 9 calcular a largura do *patch*, sendo que, com seu resultado, utiliza-se a equação 10 para calcular a permissividade efetiva do material ϵ_{eff} , levando em consideração tanto a espessura h do substrato quanto a largura W da antena. Por fim, o comprimento da antena é determinado utilizando a equação 11, que utiliza para seu cálculo a velocidade da luz no vácuo c , a frequência f_0 de operação da antena, a permissividade efetiva ϵ_{eff} , e a relação entre comprimento do cobre da antena e espessura do dielétrico. A trilha de conexão leva em consideração o casamento de impedância com o circuito a que a antena será acoplado.

$$W = \frac{c}{(2f_0 \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}})} \quad (9)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \right] \quad (10)$$

$$L = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 0,824h \left[\frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \right] \quad (11)$$

Tendo sido calculada a largura W do *patch*, pode-se determinar o padrão de radiação da antena através da equação 14, que calcula a resultante do campo elétrico. Para isso, é necessário conhecer suas componentes θ e ϕ através das equações 12 e 13.

$$E_\theta = \left[\frac{\sin \left(\frac{kW \sin \theta \sin \phi}{2} \right)}{\frac{kW \sin \theta \sin \phi}{2}} \right] \cos \left(\frac{kL}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \cos \phi \quad (12)$$

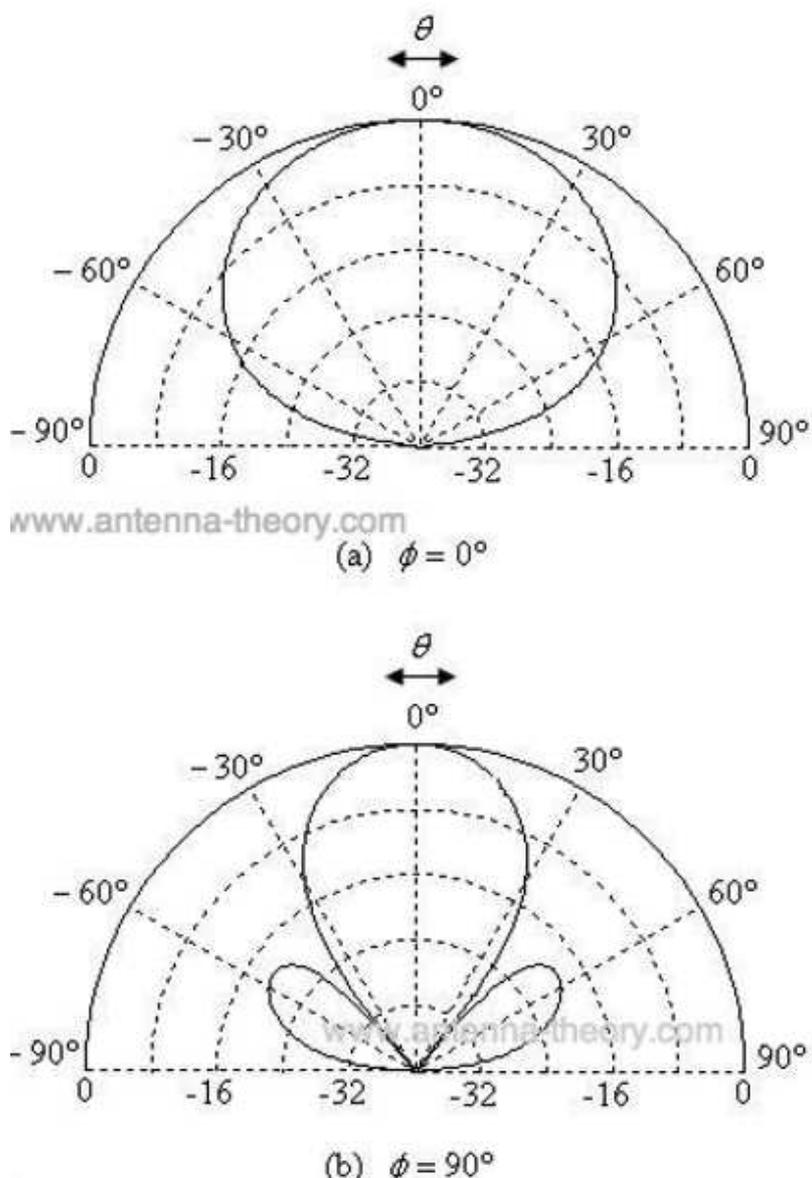
$$E_\phi = - \left[\frac{\sin \left(\frac{kW \sin \theta \sin \phi}{2} \right)}{\frac{kW \sin \theta \sin \phi}{2}} \right] \cos \left(\frac{kL}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \cos \theta \sin \phi \quad (13)$$

Onde $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, é o número de onda e λ é o comprimento de onda de operação.

O padrão de radiação $f(\theta, \phi)$ de um *patch* retangular é denotado através da soma das componentes de campo magnético E_ϕ e E_θ .

$$f(\theta, \phi) = \sqrt{E_\theta^2 + E_\phi^2} \quad (14)$$

Considerando um cenário em que $L = W = 0.5 \lambda$, o diagrama de radiação dessa antena segue o padrão apresentado na figura 5.

Figura 5 – Padrão de Radiação Normalizado da Antena *Patch* Retangular

Fonte: <http://www.antenna-theory.com/antennas/patches/antenna.php>

2.3.1.3 FATOR DE QUALIDADE, BANDA DE PASSAGEM E EFICIÊNCIA

Segundo (BALANIS, 2016), fator de qualidade, banda de passagem e eficiência são figuras de mérito inter relacionadas da antena, não havendo grande possibilidade de otimizá-los de forma independente, cabendo ao projetista equilibrar melhorias em alguns fatores ao custo de gerar perdas em outros para gerar a antena ideal para a aplicação. O fator de qualidade é a figura de mérito responsável por caracterizar as perdas da antena, sejam elas devido a radiação, condução, dielétrico ou mesmo por ondas de superfície, sendo que estes fatores estão relacionados pela equação 15.

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (15)$$

Onde Q_t é o fator de qualidade total, Q_{rad} é o fator de qualidade devido às perdas de radiação, Q_c é o fator de qualidade devido às perdas ôhmicas de condução, Q_d é o fator de qualidade devido às perdas do dielétrico e Q_{sw} é o fator de qualidade devido às perdas de onda de superfície.

Em substratos muito finos ($h \ll \lambda_0$), as perdas devido às ondas de superfície podem ser desconsideradas, uma vez que são muito pequenas, já para substratos mais espessos, tais perdas podem ser eliminadas com o uso de cavidades ao longo do *patch*.

Considerando o caso de um substrato fino, as fórmulas para cálculo dos fatores de qualidade individuais são as representadas nas equações 16, 17 e 18. Através da equação 18 é possível perceber que o fator Q_{rad} é inversamente proporcional à altura do substrato, sendo que, para dielétricos finos, é, geralmente, o fator dominante.

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad (16)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (17)$$

$$Q_{rad} = \frac{2\omega\epsilon_r}{h \left(\frac{G_t}{l}\right)} K \quad (18)$$

Onde $\tan \delta$ é a tangente de perdas do material dielétrico do substrato, σ é a condutividade dos condutores associados ao *patch* e ao plano de terra, $\frac{G_t}{l}$ é a condutância total por unidade de abertura de irradiação e K é equivalente a equação 19.

$$K = \frac{\iint_{Area} |E|^2 dA}{\oint_{perimetro} |E|^2 dl} \quad (19)$$

Para o caso em que a abertura é retangular.

$$K = \frac{L}{4} \quad (20)$$

e

$$\frac{G_t}{l} = \frac{G_{rad}}{W} \quad (21)$$

Onde G_{rad} é a condutância devido a radiação.

A largura de banda fracional da antena é inversamente proporcional a Q_t da antena, sendo definida pela equação 22.

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_t} \quad (22)$$

Porém, a equação 22 não é uma representação ideal, uma vez que não leva em consideração o casamento de impedância entre os terminais e a antena. Dessa forma, uma abordagem mais fidedigna para a largura de banda fracional leva em consideração frequências

em que o *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR)¹ na entrada nos terminais de entrada é menor ou igual a um máximo desejado, assumindo que o VSWR é a unidade na frequência de projeto.

A equação 23 representa a correção das considerações supracitadas referentes a equação 22.

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{VSWR - 1}{Q_t \sqrt{VSWR}} \quad (23)$$

Geralmente a largura de banda BW é proporcional ao volume, o qual, para uma antena *patch* em uma frequência de ressonância constante pode ser expressa pela equação 24.

$$BW \sim volume \sim \frac{1}{\epsilon_r} \quad (24)$$

Uma aproximação aceitável para banda de passagem, considerando que o $VSWR \leq 2$, $|\Gamma| \leq \frac{1}{3}$ (que é o coeficiente de reflexão nos terminais de entrada da antena), desde que a potência das ondas de superfície seja muito menor que a irradiada, é representada pela equação 25.

$$BW = \left[\frac{16}{3\sqrt{2}} \right] \left[\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right] \left[\frac{h}{\lambda_0} \right] \left[\frac{W}{L} \right] \quad (25)$$

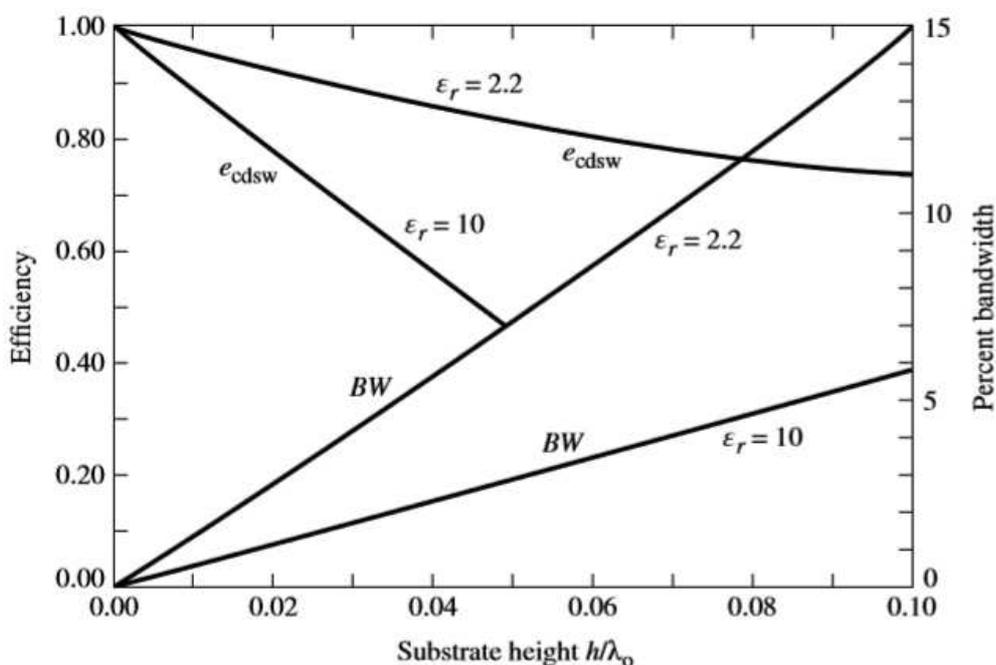
A equação 25 é válida para o caso em que $h \ll \lambda_0$. Uma variação típica da largura de banda para uma antena *microstrip* em função da altura normalizada do substrato, para dois substratos diferentes, é mostrada na figura 6. É evidente que a largura de banda aumenta à medida que a altura do substrato aumenta.

A eficiência de irradiação e_{cdsw} da antena pode ser expressa pela equação 26, e é definida como a potência irradiada pela potência de entrada.

$$e_{cdsw} = \frac{Q_t}{Q_{rad}} \quad (26)$$

¹é a medida do casamento de impedância entre cargas quaisquer com a impedância característica de uma linha de transmissão ou guia de ondas. Incompatibilidades de impedância resultam em ondas estacionárias ao longo da linha de transmissão. VSWR é definida como a relação entre a amplitude da onda estacionária parcial em o ponto de máxima tensão e a amplitude em um de tensão mínima

Figura 6 – Eficiência e Largura de Banda x altura do substrato em uma frequência constante ressonante para um *patch* retangular para dois substratos diferentes

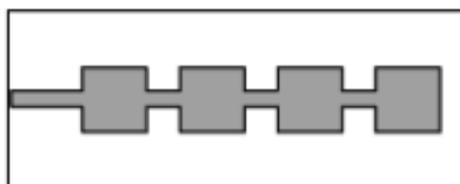


Fonte: Balanis, Constantine A., Antenna Theory Analysis and Design, p.825

2.3.1.4 MATRIZES DE ANTENA

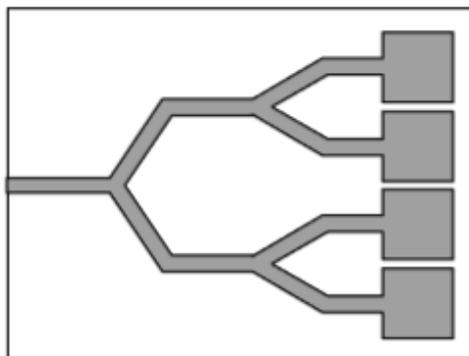
Arrays ou matrizes de antenas são extremamente versáteis em termos de sintetizar um design de projeto específico, sendo úteis em casos que precisa-se modificar o comportamento padrão de uma antena individual, como incrementar o ganho do sistema aumentando a diretividade, ao custo de restringir a área de transmissão do si. Matrizes de antenas podem ser definidos em dois tipos, sejam eles, rede de alimentação em série, como apresentado na figura 7, ou por um arranjo conhecido como rede de alimentação paralela, conforme mostrado na figura 8.

Figura 7 – Alimentação em Série



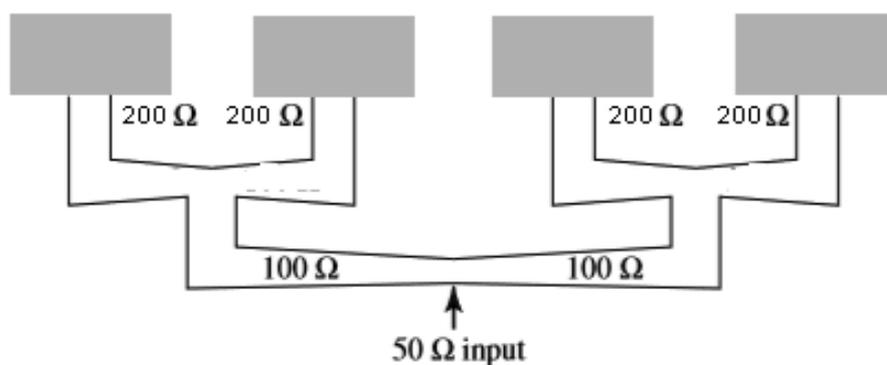
Fonte: Balanis, Constantine A., Antenna Theory Analysis and Design, p.834

Figura 8 – Alimentação em Paralelo



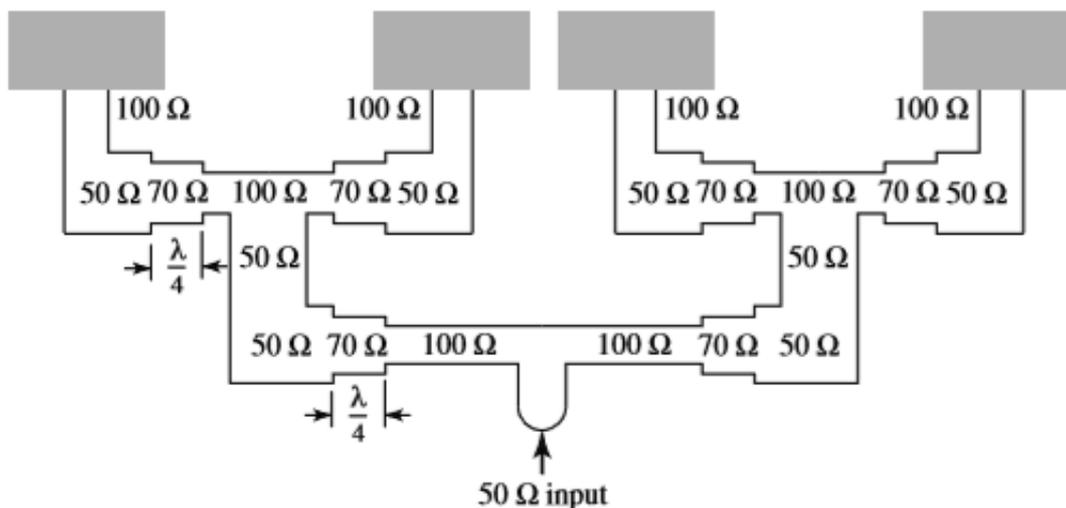
Fonte: Balanis, Constantine A., Antenna Theory Analysis and Design, p.834

Antenas em paralelo, como é o caso dos *arrays* escolhidos em nosso projeto, apresentam-se em um número equivalente a uma potência de 2^n , sendo que as linhas *microstrip* que ligam cada elemento do conjunto devem ser projetadas respeitando o casamento de impedância especificado para o projeto. Isso pode ser alcançado de duas formas diferentes, sendo que ambas são apresentadas nas figuras 9 e 10, em que é feito o casamento para uma entrada de 50Ω .

Figura 9 – Linhas afiladas para casar a impedância de antenas de 200Ω à uma entrada de 50Ω 

Fonte: Balanis, Constantine A., Antenna Theory Analysis and Design, p.835

Figura 10 – Transformadores em $\lambda/4$ para casar a impedância de antenas de 100Ω à uma entrada de 50Ω

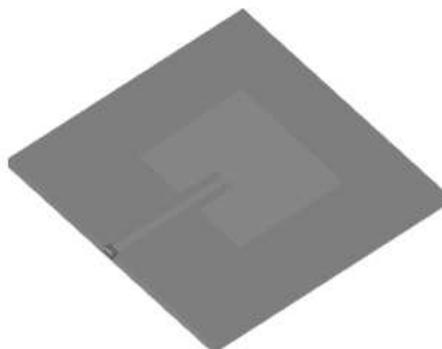


Fonte: Balanis, Constantine A., Antenna Theory Analysis and Design, p.835

As matrizes alimentadas em série são mais facilmente fabricadas e pode ser aplicada a matrizes lineares e planas com polarização simples ou dupla, porém apresentam limitações quanto à designs de frequências variáveis. Além disso, quaisquer alterações em um dos elementos ou nas linhas de alimentação afetam o desempenho das outras. Portanto, em um projeto, é importante poder levar em conta esses e outros efeitos, como acoplamento mútuo e reflexos internos. Já matrizes em paralelo são mais genéricas e versáteis, possibilitando ao projetista maior controle da alimentação de cada elemento (em amplitude e fase) e é ideal para varredura de matrizes faseadas, matrizes multifeixe ou matrizes de feixe de forma.

2.3.2 ANTENA RETANGULAR

Antena *patch* retangular é a mais comum dentre as *microstrip*, sendo adequada para integração direta com circuitos *microstrip*, uma vez que ambas podem ser gravadas no mesmo substrato. Devido a faixa de transmissão de sua entrada, esse tipo de antena pode ser projetada para uma grande variedade de impedâncias sem a necessidade de circuitos externos para seu casamento. Essa antena é popular como elemento de matriz, mas, para grandes matrizes, a radiação da rede de alimentação pode afetar consideravelmente o desempenho.

Figura 11 – Exemplo de antena *patch* retangular

Fonte: *Antenna Magus*

2.3.2.1 RESUMO DAS PROPRIEDADES DA ANTENA

Tabela 1 – Características gerais antena retangular.

	Típico	Mínimo	Máximo
Polarização	Linear	-	-
Padrão de Radiação	Lobo único em torno da antena	-	-
Ganho [dBi]	6	5	8
Performance da banda de passagem [%]	1	0.5	15
Complexidade	Moderada	-	-
Impedância [Ω]	50	50	300
Balun	Não necessário	-	-

Fonte: *Antena Magus*

2.3.2.2 MÉTODO DE ALIMENTAÇÃO

A antena retangular é alimentada através de uma linha *microstrip* conectado ao *patch*, sendo que sua impedância de entrada pode ser controlada variando a distância de inserção a partir da borda do *patch*.

2.3.2.3 MECANISMO DE OPERAÇÃO

O *patch* pode ser visto como uma cavidade ressonante com ranhuras radiantes em cada extremidade do *patch*. Os campos de franjas atuam para estender o comprimento efetivo do *patch*, assim, o comprimento de meia onda do *patch* geralmente tem menos de meio comprimento de onda do dielétrico médio.

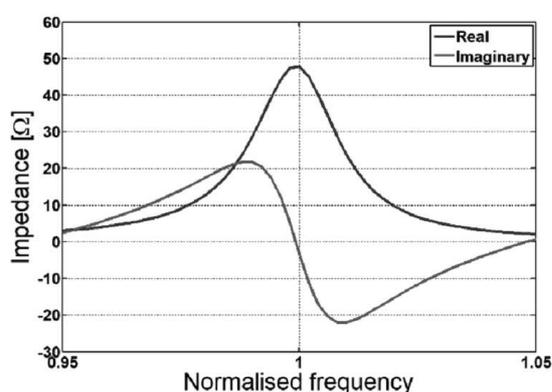
2.3.2.4 PERFORMANCE

As antenas *patch* retangulares têm ganho moderado e largura de banda estreita. O desempenho da largura de banda é principalmente limitada pela impedância.

2.3.2.5 CARACTERÍSTICAS DA IMPEDÂNCIA

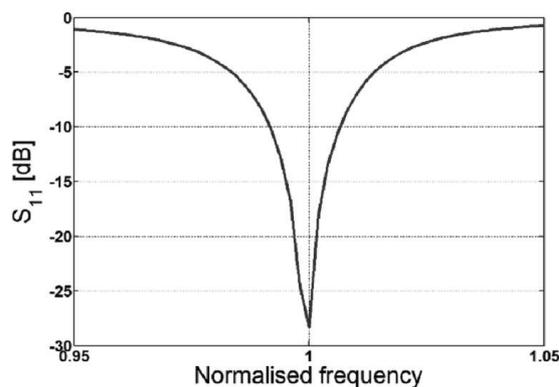
Essas antenas geralmente operam perto da ressonância para obter uma impedância de entrada com valor real. A impedância de entrada é determinada pela distância inserida da borda do *patch* onde a linha de alimentação é conectada ao *patch*; isso pode ser usado para controlar a parte real da impedância de entrada com bastante precisão.

Figura 12 – Impedância de entrada típica x frequência normalizada



Fonte: *Antenna Magus*

Figura 13 – Coeficiente de reflexão típica x frequência normalizada



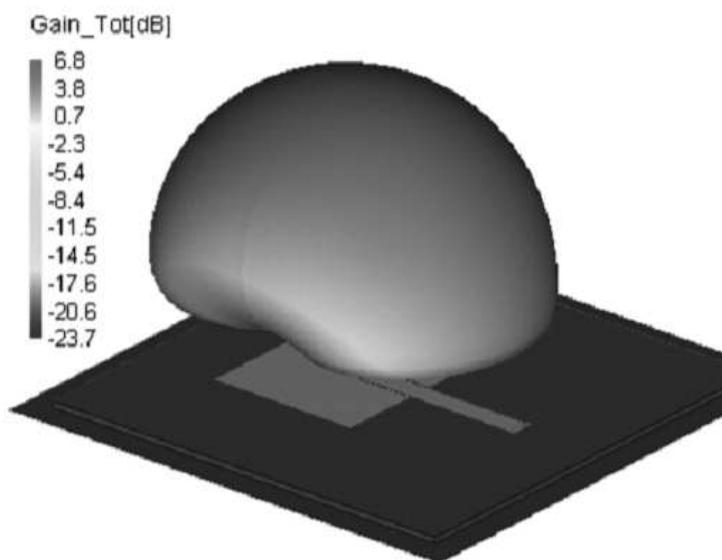
Fonte: *Antenna Magus*

2.3.2.6 CARACTERÍSTICAS DE RADIAÇÃO

O padrão de uma antena retangular é bastante amplo, com uma direção máxima normal ao plano da antena e um nulo nas direções tangenciais ao plano do solo. Em planos de

solo menores, a profundidade nula é reduzida.

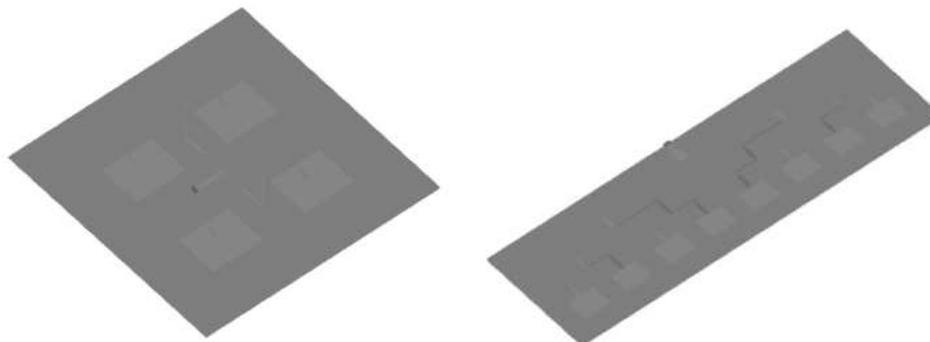
Figura 14 – Padrão de radiação da antena retangular



Fonte: *Antenna Magus*

2.3.3 ARRANJO DE ANTENAS MxN

A natureza bidimensional das matrizes planas resulta em estruturas versáteis, que são capazes de fornecer padrões de radiação especificados com lóbulos laterais baixos. Devido ao seu baixo peso e perfil, as matrizes de *patch* são adequadas para inúmeras aplicações de ondas de micro-ondas e milimétricas, ou quando são necessárias matrizes de conformação embutidas. O uso de *patches* alimentados por inserção permite um controle muito maior sobre as várias impedâncias da linha de rede de alimentação, mantendo-as todas dentro de um intervalo menor para uma correspondência geral aprimorada e uma manufatura mais simples. A redução de eficiência, devido a perdas dielétricas ôhmicas, perdas de ondas de superfície e radiação espúria da rede de alimentação, pode ser preocupante, especialmente em grandes matrizes.

Figura 15 – Exemplos de matrizes de antenas *patches*Fonte: *Antenna Magus*

2.3.3.1 RESUMO DAS PROPRIEDADES DAS MATRIZES DE ANTENAS

Tabela 2 – Características gerais *Array 2x2*.

	Típico	Mínimo	Máximo
Polarização	Linear	-	-
Padrão de Radiação	Unidirecional	-	-
Ganho [dBi]	13	8	20
Performance da banda de passagem [%]	3	2	5
Complexidade	Média	-	-
Impedância [Ω]	50	50	150
Balun	Não necessário	-	-
Aplicação	Estação Wi-Fi	-	-

Fonte: Antena Magus

Tabela 3 – Características gerais *Array 4x1*.

	Típico	Mínimo	Máximo
Polarização	Linear	-	-
Padrão de Radiação	Feixe de leque amplo	-	-
Ganho [dBi]	11	5	20
Performance da banda de passagem [%]	3	2	5
Complexidade	Média	-	-
Impedância [Ω]	50	50	150
Balun	Não necessário	-	-
Aplicação	Estação Wi-Fi	-	-

Fonte: Antena Magus

2.3.3.2 MÉTODO DE ALIMENTAÇÃO

O arranjo de *microstrip* M por N pode ser alimentado usando diversas técnicas. O *array* de *microstrip* de camada única, como usado aqui, é alimentado por uma rede em paralelo com as linhas de alimentação impressas no mesmo lado do substrato que os elementos de *patch*. Os *patches* co-polarizados desta antena são alimentados a partir de um único ponto de alimentação. Seções afiladas podem ser usadas em cantos de 90°, bem como em junções em T para reduzir a incompatibilidade devido a reflexões de descontinuidades. Transformadores de quarto de onda foram adicionados antes de cada junção em T, bem como em cada elemento *patch*, para permitir algum grau de correspondência de impedância.

As perdas ôhmicas e dielétricas na rede de alimentação, bem como a radiação parasita da rede de alimentação, resultam em limitações na eficiência da antena. O uso de dielétricos com baixa tangente de perdas neutraliza alguns desses mecanismos de perda.

2.3.3.3 MECANISMO DE OPERAÇÃO DE MATRIZES DE ANTENAS

A operação desta antena pode ser explicada usando a teoria da antena de *patch*, combinada com alguma teoria geral da disposição. O *patch* único pode ser visto como uma cavidade ressonante (BALANIS, 2016) com ranhuras radiantes em cada extremidade do *patch*. Os campos de franjas atuam para estender o comprimento efetivo do *patch*, com o resultado de que o comprimento do *patch* de meia onda tem menos de meio comprimento de onda no meio dielétrico. Embora a teoria de *patch* simples não leve em consideração os efeitos de acoplamento mútuo, o que pode ser significativo para os *patches* de *microstrip*, ele pode ser usado para obter uma aproximação de primeira ordem do padrão de *patch* resultante. O campo total da matriz é determinado pela adição vetorial dos campos irradiados pelos elementos individuais, assumindo que a corrente em cada elemento é a mesma que a do elemento isolado. (BALANIS, 2016)

2.3.3.4 PERFORMANCE

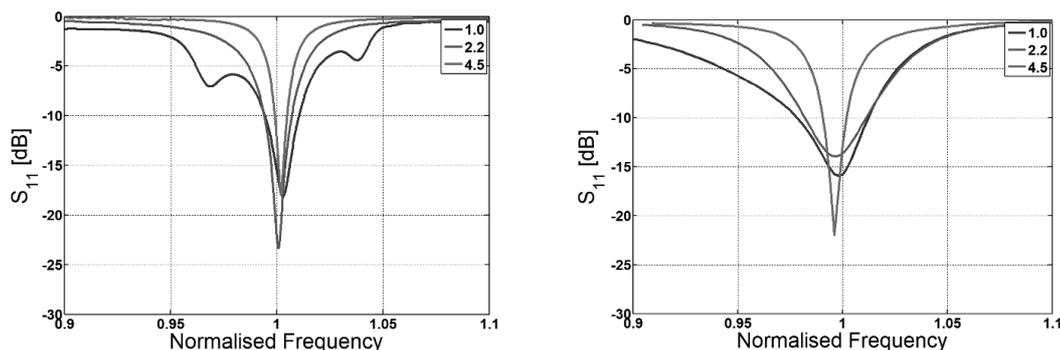
Ambas as matrizes têm ganho de cerca de 13 dBi e uma largura de banda relativamente estreita de 3%, em média. A largura de banda de desempenho é principalmente limitada pela impedância.

2.3.3.5 CARACTERÍSTICAS DA IMPEDÂNCIA

Cada antena de *patch* geralmente opera próximo à ressonância para obter uma impedância de entrada de valor real. A impedância de entrada é determinada pela distância de inserção a partir da borda do *patch* - usada para controlar a parte real da impedância de entrada com precisão. A rede de alimentação em paralelo usa seções correspondentes e linhas adicionais para permitir uma variedade de designs de impedância de entrada permitidos.

Na figura 16 estão os valores típicos esperados para diferentes permissividades elétricas das matrizes de antena 2x2 e 4x1, respectivamente. Para os gráficos, foi considerado uma impedância de entrada de 50Ω em um substrato de espessura de 2% (no meio). Através das imagens, é fácil concluir que a largura de banda diminuirá conforme a permissividade relativa aumenta.

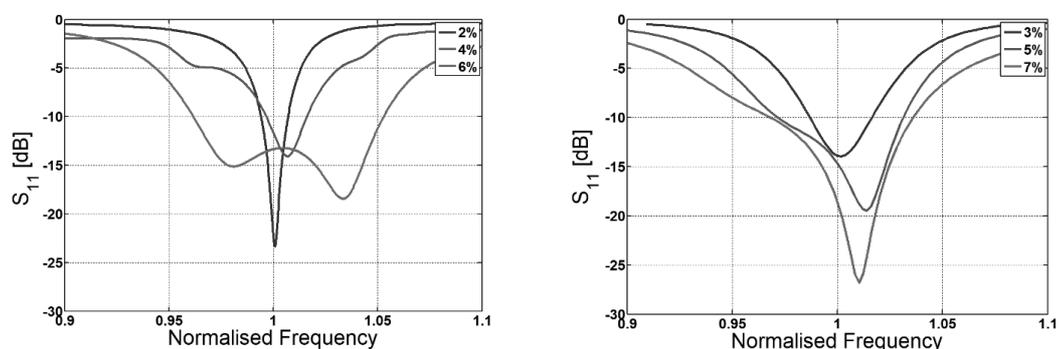
Figura 16 – Coeficiente de reflexão (S_{11}) típico para diferentes permissividades elétricas relativas das matrizes de antenas 2x2 e 4x1, respectivamente



Fonte: *Antenna Magus*

Por outro lado, a largura de banda aumentará à medida que a altura do substrato aumenta - até certo ponto. Na figura 17 estão os valores típicos para diferentes espessuras de substrato das matrizes de antena 2x2 e 4x1, respectivamente. As curvas foram obtidas considerando uma impedância de entrada de 50Ω com permissividade elétrica relativa constante de 2,2.

Figura 17 – Coeficiente de reflexão típico para diferentes espessuras de substrato das matrizes de antenas 2x2 e 4x1, respectivamente



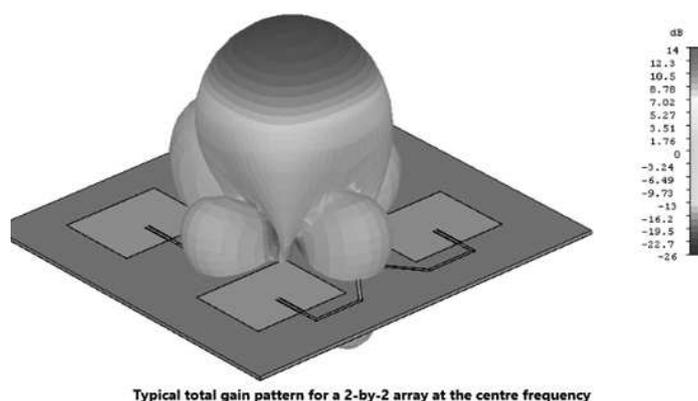
Fonte: *Antenna Magus*

2.3.3.6 CARACTERÍSTICAS DE RADIAÇÃO 2x2

A matriz de *patches* 2 por 2 tem um ganho de aproximadamente 13 dBi. No entanto, os parâmetros do substrato, bem como o espaçamento dos *patches*, podem influenciar um

pouco o padrão. O padrão de radiação, especialmente os níveis de lóbulos laterais, serão influenciados pela rede de alimentação, assim como o tamanho do substrato e plano de terra. O padrão de radiação 3D mostrado abaixo é para uma matriz de *patch* com rede de alimentação física em um substrato e plano de terra finito.

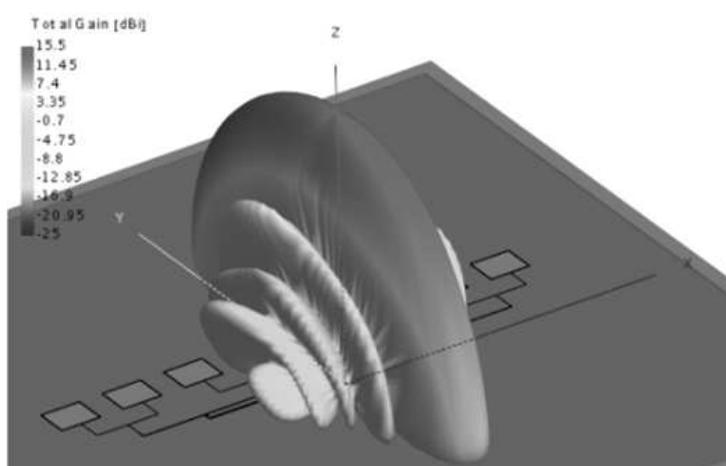
Figura 18 – Padrão de radiação da antena *patch* 2x2



2.3.3.7 CARACTERÍSTICAS DE RADIAÇÃO $N \times 1$

O ganho da matriz de *patches* N por 1 pode variar de 5 dBi a 20 dBi dependendo do número de elementos de correção, tais como os parâmetros do substrato, bem como o espaçamento dos *patches*. O padrão de radiação, especialmente os níveis de lóbulos laterais, será influenciado pela rede de alimentação, e tamanho do substrato e seu plano de terra. O padrão de radiação 3D mostrado na figura 19 é para uma matriz de *patch* de 8 por 1 com rede de alimentação física em um substrato e com plano de terra infinitamente grande.

Figura 19 – Padrão de radiação de uma matriz de antena *patch* 8x1



3 MATERIAIS E MÉTODOS

3.1 TRANSMISSOR

3.1.1 GERAÇÃO DE RF

Para que tivéssemos um sinal de maior intensidade no receptor, foi desenvolvido um circuito transmissor responsável pela geração de um sinal na frequência desejada, inicialmente em 5,8 GHz, sendo alterada posteriormente para 5,3 GHz devido as características da antena e dos componentes escolhidos. O sistema tem uma transmissão direcional ao circuito receptor através de um arranjo de antenas *patches* projetado para ambos circuitos.

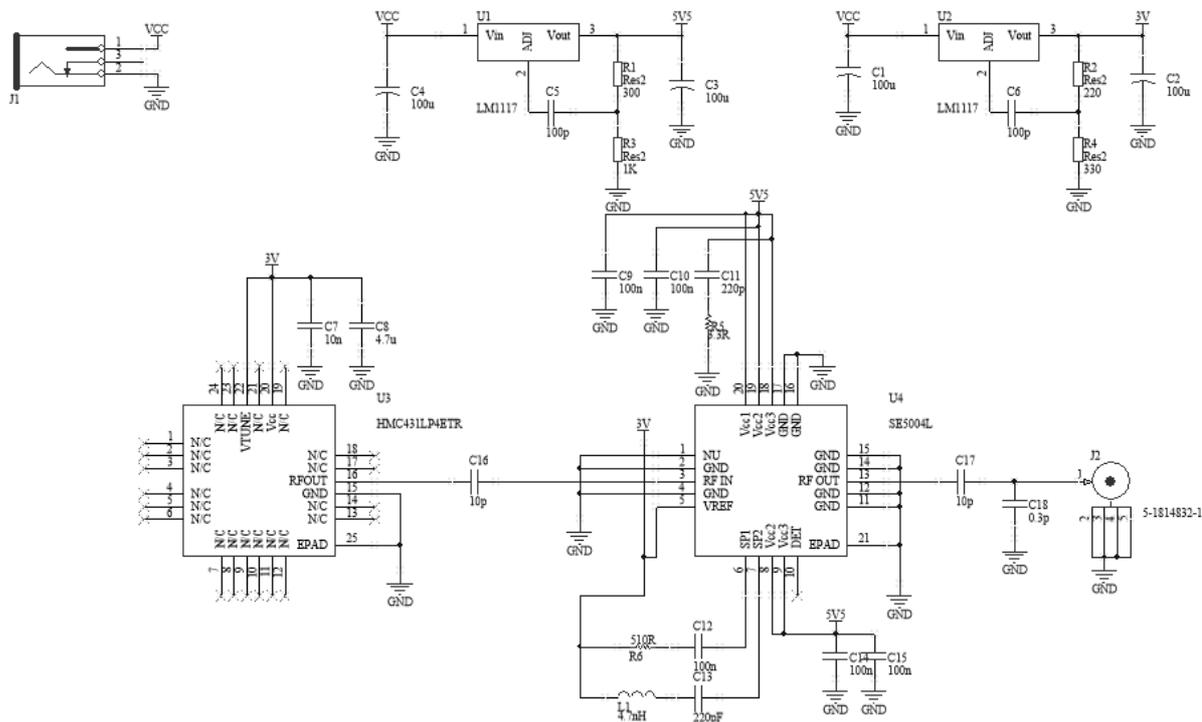
Para a geração de nosso sinal, optamos pelo uso de um VCO (Voltage Controlled Oscillator). O VCO é um oscilador que gera um sinal de saída cuja frequência é controlada por uma tensão de entrada. A frequência do sinal de saída varia proporcionalmente a uma tensão de entrada, partindo de poucos Hz e podendo chegar a centenas de GHz, a medida que a tensão de entrada aumenta.

3.1.2 O CIRCUITO TRANSMISSOR

Para o projeto do circuito transmissor, utilizamos uma entrada de alimentação de 5V com um plug Jack. Com essa alimentação, temos um regulador de tensão LM317, para uma saída de 3.3V. Esses valores de tensões são necessários para os principais componentes desse circuito: o HMC430LP4, VCO da *Analog Devices*, e SE5004L, amplificador de RF da *Skyworks*.

Os componentes do circuito foram escolhidos seguindo os critérios de realizar a função necessária para o sistema, menor preço e alta disponibilidade no mercado ou rápido tempo de fabricação. O esquemático referente ao projeto do transmissor é exibido na figura 20.

Figura 20 – Esquemático do Transmissor de RF

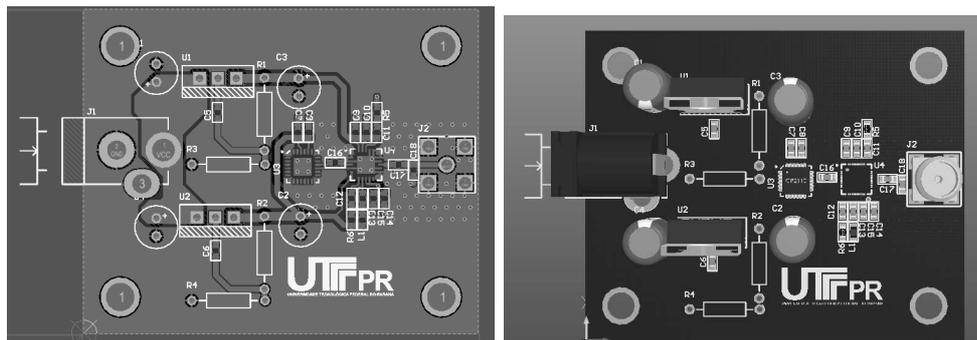


Como mencionado anteriormente, o circuito possui uma entrada de 5 V e um regulador de tensão na entrada para gerar a tensão necessária para alimentar o HMC430LP4 e o SE5004L. Estes componentes são alimentados com 3,3 e 5,5 V, respectivamente. Esses valores foram definidos de modo a gerar o sinal na saída do oscilador na frequência desejada - 5,3 GHz na teoria e 5,2 GHz na prática – e de modo a definir o ganho desejado no circuito integrado do amplificador.

Nota-se que para ambos componentes utilizamos os pinos responsáveis para a sintonia e/ou configuração compartilhados com a tensão de alimentação de cada circuito integrado. Assim, V_{tune} , responsável por sintonizar em uma frequência de acordo com sua tensão de entrada, irá possuir 3,2 V de tensão, enquanto o amplificador é regulado através das tensões V_{cc1} , V_{cc2} e V_{cc3} . Como, nesse caso, todas essas tensões estão ligadas na alimentação desse CI, o máximo ganho do circuito está sendo obtido.

Na disposição dos componentes na PCB, buscou-se deixar os principais componentes: VCO, o amplificador e o conector SMA bem próximos a fim de tentar reduzir ao máximo a impedância associada ao tamanho das trilhas, visto que principalmente esses componentes irão trabalhar com sinais de frequência altas. Outro detalhe importante no projeto, foi ter um plano de terra passando debaixo de todas as trilhas que operam nessas frequências elevadas, no intuito de evitar interferências.

Figura 21 – PCB do Transmissor em 2D e 3D, respectivamente



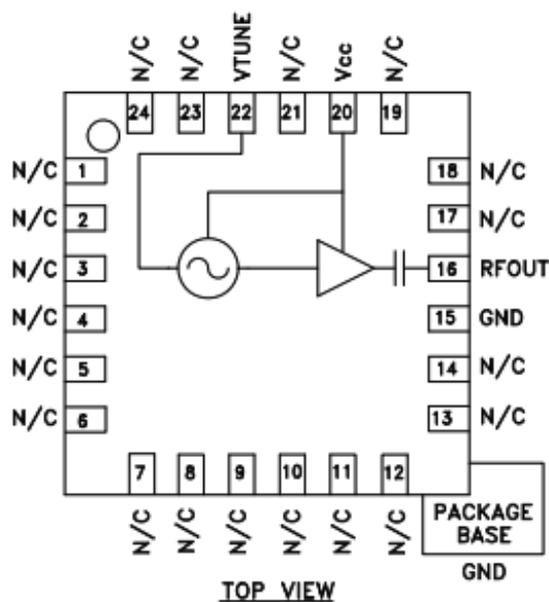
3.1.3 OSCILADOR CONTROLADO POR TENSÃO

O HMC430LP4 é um oscilador controlado por tensão (VCO), o componente é um circuito integrado (MMIC) - que opera em frequências de micro-ondas – constituído de um transistor bipolar de hetero-junção (HBT) com ressonadores integrados, dispositivos de resistência negativa, diodos de capacitância variada e amplificadores de buffer.

A junção do transistor recebe esse nome pois sua base e seu emissor são feitos de dois materiais diferentes, Arsenieto de Gálio e Fosfeto de Índio e Gálio. A hetero-junção melhora a junção bipolar, permitindo trabalhar com frequências muito altas, podendo chegar até centenas de GHz em alguns dispositivos. Esse tipo de junção é comumente encontrado nos circuitos ultrarrápidos modernos, principalmente em sistemas de radiofrequência (RF) e em aplicações que exigem alta eficiência energética, como amplificadores de potência de RF em telefones celulares.

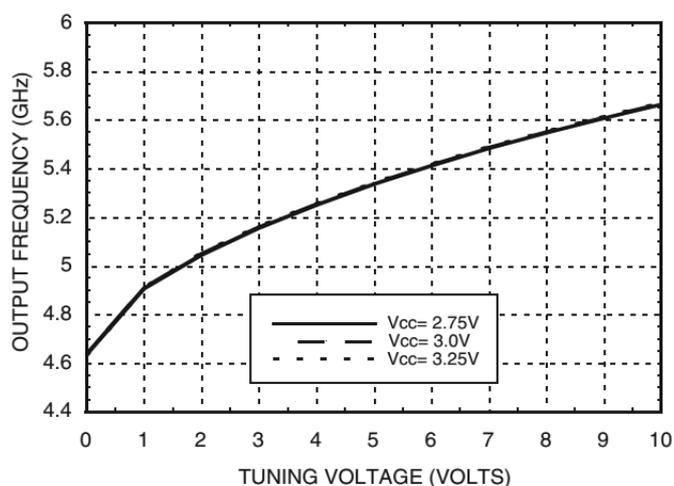
O VCO apresenta um excelente desempenho sobre condições de ruídos de temperatura, choque e vibração devido à estrutura monolítica do oscilador. A potência de saída típica do componente é de 2 dBm considerando uma alimentação de 3,3 V.

Figura 22 – HMC430LP4, da Analog Devices



Apesar do CI possuir 24 pinos, como mostra a figura 22, apenas 4 deles são utilizados e conectados. O V_{CC} para a alimentação do circuito, o GND para o aterramento do circuito, o V_{TUNE} para sintonizar a frequência desejada no sinal de saída e o RF_{OUT} para a saída do sinal desejado. Para o correto funcionamento desse componente, segundo o datasheet fornecido pelo fabricante (DEVICES, 2018), as linhas de transmissão de sinal devem possuir impedância de 50Ω .

Ainda de acordo com o documento do fabricante, escolhemos utilizar a tensão de referencia (V_{TUNE}) com 3 V através da curva tensão de sintonia (Volts) \times frequência de saída (GHz), em 25°C . A escolha por esse valor justifica-se pelo fato do amplificador SE5004L não operar sobre frequências menores que 5,15 GHz e pelo fato de já termos uma tensão de 3,3 V em um dos reguladores de tensão do circuito.

Figura 23 – Gráfico $V_{tune} \times$ Frequência de saída**Frequency vs. Tuning Voltage, $T=25^{\circ}\text{C}$** 

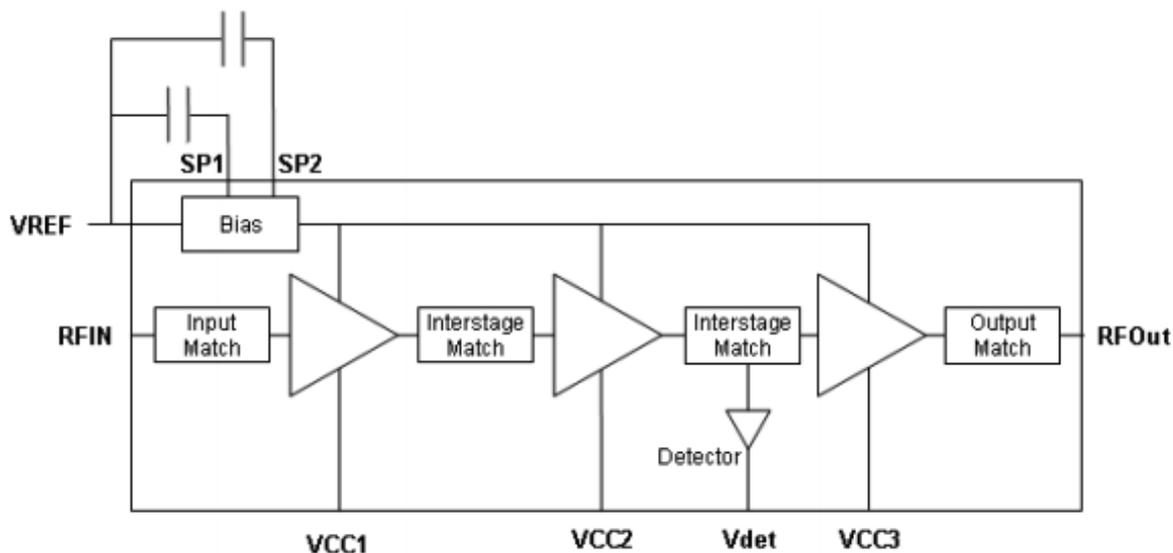
É importante lembrar, também, que as trilhas com sinal de RF devem possuir impedância de $50\ \Omega$, enquanto os pinos de GND e o pad térmico (localizado embaixo do CI) devem estar conectados diretamente ao plano de terra. Outra técnica de projeto para esse tipo de circuito é ter um número suficiente de vias para conectar os planos de aterramento dos *layers* de cima e de baixo da placa, aumentando assim o plano de terra e blindando ainda mais o sinal de saída.

3.1.4 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA

O SE5004L é um amplificador de potência em frequências de 5 GHz que fornece alta potência linear para aplicações *wireless*. Para essas aplicações, o CI se encaixa nos requisitos do IEEE802.11a & 802.11n, e entrega aproximadamente 26 dBm de potência linear a 5 V.

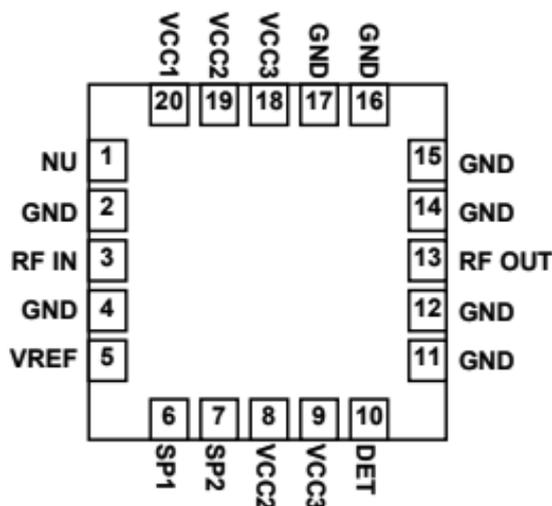
O amplificador mencionado oferece uma grande integração para um projeto simplificado, acelerando o tempo de um produto ir para o mercado e fornecendo um melhor rendimento na produção das placas para uma aplicação. O dispositivo, da figura 24, integra casamentos de impedância na entrada, entre cada estágio e na saída, além do detector de potência com intervalo dinâmico de 15 dB e um filtro notch para a frequência de 3.8 GHz. Por fim, fez-se necessário adicionar apenas seis capacitores de desacoplamento para completar o projeto.

Figura 24 – Diagrama Funcional do SE5004L

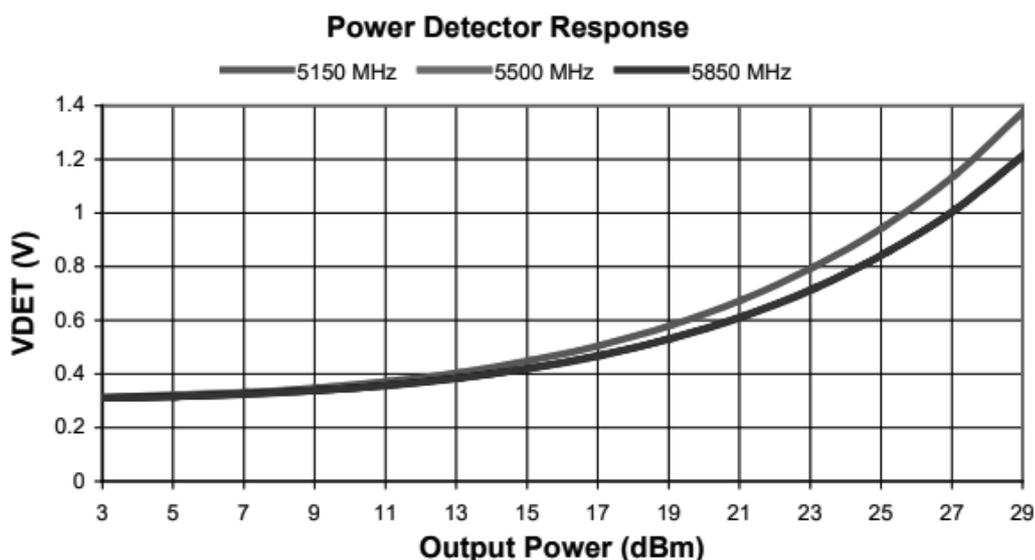


O componente contém uma compensação de temperatura para a tensão responsável pelo ativamente do circuito. Dessa forma, para fazer o amplificador funcionar é necessário aplicar somente uma tensão de 2,85V no pino de tensão de referência (V_{REF}). O diagrama de *pin out* do componente pode ser observado na figura 25.

Figura 25 – Diagrama de Pinos do SE5004L



O SE5004L também é constituído de um detector de potência para monitoramento de loop fechado do circuito e controle da potência de saída. Logo, através da tensão medida no pino 10 (DET), consegue-se descobrir a potência do sinal na saída do amplificador, com base na curva Potência de Saída (dBm) $\times V_{DET}$ (V) fornecida no datasheet da *Skyworks* (SKYWORKS, 2012), como mostra a figura 26.

Figura 26 – Curva Potência de Saída (dBm) \times V_{DET} 

Um dos grandes desafios encontrados no projeto do transmissor foi a dissipação de calor elevada encontrada no amplificador após feita a placa e testes. Essa dissipação não havia sido mencionada anteriormente em nenhum *datasheet* e para isso teve-se de ser feitas adaptações ao projeto, bem como o acoplamento de um cooler para dissipação do calor.

O calor excessivo na placa estava fazendo com que a frequência estabelecida se deslocasse do projetado. Além disso, quanto mais quente a placa ficava menor era a potência de saída do amplificador. Após a introdução do sistema resfriador foi possível manter mais estável a frequência e a potência de saída.

3.2 RECEPTOR

Muitos são os desafios ao se desenvolver um circuito capaz de processar sinal de radiofrequência de baixa potência que atue na ordem de gigahertz. Desde a escolha dos componentes até as propriedades do cobre devem ser minuciosamente estudadas com intuito de reduzir ruídos relacionados à reflexão, indutâncias parasitas ou mesmo dissipação de energia pelos componentes da placa. O projeto do receptor funciona em três etapas: casamento de impedância e filtros, quadruplicador de tensão e acumulador de cargas. A primeira diminui as perdas por reflexão e filtra apenas a frequência desejada, a segunda é responsável por transformar a onda senoidal recebida em contínua além de multiplicar a tensão do sinal de forma que este seja suficiente para estimular o circuito integrado (CI) que controla o carregamento e descarregamento da bateria, a terceira se refere ao acúmulo de cargas na bateria respeitando a configuração estabelecida no CI escolhido.

3.2.1 Captação de Energia

Energy Harvesting é um termo do inglês que consiste na técnica de captar energia a partir de fontes externas, tais como, energia solar, térmica, radiofrequência, entre outras, com intuito de alimentar *wearable devices* ou mesmo sensores autônomos sem fio. Por necessitar de recursos abundantes em meios urbanos, pode ser considerada uma fonte de energia limpa e eficiente para alimentação de dispositivos de baixo consumo.

Nesse projeto focaremos na utilização da energia proveniente de ondas eletromagnéticas, as quais nos cercam a todo momento devido aos inúmeros dispositivos que fazem uso dessa tecnologia. Como parte da validação acadêmica conceitual, nos propomos gerar a forma de onda em uma frequência não comercial e com potência maior que a comumente encontrada no meio ambiente, dessa forma seremos capazes de estudar a potencialidade do projeto de forma mais controlada e efetiva.

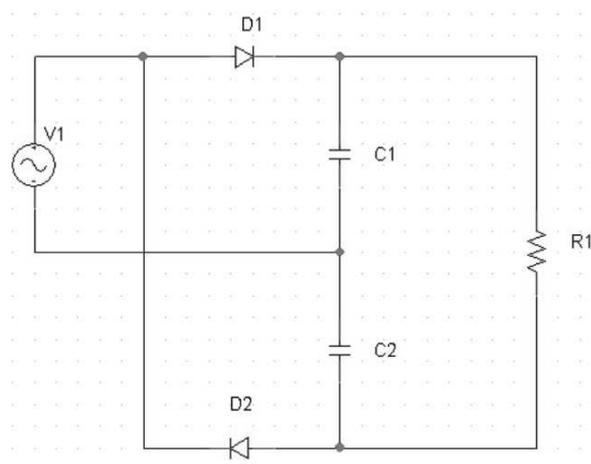
Uma vez que projetos de captação de energia não conseguem fornecer uma grande quantidade de cargas elétricas instantaneamente, é necessário que haja um processo eficiente para seu acúmulo, sendo necessário dedicar atenção redobrada a escolha dos componentes para que estes consumam e gerem o mínimo de energia e ruído, respectivamente.

3.2.2 MULTIPLICADOR DE TENSÃO

Multiplicador de tensão é um tipo de circuito retificador baseado na associação de diodos e capacitores que produz uma tensão algumas vezes maior que o sinal aplicado na entrada. Esse tipo de circuito é usualmente utilizado quando deseja-se aumentar a tensão sem que para isso necessite de um transformador. Geralmente a saída do multiplicador de tensão é limitada pelo valor de pico do sinal de entrada, porém, através da combinação de diodos retificadores e capacitores é possível efetivamente aumentar a tensão da entrada alternada.

3.2.2.1 MULTIPLICADOR DE TENSÃO DE ONDA COMPLETA

Figura 27 – Multiplicador de Tensão de Onda Completa



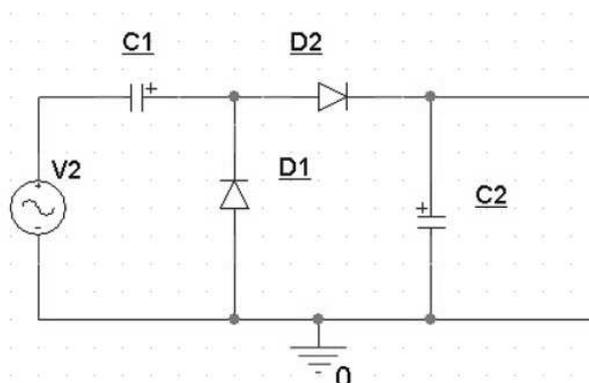
O Multiplicador de Tensão de Onda Completa é um circuito composto pela junção de dois retificadores de meia onda, os quais são ajustados de tal forma que eles funcionem individualmente um no semiciclo positivo e o outro no negativo da senóide de entrada. Como cada um dos capacitores carregará até que estabeleçam uma diferença de potencial igual a tensão de pico da entrada (V_p) e a saída do circuito está ligada simultaneamente aos dois capacitores, pode-se dizer que a tensão neste ponto é igual a soma das cargas neles acumuladas, portanto $2V_{pp}$. Por aumentar a tensão de saída com relação a de pico da entrada na proporção do número de estágios multiplicadores que forem colocados no sistema, o circuito pode ser chamado de multiplicador, já a parte que se refere à onda completa se deve ao fato de que cada diodo conduz durante um semiciclo da onda de entrada.

Teoricamente, a tensão produzida por um circuito multiplicador de tensão é ilimitada, porém devido à regulação de tensão ser relativamente ruim e ter capacidade de corrente baixa, os circuitos geralmente são projetados para aumentar a tensão por um fator menor que dez. Entretanto, se projetados corretamente em torno de um transformador adequado, tais circuitos são capazes de produzir tensões de saída com de até dezenas de milhares de volts, dependendo de seu valor original de tensão de entrada, mas todas com correntes na faixa de miliampères.

3.2.2.2 MULTIPLICADOR DE TENSÃO DE MEIA ONDA

Apesar de termos apresentado o dobrador de tensão de onda completa, a abordagem escolhida pela equipe nesse projeto foi utilizar o dobrador de tensão de meia onda. Isso se deve ao fato de nesta topologia haver um ponto de terra comum entre a entrada do sistema e sua saída, o que facilita o design do projeto.

Figura 28 – Multiplicador de Tensão de Meia Onda



O capacitor C_1 é carregado através do diodo D_1 durante o ciclo negativo até o valor de pico da tensão de entrada. Como não há para onde a energia acumulada no capacitor C_1 dissipar, este age no circuito como uma fonte para o estágio seguinte, fazendo com que, durante o ciclo positivo, o capacitor C_2 seja carregado através do diodo D_2 com tensão equivalente a de pico a pico da entrada, uma vez que sua carga será a soma da tensão de pico do semiciclo

positivo com a carga acumulada em C1 durante o semiciclo negativo. Assumindo que a forma de onda de entrada é simétrica e o circuito é sem perdas, a tensão de saída será simplesmente uma tensão CC igual a duas vezes a tensão de entrada de pico. É importante lembrar que tensão de saída não é instantaneamente $2V_p$, uma vez que aumenta gradualmente em cada ciclo de onda até que os capacitores se estabilizem.

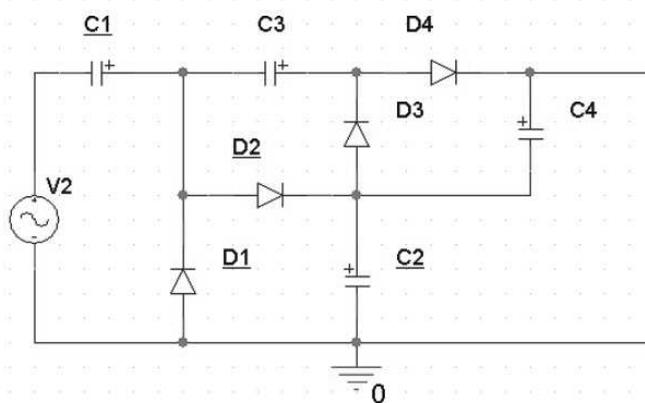
O nome duplicador de tensão de meia onda se deve ao fato de que o capacitor C2 só carrega durante um semiciclo da forma de onda de entrada, portanto, a tensão de saída resultante descarregada na carga tem uma frequência de oscilação igual à frequência de alimentação, enquanto que para o de onda completa a frequência de descarga é o dobro da forma de onda. A desvantagem desse comportamento se deve ao fato de que pode ser difícil suavizar essa grande frequência de ondulação. Além disso, o capacitor C2 deve ter uma tensão nominal CC pelo menos duas vezes o valor da tensão de entrada de pico.

Uma grande vantagem no uso de Circuitos Multiplicadores de Tensão é que eles permitem que diferenças de potencial mais altas sejam criadas a partir de uma fonte de energia de baixa tensão sem a necessidade de um transformador caro, uma vez que o dobrador de tensão torna possível usar um transformador menos robusto do que seria necessário se uma fonte de onda completa comum fosse usada. É importante salientar que esse tipo de circuito fornece correntes baixas e uma carga de resistência alta ($+ 100k\Omega$), sendo necessário estudar bem o projeto e a viabilidade do uso deste artifício. Outro fator interessante desse tipo de circuito é a facilidade em criar uma fonte de tensão inversa, bastando apenas trocar a direção dos diodos e capacitores do circuito.

Além disso, se ligarmos a saída de um circuito multiplicador à entrada de outro, podemos continuar a aumentar a tensão de saída CC em passos inteiros para produzir triplicadores, quadruplicadores, etc.

3.2.2.3 QUADRUPPLICADOR DE TENSÃO

Figura 29 – Quadruplicador



O primeiro estágio multiplicador de tensão duplica a tensão de entrada de pico e o segundo estágio duplica novamente, dando uma saída CC igual a quatro vezes o valor da tensão de pico ($4V_p$) do sinal de entrada senoidal. Além disso, o uso de capacitores de grande valor ajudará a reduzir a tensão de oscilação.

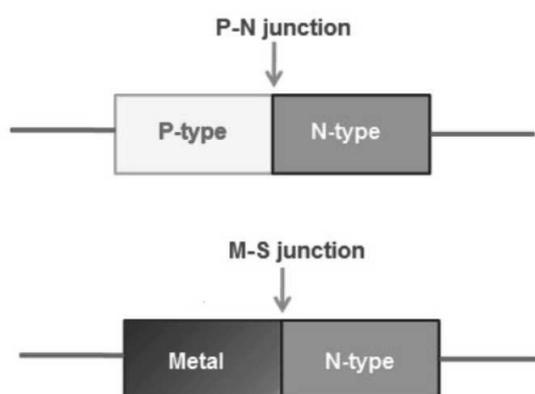
3.2.3 DIODO SCHOTTKY

Segundo (SHAIK,), diodo é um dispositivo eletrônico com dois terminais que conduzem corrente elétrica de forma assimétrica, isto é, possui resistência muito baixa em um sentido, enquanto no outro é muito alta. O tipo mais comum de ser encontrado no mercado é o diodo semicondutor composto por uma peça cristalina de material semicondutor com uma junção P-N conectada a dois terminais elétricos. Apesar desta ser uma configuração consagrada nos mais diversos tipos de aplicação, as características específicas de nosso projeto, tais quais, menor perda de tensão possível para o meio ou componentes e alta frequência do sinal, fizeram com que buscássemos alternativas mais viáveis.

O Diodo de Schottky vem a suprir as necessidades acima citadas, uma vez que apresenta menor queda de tensão quando comparado aos de junção P-N além de poderem ser chaveados muito mais rapidamente.

Em um diodo de junção P-N normal, um semicondutor do tipo P e um semicondutor do tipo N são usados para formar a junção P-N, já no diodo schottky, metais como alumínio ou platina substituem o semicondutor tipo-P. Essa junção é conhecida como junção metal-semicondutor ou junção M-S e cria uma barreira ou camada de depleção conhecida como barreira schottky.

Figura 30 – Junção PN e MS



Fonte: <http://www.physics-and-radio-electronics.com/electronic-devices-and-circuits/semiconductor-diodes/schottkydiode.html>

O diodo Schottky pode ser comutado muito mais rapidamente que o diodo de junção P-N, o que para a nossa aplicação também é essencial. Além disso, produz menos ruído que o

diodo de junção P-N. Essas duas características do diodo schottky o tornam muito útil em circuitos de potência de comutação de alta velocidade.

A barreira de Schottky é uma camada de depleção formada na junção de um metal e um semiconductor do tipo N, ou seja, a barreira schottky é a barreira de energia potencial formada na junção metal-semiconductor que os elétrons precisam superar para fluir através do diodo, a qual é de apenas 0.2 a 0.3 volts nesse tipo de diodo, contra 0.6 a 0.7 volts em um diodo de silício.

A quantidade de tempo necessária para que um diodo mude do estado *ON* para o *OFF* é chamado de tempo de recuperação reversa. Para mudar do estado *ON* (condução) para o estado *OFF* (não condutor), as cargas armazenadas na região de depleção devem ser primeiro descarregadas ou removidas antes da comutação do diodo para o estado *OFF* (não condutor). O diodo de junção P-N não muda imediatamente do estado *ON* para o estado *OFF* porque leva algum tempo para descarregar ou remover cargas armazenadas na região de depleção. No entanto, no diodo schottky, a região de depleção é insignificante. Então o diodo schottky mudará imediatamente do estado *ON* para *OFF*.

Em resumo, as vantagens desse tipo de diodo são a capacidade de trabalhar em altas frequências e produzir menos ruído com relação ao diodo de junção P-N, já as desvantagens estão relacionadas à grande corrente de saturação reversa.

As principais aplicações para os diodos de Schottky são em retificadores de uso geral, radiofrequência (RF), fontes de alimentação, detecção de sinais e circuitos lógicos.

Na escolha dos nossos diodos levou-se em conta o tempo de recuperação reversa, a tensão da barreira Schottky e o custo do componente. Existem no mercado algumas opções muito boas com tempos de resposta e tensão de barreira baixíssimos, porém esses são componentes difíceis de se encontrar em estoque e consideravelmente caros. Optamos assim por componentes mais comuns com frequência em torno de 5,8 a 6 GHz de tempo de comutação e em torno de 0,25 a 0,3 volts de tensão de barreira.

3.2.4 AUMENTADOR DE TENSÃO E CARREGAMENTO

Aumentadores de tensão são circuitos de potência que aumentam a tensão em sua entrada ao custo de abaixar a corrente na saída do mesmo, podendo este ser CC-CC, CC-CA, CA-CC ou CA-CA. Os componentes necessários e sua disposição no circuito dependem do tipo de conversão desejada, sendo que os mais comuns são transformadores, indutores e capacitores.

Nesse projeto exploraremos apenas os aumentadores CC-CC, uma vez que o circuito integrado escolhido para o projeto somente irá converter o sinal linear recebido do quadruplicador de tensão e aumentar ao ponto que consiga carregar a bateria ou dispositivo alimentado pelo circuito receptor.

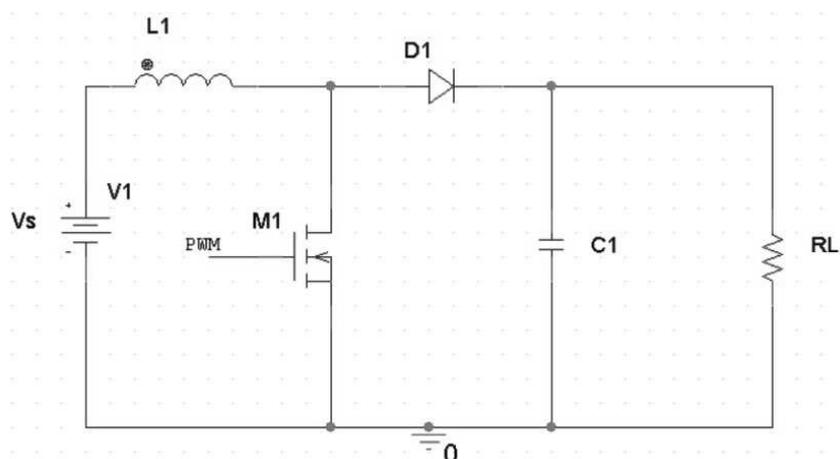
Como estamos trabalhando com um circuito de RF na ordem dos giga hertz e a potência transmitida não pode extrapolar 1 W por recomendações de segurança da ANATEL, é de se imaginar que o sinal no receptor não será de uma ordem muito grande, havendo, portanto,

necessidade de otimizarmos o circuito receptor ao máximo. Para o caso do aumentador de tensão, isso significa escolher um circuito integrado (CI) de consumo de potência ultra baixo específico para aplicações de *energy harvesting*.

3.2.4.1 BOOST

Conversores do tipo *boost*, também conhecidos como elevadores de tensão, são circuitos eletrônicos capazes de aumentar a tensão contínua da entrada do sistema com relação a sua saída, para tanto, são utilizados conjuntos de semicondutores de potência atuando como chaves associados a indutores e capacitores, os quais, combinados, são responsáveis por controlar o fluxo de potência entre a entrada e saída do sistema. Para melhor entendermos o circuito de *boost*, sua topologia será apresentada e explicada na sequência.

Figura 31 – Aumentador de Tensão CC - CC



V_s representa a tensão de entrada do circuito, enquanto que RL é a carga equivalente da saída. A tensão de entrada é posta em série com um indutor grande, o qual funciona como fonte de corrente, enquanto que o MOSFET em paralelo é polarizado e despolarizado periodicamente através de um sinal PWM tornando possível para o indutor fornecer a energia nele armazenada somada à da fonte para o capacitor, aumentando à tensão média na saída do sistema.

Para o caso em que o MOSFET conduz, o indutor $L1$ é magnetizado, fazendo com que o diodo fique reversamente polarizado e a energia da fonte V_s se acumule nele, já, quando o MOSFET não está polarizado, portanto, não está conduzindo, a corrente da indutância tem continuidade através do diodo, fazendo com que a energia acumulada no indutor seja transferida para o capacitor da saída do circuito.

Apesar de termos introduzido a topologia de um elevador de tensão comum, devido às limitações do nosso projeto, optamos por utilizar um CI comercial de baixíssimo consumo e ganho de tensão regulável. O CI escolhido para essa função foi o BQ25504, o qual é comercializado pela Texas Instruments e tem seu design protegido por sua desenvolvedora, não

havendo, portanto, grande detalhamento dos componentes presentes, mas sim instruções de como utilizá-lo para os mais diversos fins a que foi criado.

Algumas são as restrições para o uso deste CI: é necessário que exista um sinal em sua entrada de no mínimo 600 mV no começo da aplicação para que o BQ25504 reconheça que deve começar a conversão, podendo, depois de ativado, baixar este sinal até 80 mV; o limite de tensão em sua saída é de 5,25 V dependendo do arranjo de componentes utilizado nos reguladores para determinar o ganho e limites de tensão para funcionamento do circuito.

Pelo fato dessas formas de *energy harvest* já terem uma eficiência energética baixa é necessário que o conversor *boost* seja o mais eficiente possível, e é para isso que o BQ25504 se propõem.

3.2.5 ESCOLHA DOS COMPONENTES

Em qualquer projeto eletrônico existem fatores determinantes na escolha dos componentes a serem utilizados: custo, disponibilidade para entrega, facilidade para reposição e eficiência são alguns deles. Porém, quando pensamos em um projeto que deve funcionar em frequências acima dos 5 GHz e com tensões baixas, o cuidado deve ser redobrado. A mínima perda de potência possível é irremediável ao longo de todo o circuito, já na estrutura responsável por captar o sinal e convertê-lo de alternado para contínuo, devemos ter componentes que comportem frequências altas e não estejam muito próximos ao seu limite de funcionamento.

Como o circuito foi configurado para um casamento de impedância em 50 Ω , o primeiro passo para seleção dos componentes foi a escolha de um conector SMA adequado para este cenário. Seguindo o circuito, os capacitores, indutores e diodos de Schottky utilizados no quadruplicador de tensão foram definidos levando em consideração o fato de que eles devem ser capazes de trabalhar acima da faixa dos 6 GHz.

Optou-se pelo regulador de tensão BQ25504, por este ser um dispositivo consolidado no mercado e amplamente utilizado para fins de *Energy Harvesting* devido à praticidade no uso, eficiência na conversão e regulação de tensão. Os capacitores, resistores e indutor utilizados para configurar o funcionamento do CI não precisam trabalhar em frequências altas, uma vez que estão em uma região do circuito de tensão contínua, porém os valores escolhidos foram calculados de acordo com as recomendações do fabricante para alcançar o valor de tensão desejado na saída, bem como controlar os limites de carregamento da bateria de íons de lítio da saída do CI, que foi escolhida por ser facilmente encontrada no mercado.

Todos os *datasheets* utilizados estão referenciados no documento, neles estão contidos os circuitos de aplicação recomendados onde foram baseados alguns dos nossos parâmetros e cálculos.

3.2.5.1 BQ25504

O BQ25504 é um circuito integrado desenvolvido com o intuito de atender a aplicações que requerem alta eficiência energética em conversões do tipo *boost*. O dispositivo foi desenhado

para ser capaz de captar grandezas da ordem de micro/mili watts de potência gerada por uma variedade de fontes DC, tais quais, energia térmica, fotovoltaica e elevar esses níveis a fim de atender aos interesses de projeto. Para que o circuito funcione, é necessário, em uma primeira etapa, que a tensão na entrada do CI seja de pelo menos 600 mV, após sua estabilização, basta que a entrada tenha níveis maiores que 130 mV.

É comum que os circuitos que utilizam o BQ25504 precisem de algum tipo de elemento de armazenamento de energia, como uma bateria recarregável, um supercapacitor ou mesmo um capacitor convencional. Estes reservatórios de energia são os responsáveis por garantir que a energia disponível para consumo seja constante para os sistemas por ele alimentados. O elemento de armazenamento é útil também para o controle de picos de corrente que não possam vir diretamente da fonte de entrada.

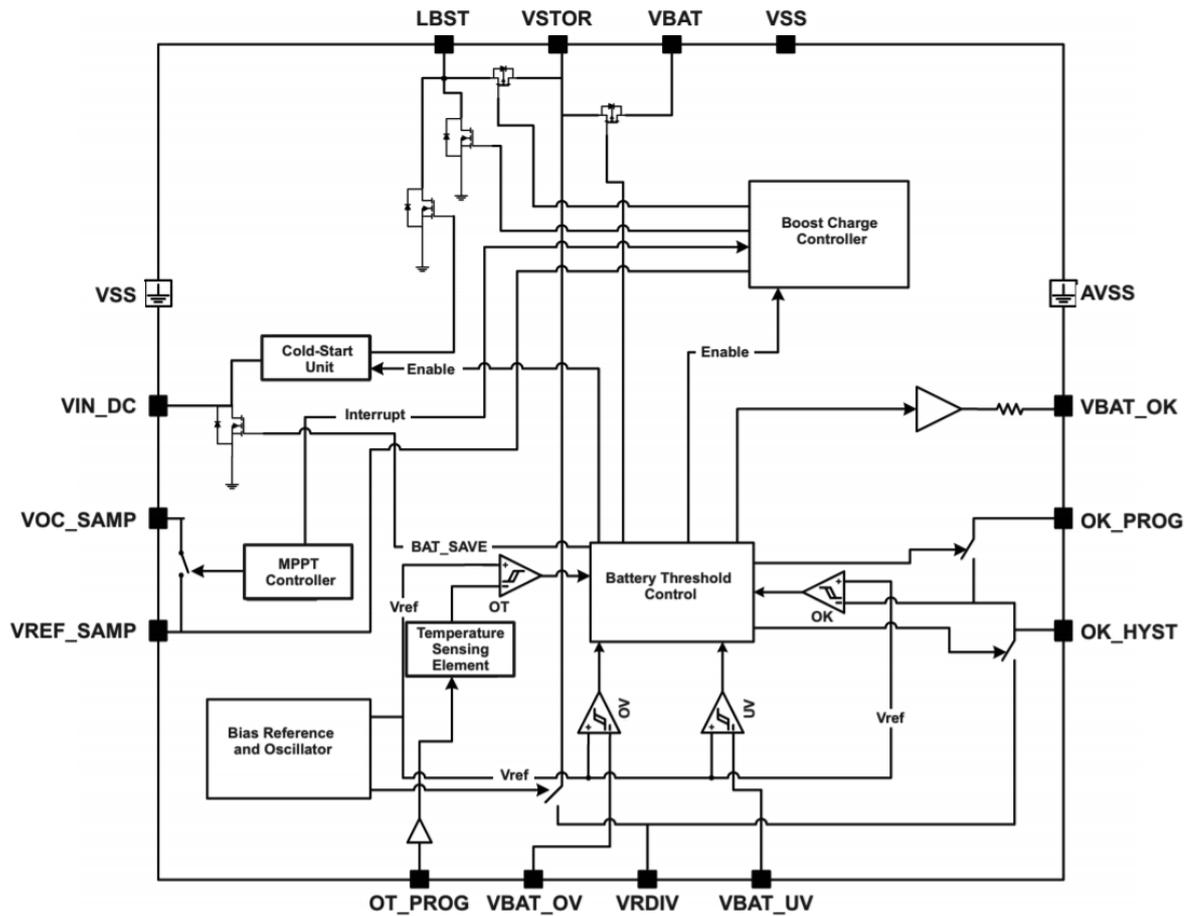
Para evitar danos ao elemento de armazenamento, as tensões máxima e mínima são monitoradas em relação aos níveis de subtensão (UV) e sobretensão (OV) programados pelo usuário.

O BQ25504 também conta com um sistema de gerenciamento de energia capaz de sinalizar quando a tensão da bateria ou do capacitor está acima ou abaixo do nível desejado, protegendo o circuito de subtensão (UV) ou sobretensão (OV).

Todos esses controles são pre-setados através da combinação de resistores colocados entre os devidos terminais e seus valores são função de fórmulas sugeridas pelo fabricante.

Para entender melhor como funciona o CI, o diagrama de blocos do BQ25504 é apresentado na figura 32.

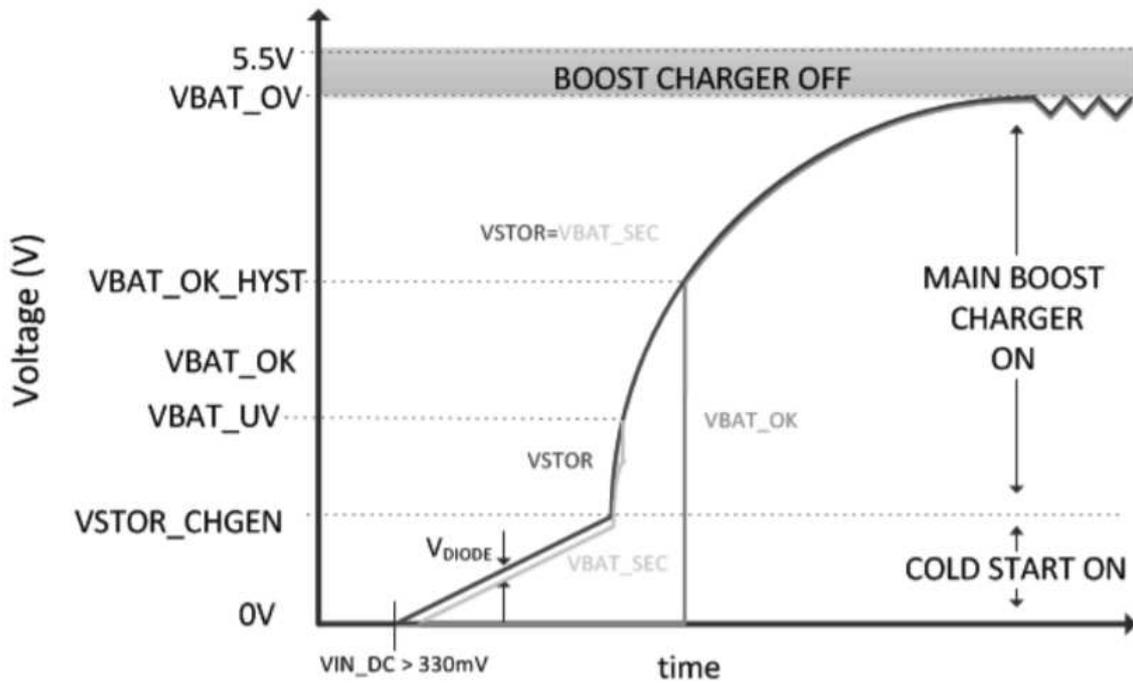
Figura 32 – Diagrama de Blocos BQ25504



Fonte: *Datasheet* do BQ25504 fornecido pela *Texas Instruments*

A figura 33 representa o funcionamento do BQ25504. Através dele é possível perceber que o CI começa a funcionar em modo de proteção (*coldstart*) e assim permanece até que a tensão de excitação seja maior que VSTOR CHGEN. O sistema irá carregar a bateria até que esta atinja o valor definido como de sobre tensão (VBAT OV) e tende a manter seu nível próximo a este valor. Caso a tensão na bateria fique abaixo do limite de proteção de sub tensão, o consumo de cargas pelo sistema de armazenamento é suspenso até que a bateria atinja o valor definido para o sinalizador de VBAT OK.

Figura 33 – Operação do BQ25504



Fonte: Datasheet do BQ25504 fornecido pela Texas Instruments

Para aplicações de baixa impedância, as equações que determinam o funcionamento do BQ são apresentadas nas equações 27, 28, 29, 30. A tensão de proteção de sobtensão é apresentada na equação 27, a qual pode ser manipulada através da variação dos 2 resistores R_{UV1} e R_{UV2} , os quais, somados, devem apresentar impedância igual a $10M\Omega$.

$$V_{BAT\ UV} = V_{BIAS} \left(1 + \frac{R_{UV2}}{R_{UV1}} \right) \quad (27)$$

A proteção contra sobretensão é garantida pelos resistores R_{OV1} e R_{OV2} , os quais também devem ter somados $10M\Omega$ de impedância, e se relacionam através da equação 28. É importante lembrar que V_{BIAS} é o valor padrão de tensão desejado para bateria, no nosso caso, 3,2V.

$$V_{BAT\ OV} = \frac{3}{2} V_{BIAS} \left(1 + \frac{R_{OV2}}{R_{OV1}} \right) \quad (28)$$

A equação 29 representa o limite definido pelo usuário do BQ para tensões decrescentes na bateria e é usada para desativar o consumo de cargas pela saída do sistema a fim de controlar a tensão na bateria, já a equação 30 é definida como um limite para tensões crescentes para que o circuito possa voltar a consumir cargas da bateria.

$$V_{BAT\ OK\ PROG} = V_{BIAS} \left(1 + \frac{R_{OK2}}{R_{OK1}} \right) \quad (29)$$

$$V_{BAT\ OK\ HYST} = V_{BIAS} \left(1 + \frac{R_{OK2} + R_{OK3}}{R_{OK1}} \right) \quad (30)$$

3.2.6 DESIGN DA PCB

O design da PCB foi desenvolvido buscando cumprir três aspectos fundamentais: compactação do sistema, eficiência e facilidade na fixação e retrabalho dos componentes.

Por ser um projeto que trabalha com radiofrequência, é importante levar em consideração que as trilhas apresentam uma impedância associada a frequência de operação, resultando em reflexão do sinal, e, por consequência, perdas de potência. Dessa forma, os componentes devem estar o mais próximo possível uns dos outros, evitar estrangulamentos (regiões que mudem a largura da trilha), bem como apresentar o menor número possível de ângulos retos ¹, sendo que, se forem necessários, devem ser feitas com curvas suaves ou angulações em 45°. Outro cuidado importante a ser tomado é não permitir que trilhas operando em alta frequência sobreponham outra região qualquer do circuito, que não seja o plano de terra, isso se faz para evitar interferência entre as trilhas e descontinuidade do plano terra, que por sua vez causa uma descontinuidade de impedância, resultando na reflexão do sinal.

Para garantir que a impedância das trilhas utilizadas na alimentação da antena estavam corretas, foi utilizado o software *Saturn PCB design*, a figura 34 exemplifica o uso do *software*.

¹Tradicionalmente ângulos retos devem ser evitados na confecção de placas que trabalhem em frequências altas, pois, nesse cenário, haveria maior colisão entre as cargas, aumentando por consequência, a resistência da trilha chegando ao ponto de impossibilitar a transmissão do sinal, porém, estudos atuais tais quais *PCB Routing Angle Myths: 45-degree Angle Versus 90-degree Angle* e *Who's Afraid of the Big Bad Bend?* que sugerem não haver problema em sua utilização, mesmo em uma frequência tão alta como a apresentada nesse projeto.

Figura 34 – Casamento de impedância através das trilhas de alimentação

Saturn PCB Design, Inc. - PCB Toolkit V7.05 - www.saturnpcb.com

File Program Function Tools Help | Contact Saturn PCB Design, Inc.

Via Properties Conductor Properties Bandwidth & Max Conductor Length Differential Pairs Padstack Calculator Mechanical Information
 Embedded Resistors PPM Calculator Crosstalk Calculator Wavelength Calculator Er Effective Ohm's Law Reactance
 Conductor Spacing Conductor Impedance Conversion Data Planar Inductors Plane Calculator Thermal Fusing Current

Conductor Impedance

Conductor Width (W) **32 mils**

Conductor Height (H) **22 mils**

Conductor Gap (G) **8 mils**

W/H = 1.455

Zo
48.0124 Ohms

Formula Restrictions:
 $0.1 < W/H < 2.0$
 $T = 2.10\text{mils}$

Options

Base Copper Weight
 0.25oz
 0.5oz
 1oz
 1.5oz
 2oz
 2.5oz
 3oz
 4oz
 5oz

Units
 Imperial
 Metric

Substrate Options
 Material Selection
FR-4 STD

Er **4,6** Tg (°C) **130**

Temp Rise (°C) **20**
 Temp in (°F) = 36.0

Ambient Temp (°C) **22**
 Temp in (°F) = 71.6

Plating Thickness
 Bare PCB
 0.5oz
 1oz
 1.5oz
 2oz
 2.5oz
 3oz

Passive Circuits
 Microstrip
 Microstrip Embed
 Stripline
 Stripline Asym
 Dual Stripline
 Coplanar Wave

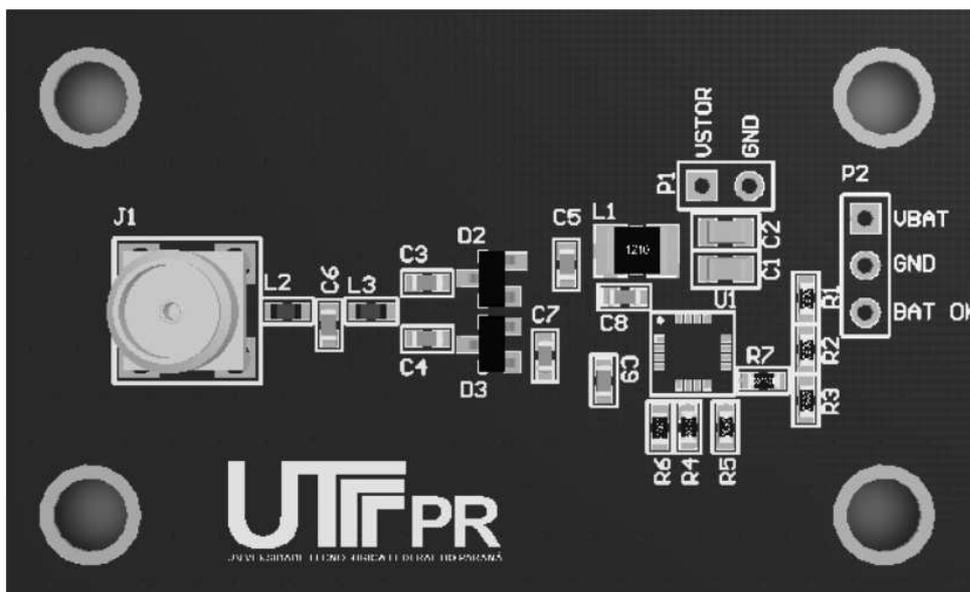
Information
 Total Copper Thickness 2.10 mils
 Via Thermal Resistance 179.3 °C/W
 Via Count: 10
 Conductor Temperature
 Temp in (°C) = N/A
 Temp in (°F) = N/A
 Via Voltage Drop 17.9 °C/W per via
 Via Voltage Drop N/A

SATURN PCB DESIGN, INC. Turnkey Electronic Engineering Solutions
 Follow Us

Fonte: Saturn PCB design. inc

Os cuidados supracitados estão diretamente ligados às duas primeiras características que buscamos, uma vez que a busca pela eficiência, ou menor perda de potência, está intimamente ligada a reduzir o tamanho geral do sistema, porém, a facilidade em manusear a placa sem equipamentos industriais ainda era um requisito necessário, para isso, foram escolhidos componentes passivos de tamanho mínimo 0603. O design final da placa está representado na figura 35.

Figura 35 – Desing Final da Placa PCB

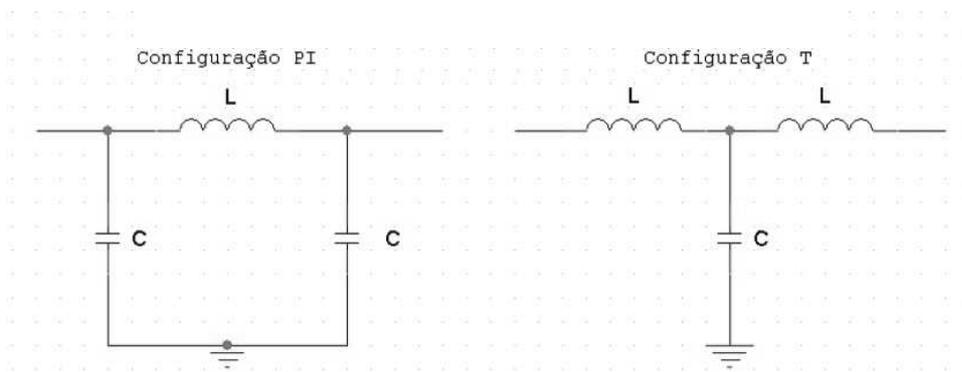


3.2.7 CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA

Das são as funções do filtro passa baixas da entrada do circuito, a primeira delas é simplesmente cortar frequências acima do limite desejado, já a segunda é de fazer o casamento de impedância entre a antena, conectores e circuito.

Existem duas configurações possíveis para filtros passa baixa de Butterworth feitos com indutores e capacitores, sejam elas a PI e a T, aquela é mais recomendável para cargas com alta impedância na saída do filtro, enquanto que esta, para cargas de baixa impedância. Na figura 36 a seguir são apresentadas as duas topologias.

Figura 36 – Filtro Passa Baixas Tipo PI e T



Como o circuito subsequente ao filtro apresenta uma impedância baixa, optamos por utilizar o filtro passa baixas LC do tipo T. Para calcular os componentes, as fórmulas a serem utilizadas são as seguintes.

$$L = \frac{Z_0}{(2\pi f_c)} \tag{31}$$

$$C = \frac{1}{(Z_0 \pi f_c)} \quad (32)$$

Onde Z_0 é a impedância a ser casada e f_c a frequência de corte do filtro.

3.3 ANTENAS

Nesse projeto foram desenvolvidos 4 tipos diferentes de antenas *patch*, sejam elas, retangular, oval, matriz 2x2 e matriz 4x1.

Inicialmente foram confeccionadas apenas as matrizes de *patches* retangulares devido a suas características particulares de propagação que sugerem um ganho elevado (em torno de 14dBi) e diretividade, sem perder a compactação do sistema. A escolha por esse tipo de antena se deu após analisarmos outros modelos, como a *Yagi*, por exemplo, que alcança o ganho proposto, porém em um tamanho inviável para a aplicação do projeto, já a monopólo e dipolo têm tamanho adequado, porém apresentam ganho muito baixo. Com intuito de atender as mudanças de frequência de projeto, de 5,8 para 5,3 GHz, as outras duas antenas foram desenvolvidas, sendo obtido o melhor resultado com a retangular.

3.3.1 ARRANJO DE ANTENAS 4x1 e 2x2

Com intuito de maximizar o ganho na faixa de transmissão de projeto, os *arrays* de antenas 2x2 e 4x1 foram escolhidos. Esses tipos de arranjos apresentam, respectivamente, um ganho típico de 13 e 11 dBi, seção 2.3.3.1, e diagrama de radiação como mostrada nas figura 18 e 19

Ambas as matrizes de antenas por nós desenvolvidas levaram em consideração placas de 1,6mm de espessura, com permissividade, ϵ_r , de 4,3, típica para fibra de vidro (FR-4) e estão ilustradas nas figuras 37 e 38.

Figura 37 – Projeto da antena *patch* 2x2

Fonte: *Antenna Magus*

Figura 38 – Projeto da antena *patch* 4x1

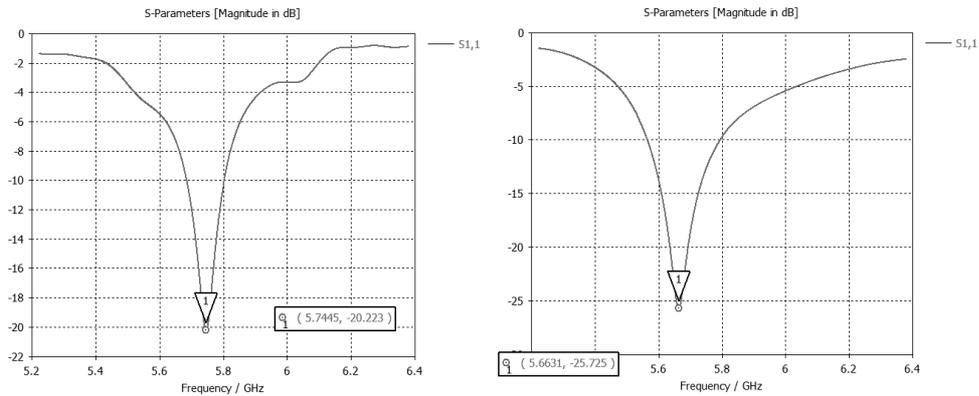
Fonte: *Antenna Magus*

As antenas foram desenhadas com auxílio do *software Antenna Magus* utilizando como base os modelos pré definidos disponíveis no programa. A partir de suas simulações é possível identificar os *designs* mais adequados para o projeto e, a partir de então, modificar seus parâmetros para que este atenda a atividade fim.

Apesar do *Antenna Magus* apresentar uma boa aproximação de como a antena vai se comportar na prática, é prudente fazer simulações e ajustes através do *software CST (Computer Simulation Technology)*, uma vez que este apresenta resultados mais detalhados e próximos as condições reais.

Dessa forma, as simulações encontradas para o S11 (coeficiente de reflexão) dos arranjos de antenas 2x2 e 4x1, respectivamente, de nosso projeto encontram-se na figura 39.

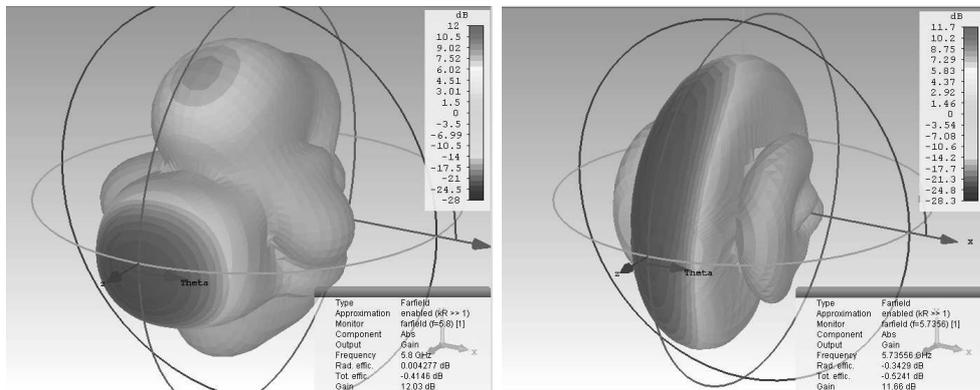
Figura 39 – S11 pelo CST dos arranjos 2x2 e 4x1, respectivamente



Fonte: Software CST

Ainda, combinando os padrões de propagação de onda obtidos no *Antenna Magus* com os ajustes de projeto da placa de tal forma que chegássemos a valores possíveis de se desenhar em placa e refizemos a simulação até encontrarmos o resultado ideal, o qual é apresentado na figura 40, porém, na prática, os resultados não se mostraram tão fidedignos.

Figura 40 – Campos de irradiação dos arranjos 2x2 e 4x1, respectivamente



Fonte: Software CST

Com as antenas em mão, pudemos iniciar os testes usando analisador vetorial de rede (VNA), seção 4.3, que nos permitiu identificar que o casamento de impedância da entrada da placa encontrava-se consideravelmente fora do projetado, possivelmente devido ao uso de um ϵ_r errado no cálculo. Pudemos perceber também que o máximo ganho também não estava de acordo com o valor simulado.

3.3.2 ANTENA PATCH RETANGULAR

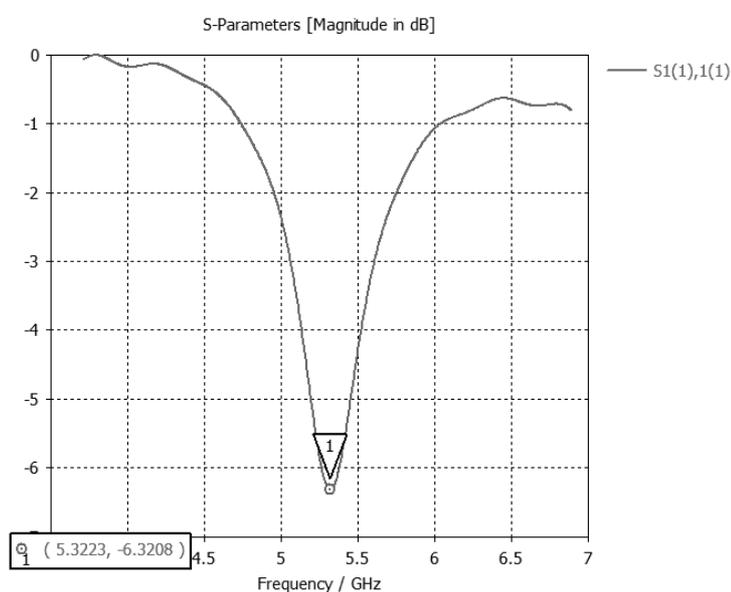
Como apresentado na seção anterior as antenas projetadas não estavam dentro do valor adequado, causando muitas perdas e reflexões na frequência trabalhada. Em paralelo a isso foi identificado que o circuito de *harvesting* funcionava melhor para frequências mais próximas de 5 GHz, devido a composição física dos componentes envolvidos, passivos e diodos.

Com intuito de melhorar o desempenho do dispositivo desenvolvido, fizemos alterações no projeto inicial, o que nos levou a reprojeter as antenas considerando a nova frequência em 5,3 GHz, a qual foi escolhida por existir um componente de *package* idêntico ao trabalhado para 5,8 GHz que chegaria a frequência de 5,3 GHz com a mesma tensão de referência.

Devido as dificuldades no processo de importação de uma nova antena, tais como tempo e custo, decidimos que o processo de fabricação seria manual, ou seja, utilizaríamos técnicas de corrosão de placas manualmente para fabricar a antena.

Os parâmetros usados para projetar a nova antena *patch* foram os seguintes: 1,6mm de espessura de PCB, frequência de operação de 5,3 GHz e ϵ_r de 4,1. O resultado encontrado com isso foi um coeficiente de relexão da figura 41.

Figura 41 – S11 pelo CST do *patch* retangular



Fonte: Software CST

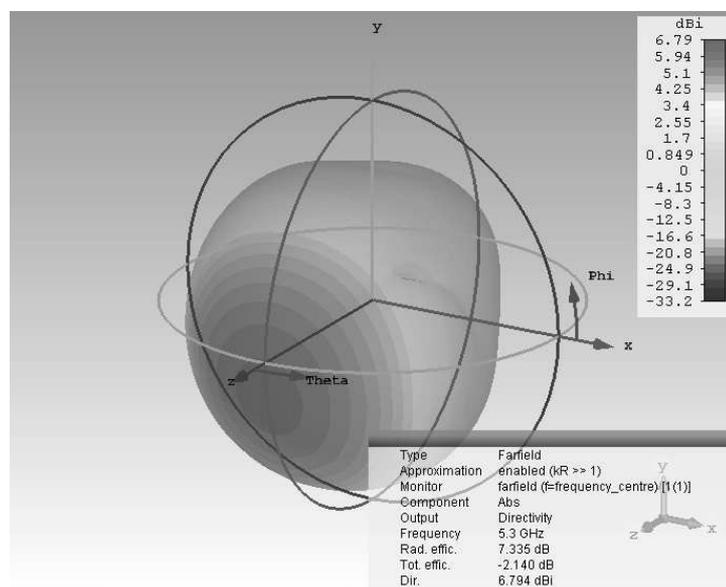
O mesmo procedimento realizado nas antenas em *array* foram realizados aqui após o projeto no *Antenna Magus*, foram exportados os dados para o CST. Porém nesses projetos, por se tratar de uma corrosão manual, os dados dimensionais tiveram que ser adaptados para que fosse possível fazer a corrosão manualmente, ou seja, não podíamos deixar muitos valores quebrados, nem muito pequenos, que seriam impossíveis de se corroer manualmente.

É importante comentar que tentou-se a fabricação de um outro *design* de antena também, no formato oval. Esta, porém, apresentou grandes dificuldades de fabricação, pelo fato do conector SMA se encontrar no meio da placa, o que dificulta a soldagem, e também pelo difícil formato ao ser corroído. Dessa forma, esse modelo foi prontamente descartado pela equipe durante o desenvolvimento.

Focando no modelo de um elemento único de antena *patch* retangular, realizou-se ajustes na nova simulação nos entregando os seguintes resultados de padrão de radiação e de

ganho da antena, como mostra a figura 42.

Figura 42 – Campo de irradiação pelo CST do *patch* retangular



Fonte: *Software CST*

Embora com as antenas retangulares o ganho da antena seja menor do que nas simulações dos outros modelos, os resultados encontrados foram um pouco melhores na prática quando comparado com os modelos anteriores. Mais detalhes serão vistos na seção 4.3.

4 TESTES E RESULTADOS

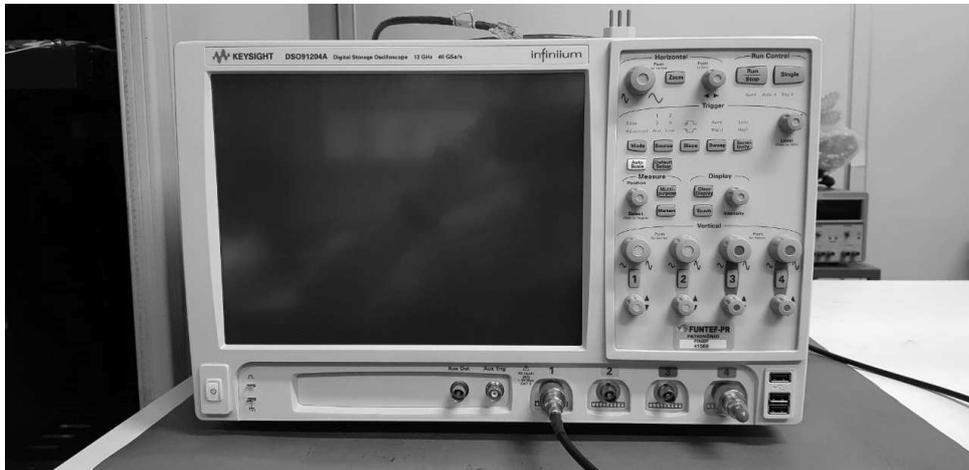
Nesse capítulo, serão apresentados como foram realizados e divididos os testes de nosso dispositivo e quais foram os resultados obtidos nesses ensaios.

Os testes foram executados em etapas, primeiro foi testada a potência do circuito transmissor utilizando um analisador de espectro ligado diretamente na saída do transmissor, depois o receptor foi testado usando um gerador de funções de alta frequência na entrada do receptor e um multímetro para monitorar a carga da bateria, seguido de testes de antena, o qual foi feito com um *Vector Network Analyser* (VNA) ligado diretamente a antena para verificar o coeficiente de reflexão de cada antena (S_{11}) e com duas antenas ligadas nas duas entradas a 30cm uma da outra para medir o ganho das antenas (S_{21}). Por fim, foram realizados experimentos com todo o sistema conectado.

4.1 TESTES PARA O TRANSMISSOR

Primeiramente, no intuito de verificar o funcionamento do VCO de nosso transmissor, mediu-se o sinal na saída do componente utilizando o osciloscópio *Keysight DSO91204A*, que é capaz de medir sinais de frequências de até 12 GHz com uma taxa de amostragem de 40GSa/s.

Figura 43 – Osciloscópio Keysight DSO91204A



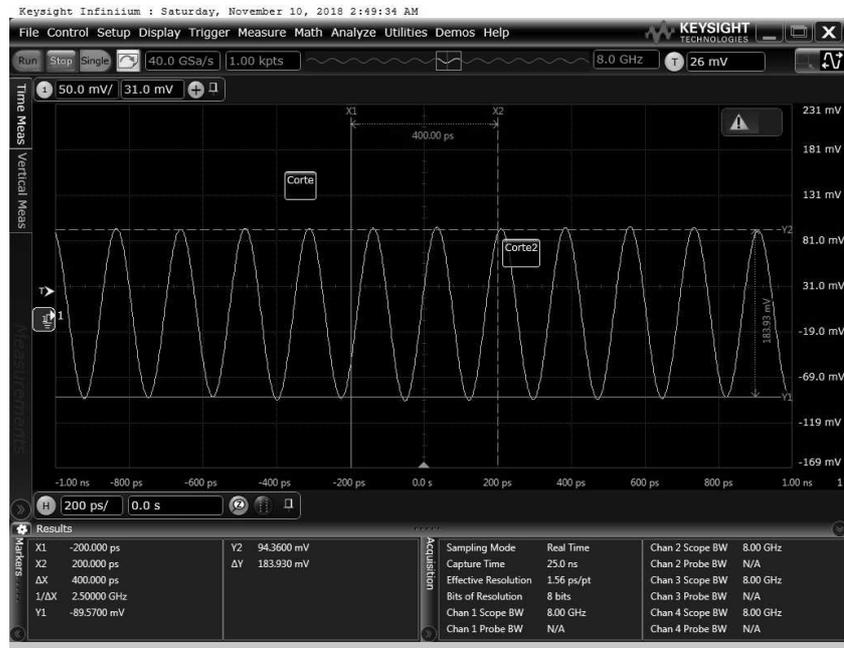
Fonte: Autoria própria

Com o equipamento mencionado, encontrou-se o sinal demonstrado na 44. Nela, é possível observar que, de fato, o sinal na saída estava na frequência desejada (5,7 GHz) e observando a tensão pico a pico de 184 mV podemos concluir, considerando uma impedância de 50 ohms, que a potência do sinal de saída era -1,693 dBm.

Apesar do sinal de saída estar com uma potência baixa, o objetivo de verificar a frequência que estava sendo gerada pelo oscilador foi validado. Não pudemos considerar os

valores de tensão e potência obtidos pois, no momento da medição, o sistema estava sob condições impróprias de funcionamento, tais como a utilização de uma fonte limitada em 1 A e a ausência de dissipadores de potência ou de um sistema de resfriamento para o dispositivo.

Figura 44 – Saída do VCO no Osciloscópio



Fonte: Autoria própria

Sabendo-se que o VCO está operando corretamente, verificou-se, então, o funcionamento do amplificador do circuito transmissor. Como já explicado em 3.1.4, o amplificador possui um pino o qual apresenta um valor de tensão proporcional ao ganho conseguido pelo componente. Dessa forma, o valor medido durante o funcionamento do circuito foi de 1,56V, o que nos leva a crer, analisando a curva da figura 26, que o componente esteja operando em sua capacidade máxima de amplificação.

Como será mencionado com mais detalhes na seção 4.3, houve uma alteração no projeto com relação a frequência de operação do sistema. A frequência que era 5,7 GHz foi reduzida para 5,2 GHz, visto que tivemos um maior sucesso na fabricação de uma antena nesta frequência.

Com isso, foi necessária a troca do VCO por outro que operasse na nova frequência escolhida. Por sorte, encontrou-se um componente do mesmo modelo do VCO anterior com apenas a frequência de operação diferente. Dessa forma, realizou-se os mesmos procedimentos citados anteriormente a fim de garantir o funcionamento do transmissor e os resultados obtidos foram os mesmos praticamente. O analisador de espectro RSA306 da *Tektronix*, figura 45, foi utilizado para analisar o sinal de saída do circuito, verificando o espectro e a potência do sinal irradiado pela antena conectada no circuito transmissor.

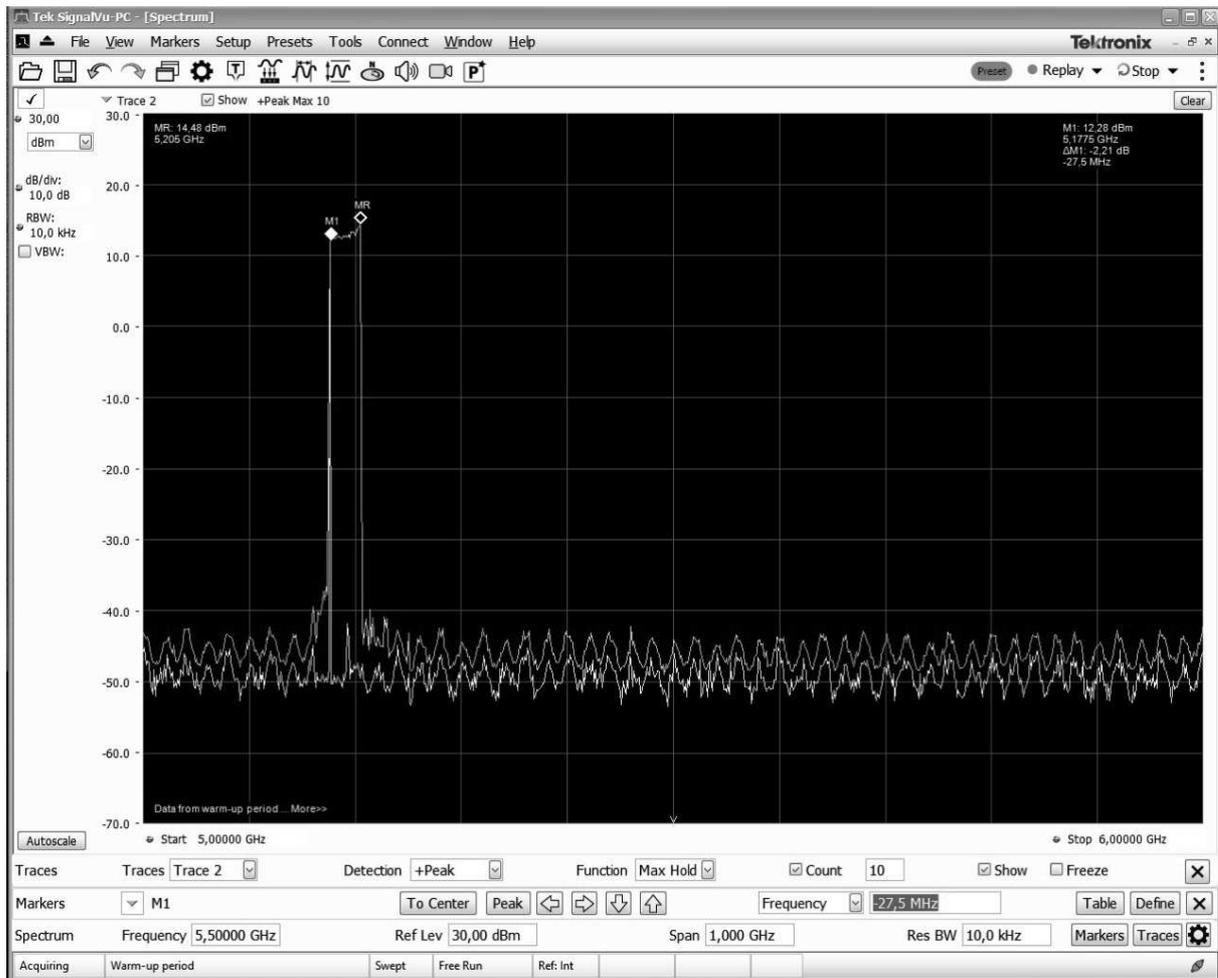
Figura 45 – Analisador de Espectro Tektronix RSA306



Fonte: Autoria própria

Utilizando o equipamento mencionado, obtivemos praticamente a mesma potência já encontrada durante o projeto na frequência anterior. A potência do sinal recebido no analisador na frequência de 5,2 GHz foi de aproximadamente 12 dBm, com a utilização de um atenuador de 20 dB na entrada do equipamento. Portanto, concluímos que a potência na saída do transmissor estava acima dos 30 dBm.

Figura 46 – Espectro do sinal obtido com o RSA306

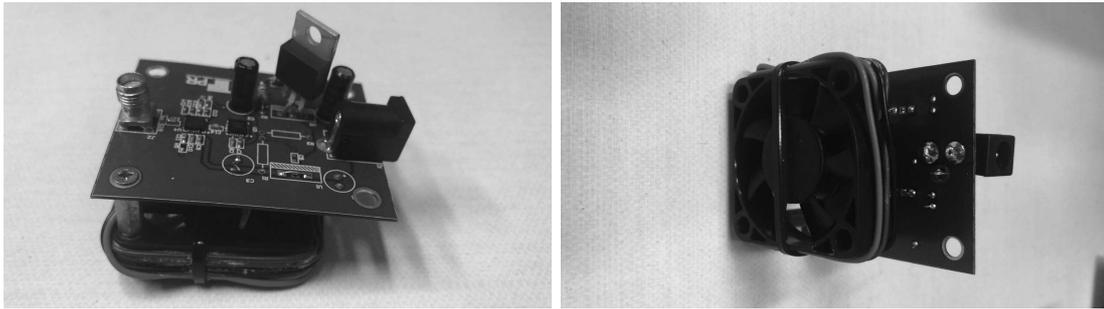


Fonte: Autoria própria

No espectro obtido na figura 46, pode-se observar duas curvas na imagem, a azul foi a medida realizada logo que o equipamento foi ligado e a amarela foi uma medida realizada depois desse instante. Através dessas curvas, pôde-se perceber que o sistema depois de instantes energizado apresentou uma diminuição na potência do sinal e também na frequência. Isso ocorreu devido ao super aquecimento e a deficiência de dissipação de calor do circuito.

A fim de se tentar controlar o problema de falta de resfriamento e dissipação de calor, foi necessário acoplar um cooler junto ao circuito transmissor para que evitasse o aquecimento do circuito e, conseqüentemente, diminuísse a perda de performance do sistema devido a alta temperatura. A adaptação pode ser visualizada através da figura 47.

Figura 47 – Circuito transmissor com cooler acoplado



4.2 TESTES PARA O RECEPTOR

Os testes de carga usando o sistema receptor foram feitos usando um *setup* conectado ao gerador de funções E8257D da *Agilent Technologies* o qual é capaz de gerar sinais a partir de 250 kHz até 20 GHz. O gerador foi ligado diretamente ao circuito receptor, dessa forma foi possível controlar a potência de entrada do sistema e a frequência utilizada.

Figura 48 – Gerador de função Agilent E8257D



Fonte: Autoria própria

O primeiro fato notado foi que quanto menor a frequência utilizada melhor a resposta do sistema a recarga. Isso se deve à especificidade física dos elementos passivos, como o diodo, que tem resposta melhor a frequências mais baixas. Ele foi projetado usando um diodo de 6 GHz, mas ainda assim não é ideal de se trabalhar próximo do limite dessa frequência. O que nos fez mudar a frequência de testes iniciais de 5,8 GHz para 5,3 GHz, onde esta é a menor frequência que podemos alcançar utilizando a mesma tensão de referência.

Antes de iniciar os testes de receptor foram feitos cálculos considerando a teoria e os dados do datasheet do BQ25504 (INTRUMENTS, 2011), onde diz a potência mínima de *start-up* (sessões 7.5 Electrical Characteristics e 8.4.1 Cold-Start Operation) lá diz-se precisar de uma tensão mínima de 600mV na entrada VIN_DC e uma potência mínima de 15uW. O que fazendo um cálculo simples mostra uma entrada mínima de 8dBm aproximadamente -18dBm após recarga normal.

Na prática, colocando uma bateria de 600mAh os resultados encontrados foram diferentes daqueles apresentados no datasheet, onde foi utilizado um capacitor de 100uF no lugar da bateria. A resistência intrínseca da bateria dificulta a sua recarga.

Inicialmente, foi feita uma análise da perda de potência no cabo utilizado para alimentar o circuito receptor através do gerador de função. Para isso, conectou-se a saída do gerador de função diretamente na entrada do analisador de espectro. Desse modo, pôde-se observar que, para uma saída de 0 dBm no gerador, o analisador de espectro obteve um sinal de -2,1 dBm. Portanto, considerou-se uma perda de 2,1 dB no cabo do gerador de funções.

Para estabilizar a carga da bateria, foi aguardado dez minutos no intuito da carga chegar ao seu estado inicial depois da descarga. Com isso, foram realizadas medições da carga, em intervalos de um minuto, aumentando a potência de saída do gerador de funções. O resultado obtido encontra-se na tabela 4, e com esses dados foi criado um gráfico 49 exibindo a alteração de potência no tempo e a carga referente para aquela potência.

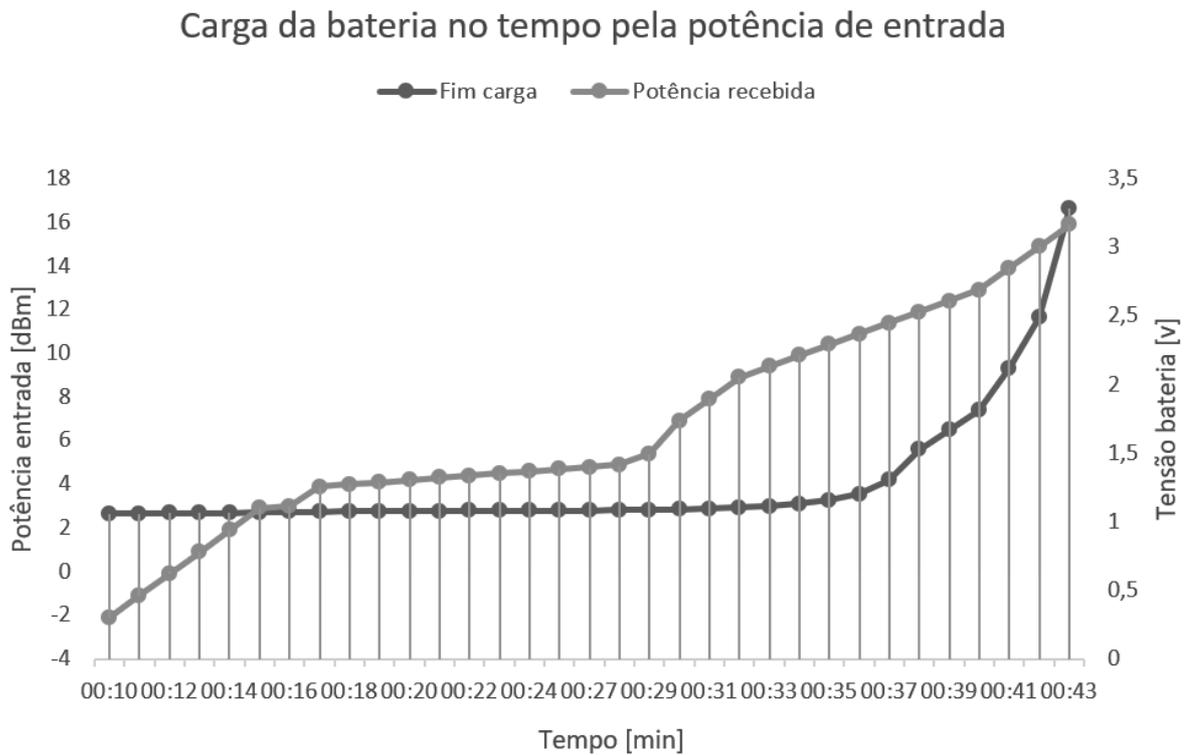
Com os resultados obtidos para esse teste, foi possível notar que a carga da bateria começou a ter uma alteração considerável quando se aproximava de 11dBm de carga recebida na sua entrada. Esse valor se difere bastante do valor dado no datasheet do bq25504 pelo motivo de o elemento de carga que estavamos utilizando para esse teste em questão ser uma bateria recarregável de 600mAh, essa bateria necessita de uma corrente de entrada para carga bem mais alta que um capacitor por exemplo, utilizado nos próximos testes.

Tabela 4 – Testes de carga por potência

Entrada	Cable Loss	Potência recebida	Início tempo	Início carga	Fim tempo	Fim carga
0	2,1	-2,1	00:10	1,059	00:11	1,06
1	2,1	-1,1	00:11	1,06	00:12	1,061
2	2,1	-0,1	00:12	1,061	00:13	1,062
3	2,1	0,9	00:13	1,062	00:14	1,064
4	2,1	1,9	00:14	1,064	00:15	1,066
5	2,1	2,9	00:15	1,066	00:16	1,069
5,1	2,1	3	00:16	1,069	00:17	1,072
6	2,1	3,9	00:17	1,072	00:18	1,074
6,1	2,1	4	00:18	1,074	00:19	1,076
6,2	2,1	4,1	00:19	1,076	00:20	1,077
6,3	2,1	4,2	00:20	1,077	00:21	1,078
6,4	2,1	4,3	00:21	1,078	00:22	1,079
6,5	2,1	4,4	00:22	1,079	00:23	1,081
6,6	2,1	4,5	00:23	1,081	00:24	1,081
6,7	2,1	4,6	00:24	1,081	00:26	1,083
6,8	2,1	4,7	00:26	1,083	00:27	1,084
6,9	2,1	4,8	00:27	1,084	00:28	1,084
7	2,1	4,9	00:28	1,084	00:29	1,086
7,5	2,1	5,4	00:29	1,086	00:30	1,087
9	2,1	6,9	00:30	1,087	00:31	1,09
10	2,1	7,9	00:31	1,09	00:32	1,095
11	2,1	8,9	00:32	1,095	00:33	1,104
11,5	2,1	9,4	00:33	1,104	00:34	1,112
12	2,1	9,9	00:34	1,112	00:35	1,132
12,5	2,1	10,4	00:35	1,132	00:36	1,156
13	2,1	10,9	00:36	1,156	00:37	1,204
13,5	2,1	11,4	00:37	1,204	00:38	1,306
14	2,1	11,9	00:38	1,306	00:39	1,528
14,5	2,1	12,4	00:39	1,528	00:40	1,668
15	2,1	12,9	00:40	1,668	00:41	1,812
16	2,1	13,9	00:41	1,812	00:42	2,119
17	2,1	14,9	00:42	2,119	00:43	2,488
18	2,1	15,9	00:43	2,488	00:53	3,285

Fonte: Autoria Própria

Figura 49 – Carga da bateria no tempo pela potência de entrada



Fonte: Autoria própria

4.3 TESTES PARA A ANTENA

Inicialmente, com as antenas fabricadas e em mãos, utilizou-se para a medição de seus parâmetros e suas características o VNA (*Vector Network Analyzer*) E5071C, da *Agilent Technologies*, que realiza medições na frequência de 300 kHz até 14 GHz.

Figura 50 – VNA Agilent Technologies E5071C



Fonte: Autoria própria

Com esse equipamento, foi possível realizar a comparação dos resultados obtidos pelas simulações dos softwares *Antenna Magus* e *CST Studio Suite* com os resultados obtidos experimentalmente pelo VNA.

4.3.1 ARRANJO DE ANTENA 2x2

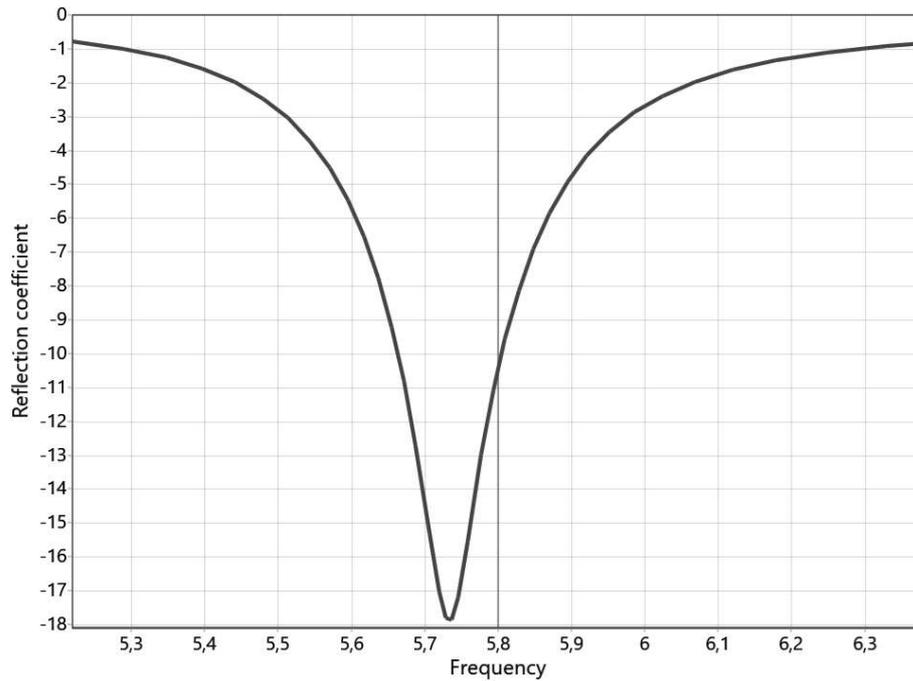
A primeira antena projetada a ser analisada foi a matriz de antenas *patches* 2x2, o modelo fabricado encontra-se na figura 51. Inicialmente, realizou-se a comparação entre simulação e prática do parâmetro S11 da antena, que representa quanta potência é refletida da antena e, por isso, é conhecido como o coeficiente de reflexão. Dessa forma, através da simulação realizada pelos software foi obtido o gráfico coeficiente de reflexão (dB) x frequência (GHz), como mostra a figura 52.

Figura 51 – Matriz de antenas *patch* 2x2 fabricada



Fonte: Aatoria própria

Figura 52 – Simulação S11 da matriz de antena 2x2

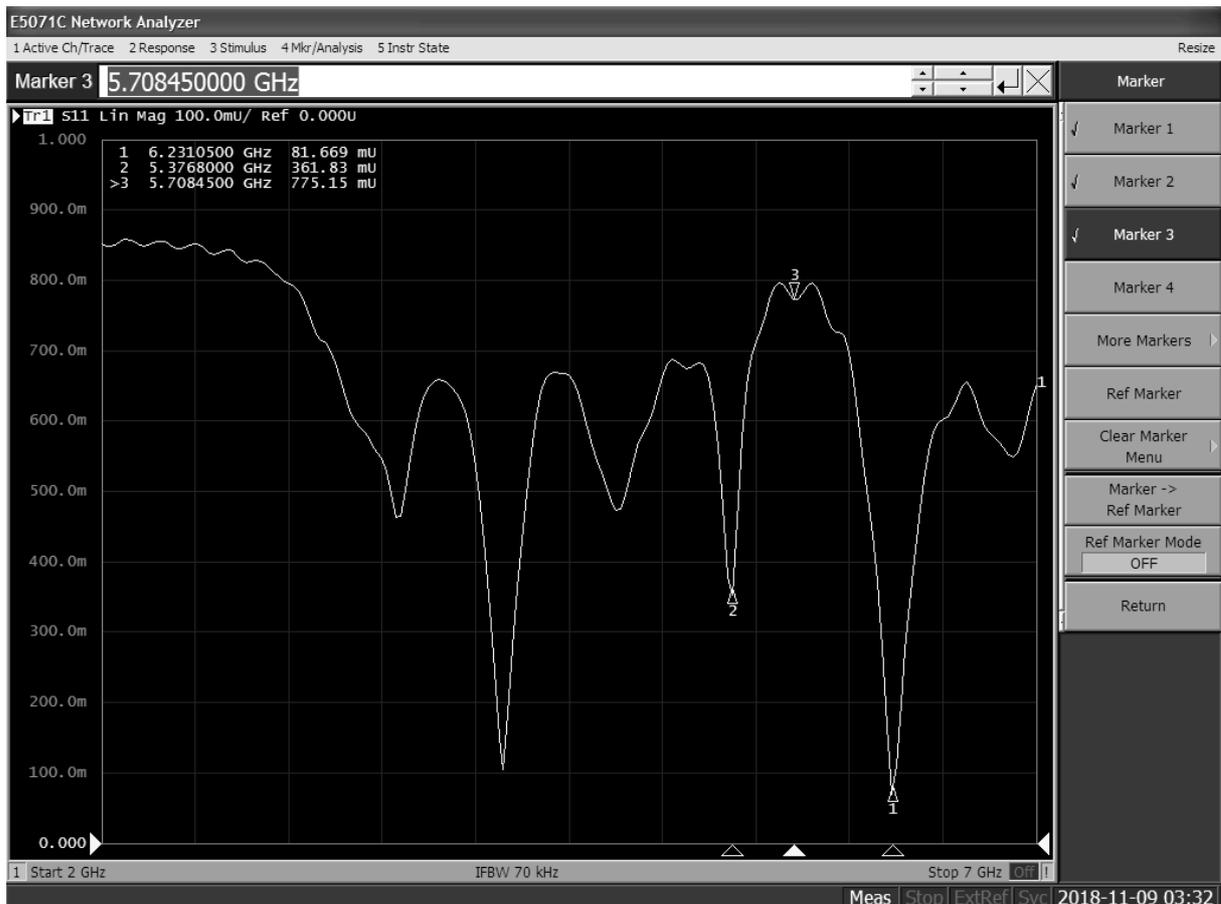


	Custom Specification 1
Reference impedance @ port 1	(50+0j) Ω
	Port 1
Minimum S-parameter value	-17.92 dB
Frequency value at minimum S-parameter value	5.733 GHz
The average S-parameter value of the data	-4.199 dB
Bandwidth (below the -10.0 dB level)	141.0 MHz
Bandwidth (%)	2.458 %

Fonte: Autoria própria

Pela simulação, nossa antena iria ressonar na frequência de 5,733 GHz, visto que é a frequência onde possui uma menor reflexão e, conseqüente, onde irradia com maior potência. Como a frequência do sinal gerado por pelo VCO estava um pouco abaixo de 5,8 GHz, a antena estaria muito próxima do casamento de impedância. Porém, ao realizar a medição na prática com o VNA, observou-se que a antena não obteve o comportamento esperado na frequência projetada e nem próximo dela.

Figura 53 – Módulo do coeficiente de reflexão da matriz de antena 2x2 obtido pelo VNA



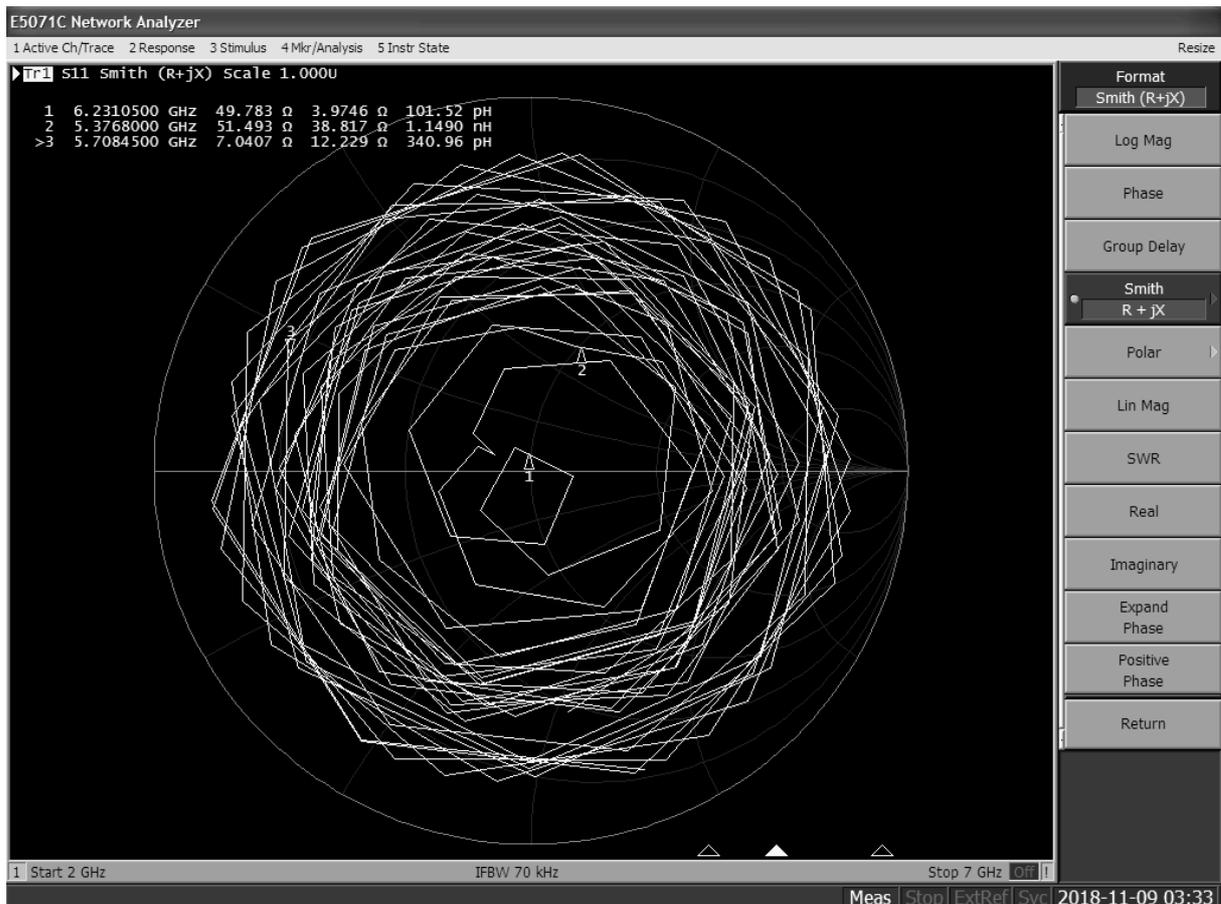
Fonte: Autoria própria

Na figura 53, é possível ver que onde a antena apresenta a menor reflexão seria no marker 1 na frequência de 6,2 GHz. Além disso, para conferir o casamento de impedância para essa frequência, visualizou-se no mesmo equipamento a carta de Smith representada na figura 54.

Visto que o gráfico apresentado na figura 53 tem como resultado o módulo do coeficiente de reflexão, foi utilizada a equação 33 nos três pontos de interesse para converter seus valores no coeficiente de reflexão S11 da antena, sendo encontrados -21,76 dB para o primeiro ponto, -8,83 para o segundo e -2,21 para o terceiro.

$$S_{11}[dB] = 20 * \log(\text{Módulo do Coeficiente de Reflexão}) \quad (33)$$

Figura 54 – Carta de Smith da matriz de antena 2x2



Fonte: Autoria própria

Analisando a carta de smith gerada pelo equipamento, foi possível concluir que o casamento apresentava um excelente desempenho para a frequência de 6,2 GHz, visto que o *Marker 1* na figura 54 apresenta uma impedância muito próxima a 50 ohms. É importante lembrar que o projeto desenvolvido nesse trabalho foi realizado considerando uma impedância característica de 50 ohms para todos os componentes, devido ao fato de a maioria dos dispositivos desse tipo de aplicação utilizar essa especificação.

Esse resultado faz com que a antena esteja corretamente casada com o circuito com que está conectada. Logo, é muito importante para a nossa aplicação pois minimiza as perdas e possibilita que tenhamos a máxima transferência de potência dentro do sistema.

Porém, infelizmente a frequência na qual a antena está corretamente casada e que irá apresentar seu melhor funcionamento não foi a frequência para a qual ela foi projetada. Os componentes comprados para o projeto, principalmente o VCO e o amplificador do circuito do transmissor, não conseguem trabalhar na frequência de 6,2 GHz, de acordo com seus *datasheets*.

Para essa frequência, não foi encontrado no mercado componentes similares aos já adquiridos, que tivesse um *package* igual ou semelhante e que não necessitasse de alteração no projeto da placa, para não acarretar o atraso do projeto. Diante disso, o uso dessa antena foi

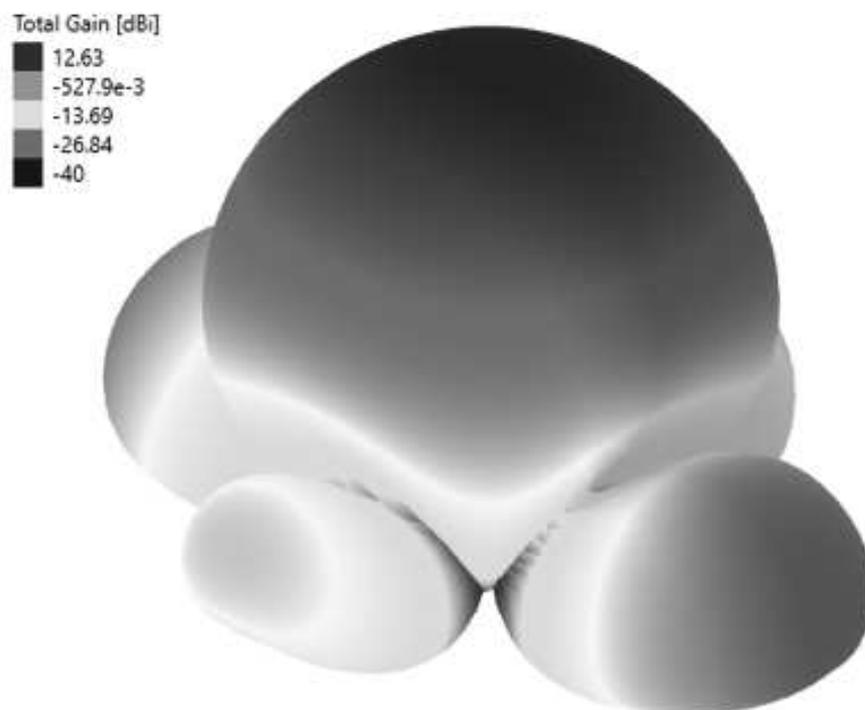
inviável para a nossa aplicação porque para a nossa frequência apresentou grande perdas.

Uma razão para a antena ter apresentado essa diferença na frequência de operação é o fato do fabricante não garantir o valor exato da permissividade relativa da placa (ϵ_r) de FR4. Um valor de ϵ_r do material diferente do que foi projetado, pode causar um deslocamento na curva da figura 52, o que poderia ter feito com que a nossa frequência projetada para essa antena se deslocasse de 5,8 GHz para 6,2 GHz.

Além disso, como utilizamos um valor alto de ϵ_r , a largura de banda da antena diminuiu, o que restringe a utilização da antena para uma frequência diferente da frequência ressonante, dificultando o projeto e a utilização desta na frequência que tínhamos como objetivo. Outro possível problema pode ter sido a espessura do substrato depositado na placa no processo de corrosão.

Ainda de acordo com a simulação, para o projeto desenvolvido o diagrama de radiação da antena está representado na figura 55. Nela, observa-se que a antena de fato possui uma alta diretividade, com ganho de até 12,63 dB na região central da antena - posicionada horizontalmente - para a frequência de 5,8 GHz. Entretanto, como a antena ficou fora do que foi projetada, não foi possível o funcionamento do sistema utilizando a mesma.

Figura 55 – Diagrama de radiação do projeto da matriz de antena 2x2



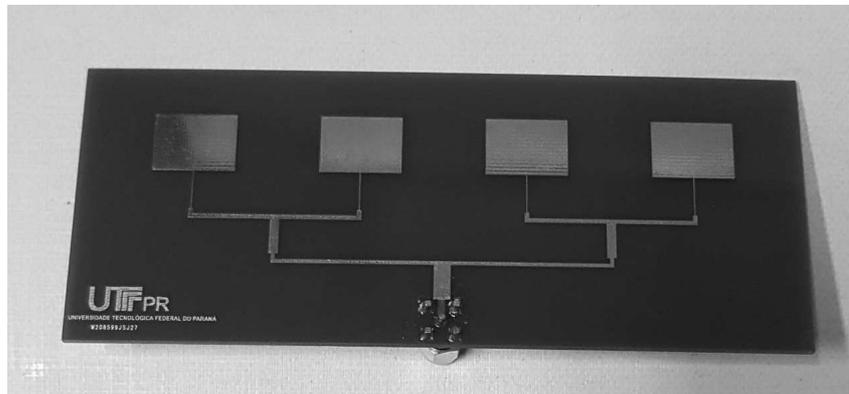
Fonte: Autoria própria

4.3.2 ARRANJO DE ANTENA 4x1

Para o *array* de antenas *patch* 4x1 fabricado, figura 56, foi realizado o mesmo procedimento da antena anterior. Através do VNA, comparou-se o parâmetro S11 da antena

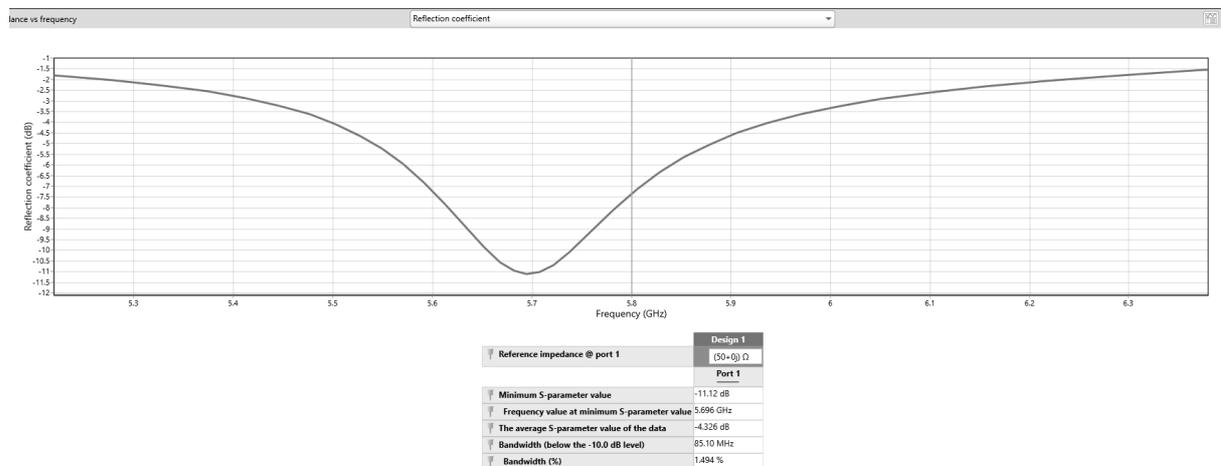
com a curva simulada através dos *softwares* de simulação. O projeto da antena 4x1, para a frequência de 5,8 GHz, resultou no gráfico coeficiente de reflexão (dB) x frequência (GHz), figura 57, durante as simulações.

Figura 56 – Matriz de antenas *patch* 4x1 fabricada



Fonte: Autoria própria

Figura 57 – Simulação S11 da matriz de antena 4x1



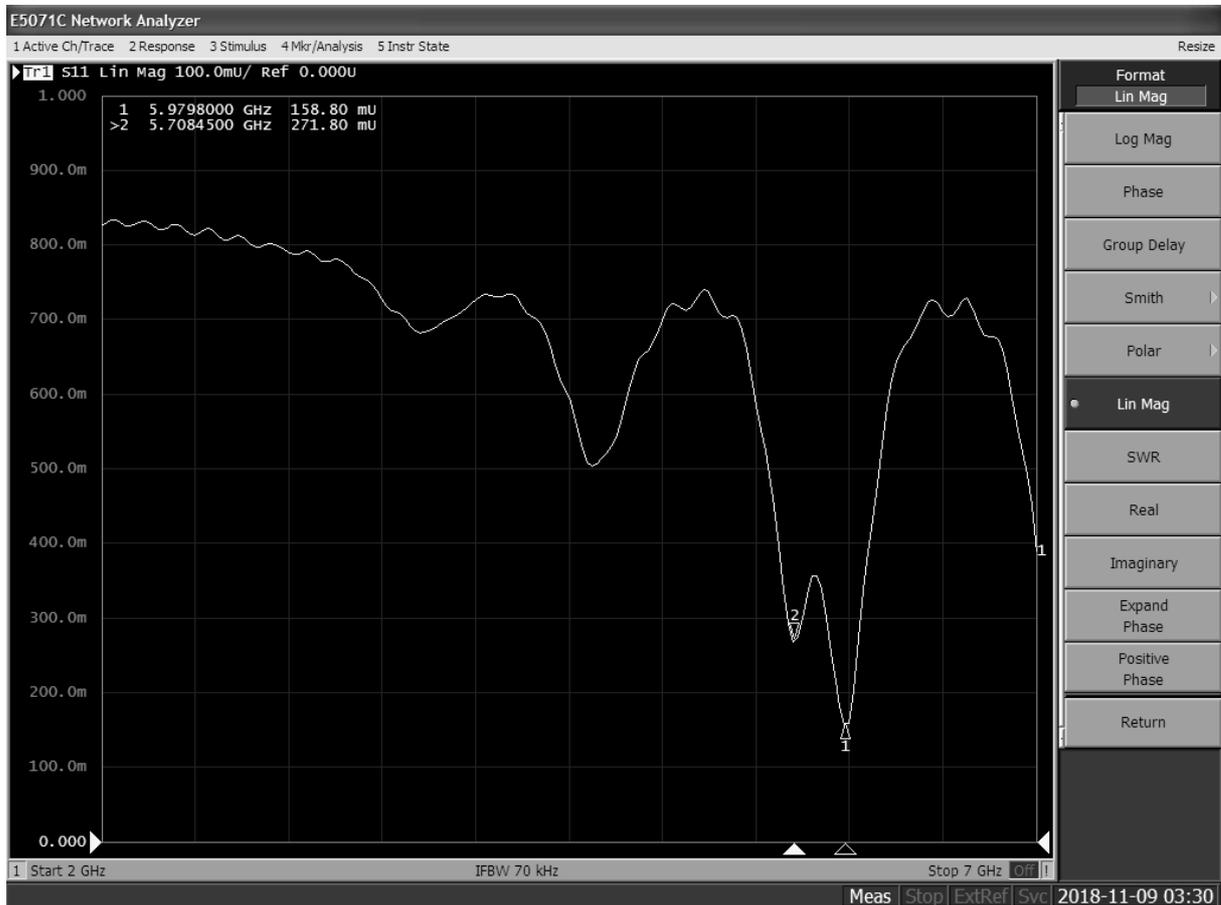
Fonte: Autoria própria

Analisando a reflexão dessa antena, e comparando com a curva obtida na simulação da matriz de *patches* 2x2 na figura 52, é possível observar que o modelo desta seção possui uma largura de banda menor e uma potência refletida maior comparado ao projeto do tópico anterior, ou seja, ela irradia uma menor potência para a antena receptora do que o modelo da seção 4.3.1.

Porém, analisando a figura 58 obtida experimentalmente, podemos observar que apesar da antena não estar em sua frequência fundamental de operação, ela possui um resultado um pouco mais satisfatório, em comparação com o modelo anterior, diante da frequência escolhida inicialmente. Como amostrado na curva, a melhor frequência de ressonância dessa antena é

5,978 GHz, entretanto a frequência de 5,708 GHz, a qual é bem próxima da frequência gerada por nosso VCO, aparece como o segundo melhor ponto em que a antena menos reflete sua potência.

Figura 58 – Módulo do coeficiente de reflexão da matriz de antena 4x1 obtido pelo VNA

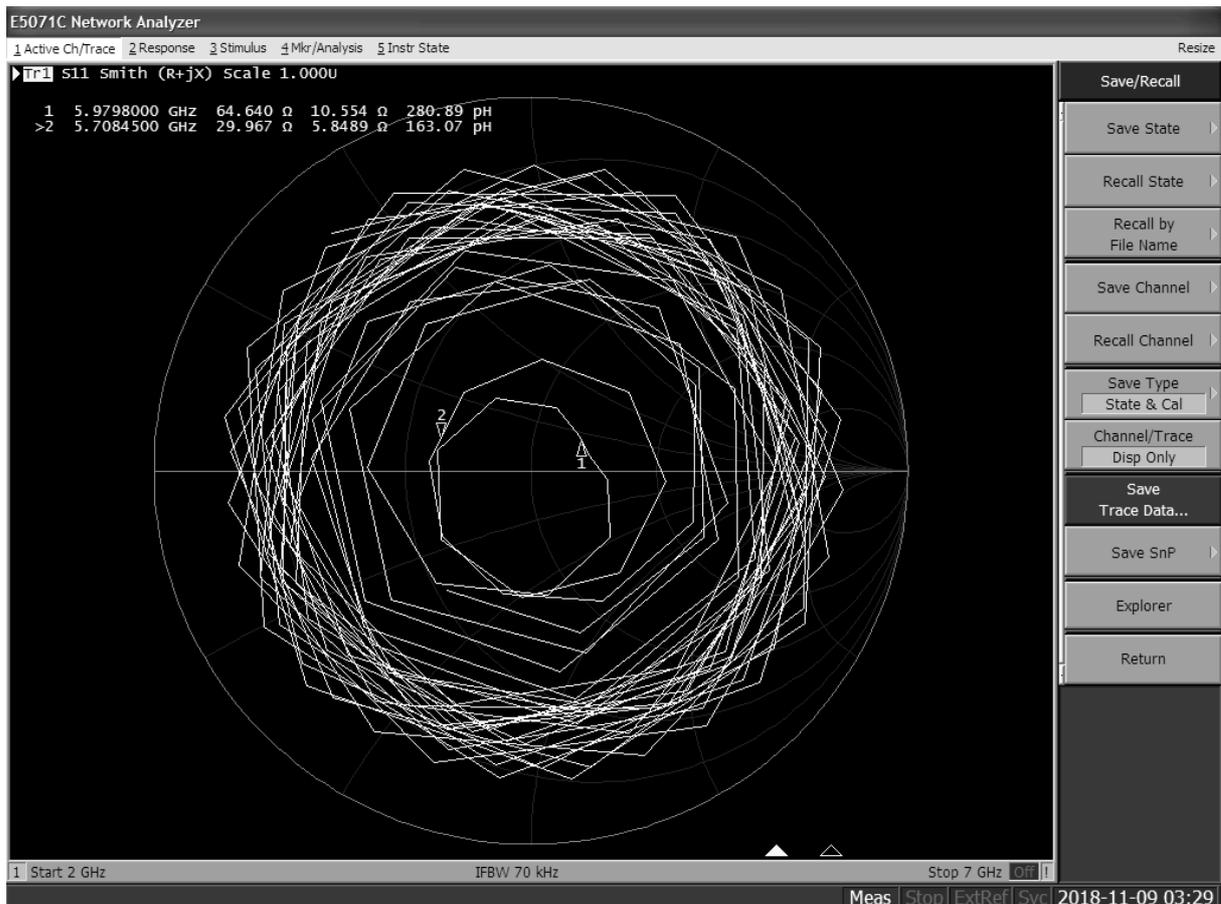


Fonte: Aatoria própria

Assim como foi feito com os dados da figura 53, utilizamos a equação 33 para encontrar os valores de coeficiente de reflexão de -15,98 dB para o primeiro ponto de interesse e -11,32 dB para o segundo.

Desse modo, analisando a carta de Smith gerada pelo equipamento encontramos a figura 59, na qual colocamos marcadores para as duas melhores frequências indicadas na figura 58. Conforme demonstra a carta de Smith, a impedância ficou fora tanto para a parte real quanto para a parte imaginária em ambas frequências.

Figura 59 – Carta de Smith da matriz de antena 4x1



Fonte: Autoria própria

As causas dos possíveis erros do projeto do modelo anterior também se aplicam aqui. Analogamente, o projeto pode ter sofrido de diferentes parâmetros na fabricação comparados aos considerados no projeto ou de erros na realização ou elaboração do projeto através dos *softwares* utilizados.

Apesar disso, para a frequência de 5,7 GHz definida inicialmente em nosso projeto, esta antena apresentou um melhor desempenho experimentalmente, comparado a matriz de antenas 2x2, e foi o suficiente para que o projeto funcionasse em uma distância pequena, com aproximadamente 6 cm de distância entre as antenas transmissora e receptora.

O motivo para as antenas *patches* 4x1 apresentar um melhor desempenho do que as antenas *patches* 2x2 é fácil de visualizar através da comparação das curvas do S11 das duas antenas. Na figura 53, observa-se que o projeto ficou totalmente fora para a frequência de 5,7 GHz, com a antena refletindo quase toda sua potência e irradiando muito pouco, enquanto na figura 58, observa-se que, embora essa frequência não seja a que a antena ressona, é o segundo ponto na curva com menor reflexão pela antena.

O diagrama de radiação simulado da antena projetada pela equipe encontra-se na figura 60 e segue o padrão do seu modelo mencionado na seção 2.3.3.7. Essa antena também

possui uma característica de diretividade também, principalmente com uma distribuição mais horizontal e menos vertical, com ganho de até 11,19 dB nas melhores regiões para a frequência de 5,8 GHz, considerando a antena posicionada na horizontal.

Figura 60 – Diagrama de radiação do projeto da matriz de antena 4x1



Fonte: Autoria própria

Para essa antena, realizamos medições do S_{21} ¹ nas frequências de 5,7 GHz, frequência para qual ela foi projetada, e 5,3 GHz, frequência para a qual foi alterado o projeto durante o desenvolvimento. Infelizmente, como mostra a tabela 5, os resultados encontrados na prática não foram tão satisfatórios quanto os esperados pela simulação, provavelmente por erros de projeto ou fabricação.

¹É importante salientar que os testes feitos em bancada nos indicam apenas o comportamento da antena, porém, como as condições de isolamento de interferências externas do ambiente não foram atendidas, bem como os cálculos feitos consideram a propagação no espaço livre, as medidas não são completamente fiéis ao comportamento da antena

Tabela 5 – Resultados Experimentais da matriz de antenas 4x1

Frequência (Hz)	5,7e+9	5,3e+9	5,7e+9	5,3e+9
Lambda (m)	0,052631579	0,056603774	0,052631579	0,056603774
Distância (m)	0,025	0,025	0,3	0,3
Teórico				
Atenuação	0,02806681	0,032463177	0,000194908	0,000225439
Atenuação (dB)	-15,51806947	-14,88608975	-37,10169439	-36,46971467
Prático				
Atenuação do cabo (dB)	-1,5	-1,5	-1,5	-1,5
Ganho no VNA (dB)	-12	-28	-27	-34
Ganho prático (dB)	-10,5	-26,5	-25,5	-32,5
Ganho da Antena (dB)	2,509034736	-5,806955124	5,800847197	1,984857336

Fonte: Autoria Própria

4.3.3 ANTENA RETANGULAR

Após as antenas *array* discutidas anteriormente falharem ou apresentarem resultados não muito satisfatórios na frequência trabalhada, partimos para a fabricação de uma nova antena dessa vez feita de forma manual devido ao tempo de fabricação na China ser demorado e custoso. Para isso, foi projetada uma antena mais simples, a fim de chegar mais facilmente no casamento de impedância em sua entrada.

Considerando os resultados obtidos na seção de testes do receptor, foi possível inferir que para uma distância de 30 cm, aceitável para um projeto de prova de conceito apenas, antenas de 5 dBi eram suficientes para se ter a mínima potência necessária para carregar a carga no receptor.

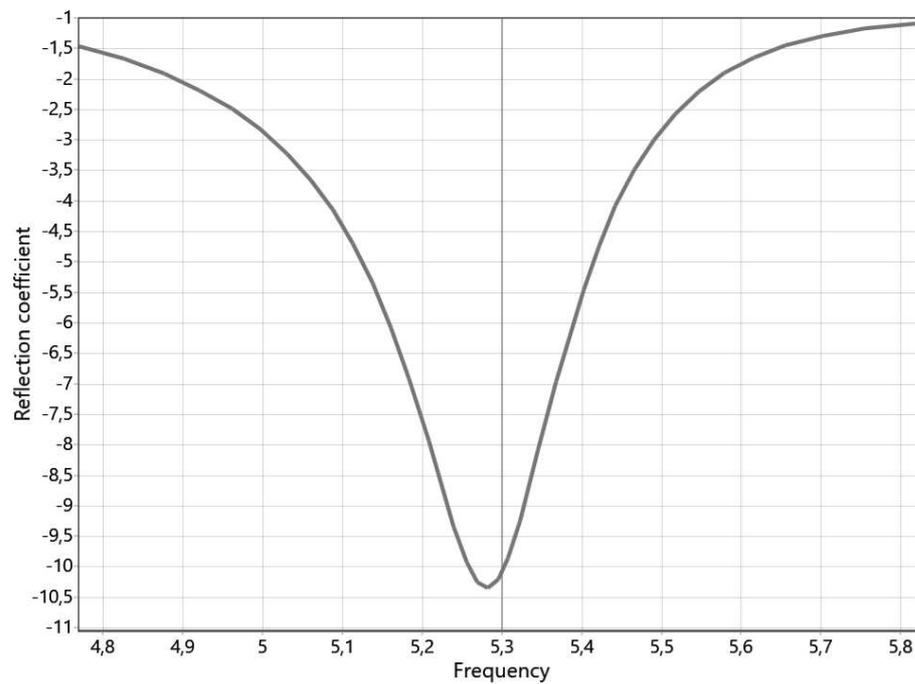
Com a decisão de se fabricar artesanalmente cada tentativa de antena, procurou-se encontrar modelos de antenas de menor complexidade, evitando matrizes de antena para não haver diferentes larguras de trilhas no circuito. Dessa forma, um dos modelos escolhidos foi a antena retangular *patch* com *inset-fed* (reentrância) para a frequência de 5,3 GHz. O modelo fabricado encontra-se na figura 61.

Figura 61 – Antena *patch* retangular fabricada

Fonte: Aatoria própria

Basicamente, essa antena é um elemento único dos *patches* presentes na matriz de antena 4x1. Assim, sua descrição física, método de alimentação, mecanismo de operação e performance são análogos aos já explicados anteriormente na seção da antena 4x1 e os mesmos procedimentos e análises foram repetidos. A simulação do parâmetro S11 do elemento único retangular na frequência de 5,3 GHz encontra-se no gráfico coeficiente de reflexão (dB) x frequência (GHz), representado pela figura 62.

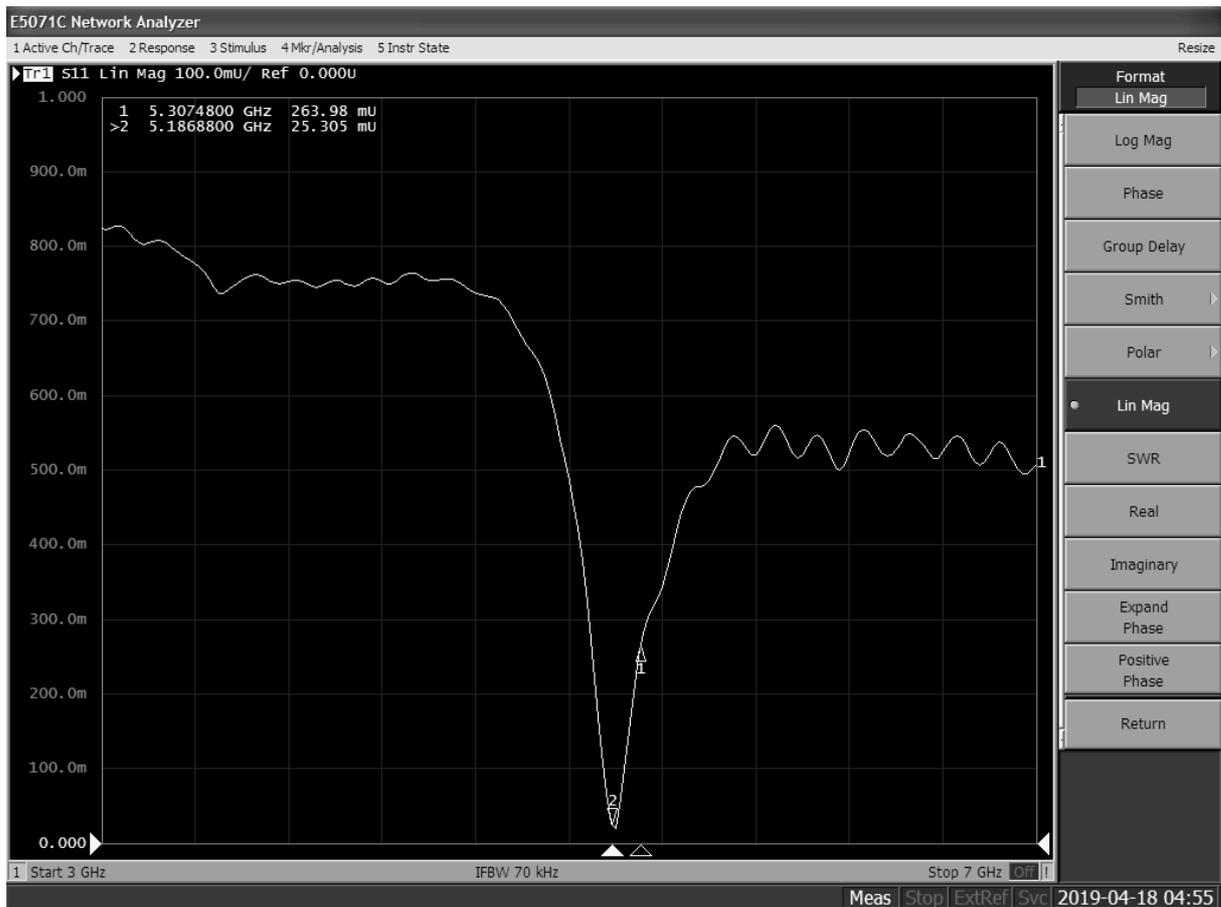
Figura 62 – Simulação S11 do elemento único retangular



	Custom Specification 1
Reference impedance @ port 1	(50+0j) Ω
	Port 1
Minimum S-parameter value	-10.35 dB
Frequency value at minimum S-parameter value	5.281 GHz
The average S-parameter value of the data	-3.837 dB
Bandwidth (below the -10.0 dB level)	45.44 MHz
Bandwidth (%)	860.4e-3 %

Fonte: Autoria própria

Apesar da largura de banda ser menor comparada ao dos modelos anteriores e a frequência de ressonância não estar exatamente em 5,3 GHz, seu desempenho na frequência a ser trabalhada está próximo do melhor ponto de funcionamento da antena. Na prática, a ressonância da antena ficou deslocada para a frequência de 5,1 GHz, como mostra a figura 63.

Figura 63 – S11 do *patch* retangular obtido pelo VNA

Fonte: Autoria própria

Assim como foi feito com os dados da figura 53, utilizamos a equação 33 para encontrar os valores de coeficiente de reflexão de -11,58 dB para o primeiro ponto de interesse e -31,94 dB para o segundo.

Em seguida, obteve-se a carta de Smith para analisar o casamento de impedância e, através da figura 64, pôde-se observar que a antena apresentou um bom casamento para a frequência de 5,1 GHz, próximo dos 50 ohms desejados.

Figura 64 – Carta de Smith da antena retangular



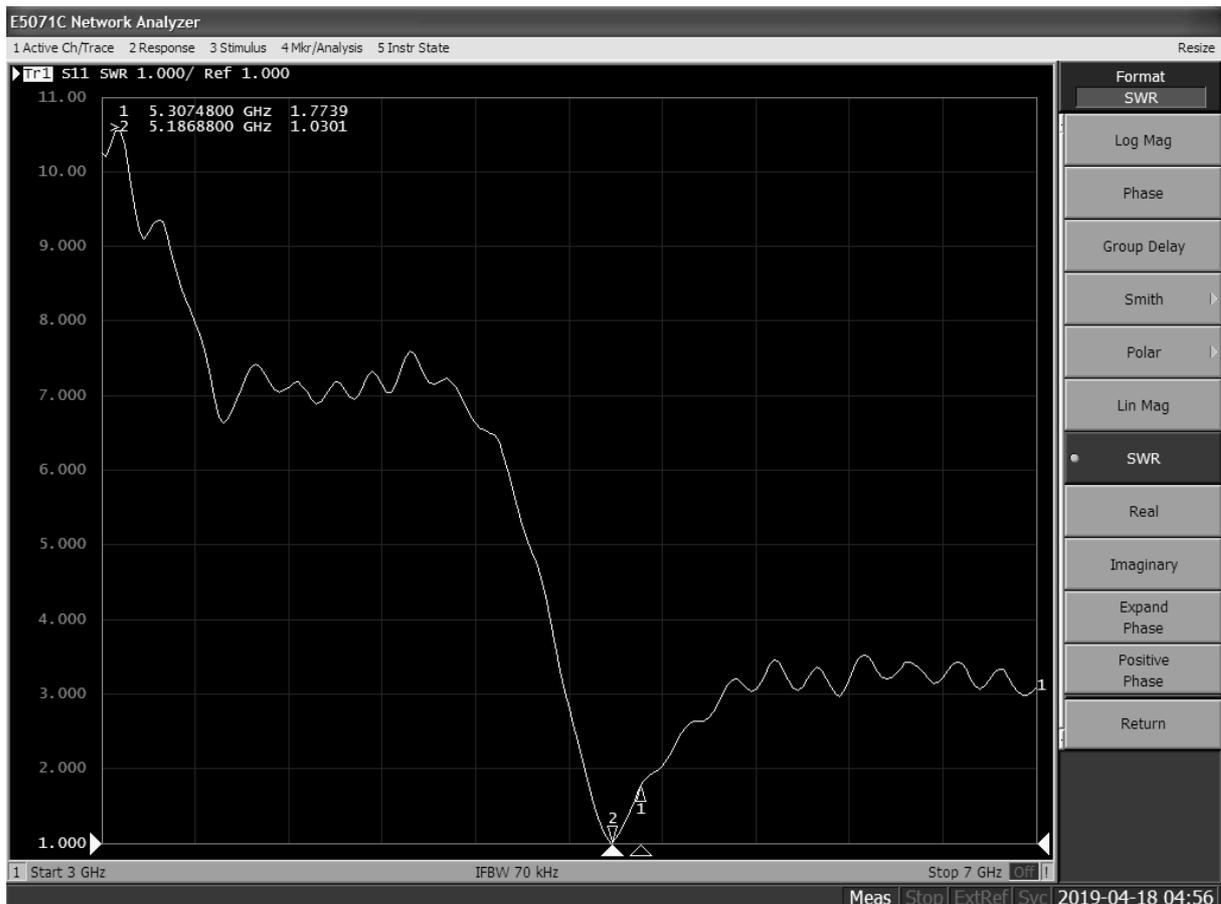
Fonte: Autoria própria

Para a frequência gerada pelo VCO, próxima de 5,2 GHz, o casamento de impedância não foi o ideal, porém foi possível fazer o sistema funcionar nessa frequência com essa antena. Além disso, na figura 65 é possível observar que até a frequência de 5,3 GHz a antena encontra-se com uma relação SWR (*Standing Wave Ratio*) menor que 2, sendo assim, considerada aceitável para a aplicação, como já citado na seção 2.3.1.3.

É importante lembrar que SWR caracteriza-se pela relação entre a impedância da carga de casamento e a impedância característica da linha de transmissão, sendo que seu valor ideal acontece quando a impedância da fonte é equivalente ao complexo conjugado da impedância da carga. Quando esse equilíbrio não é atingido, acontecem perdas devido a reflexão do sinal.

Em nossos testes para antena retangular, figura 65, é possível perceber que o SWR está muito próximo do valor ideal para frequência de 5,18 GHz, porém, devido a limitações dos componentes, tivemos de trabalhar em uma frequência um pouco mais alta, aceitando perdas de potência devido à reflexão do sinal.

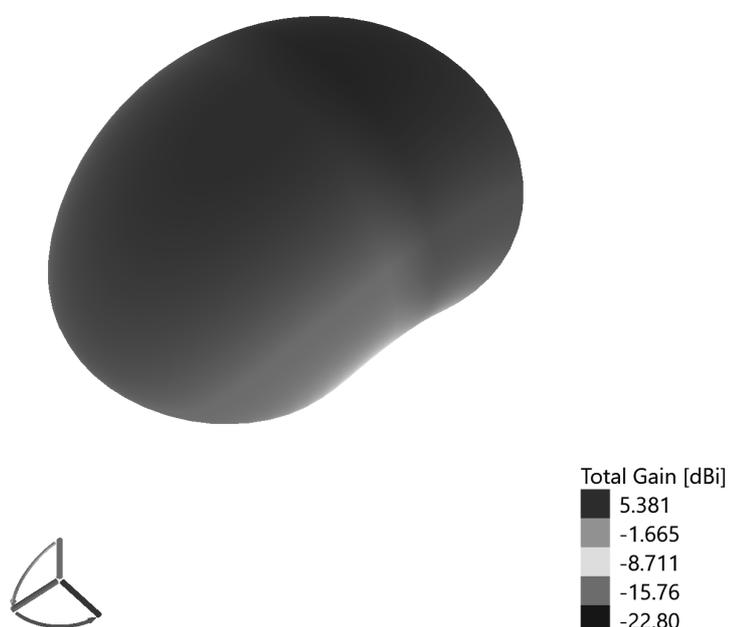
Figura 65 – SWR da antena retangular



Fonte: Autoria própria

Na figura 66, encontra-se o diagrama de radiação dessa antena - posicionada horizontalmente - para a frequência de 5,3 GHz. Nele, pode-se observar que, comparado com as antenas de matrizes de *patch*, esta antena apresenta um menor ganho comparado aos modelos anteriores. Entretanto, seu ganho é suficiente para que seja validada a ideia com 30 cm de distância, de acordo com os cálculos da seção do receptor.

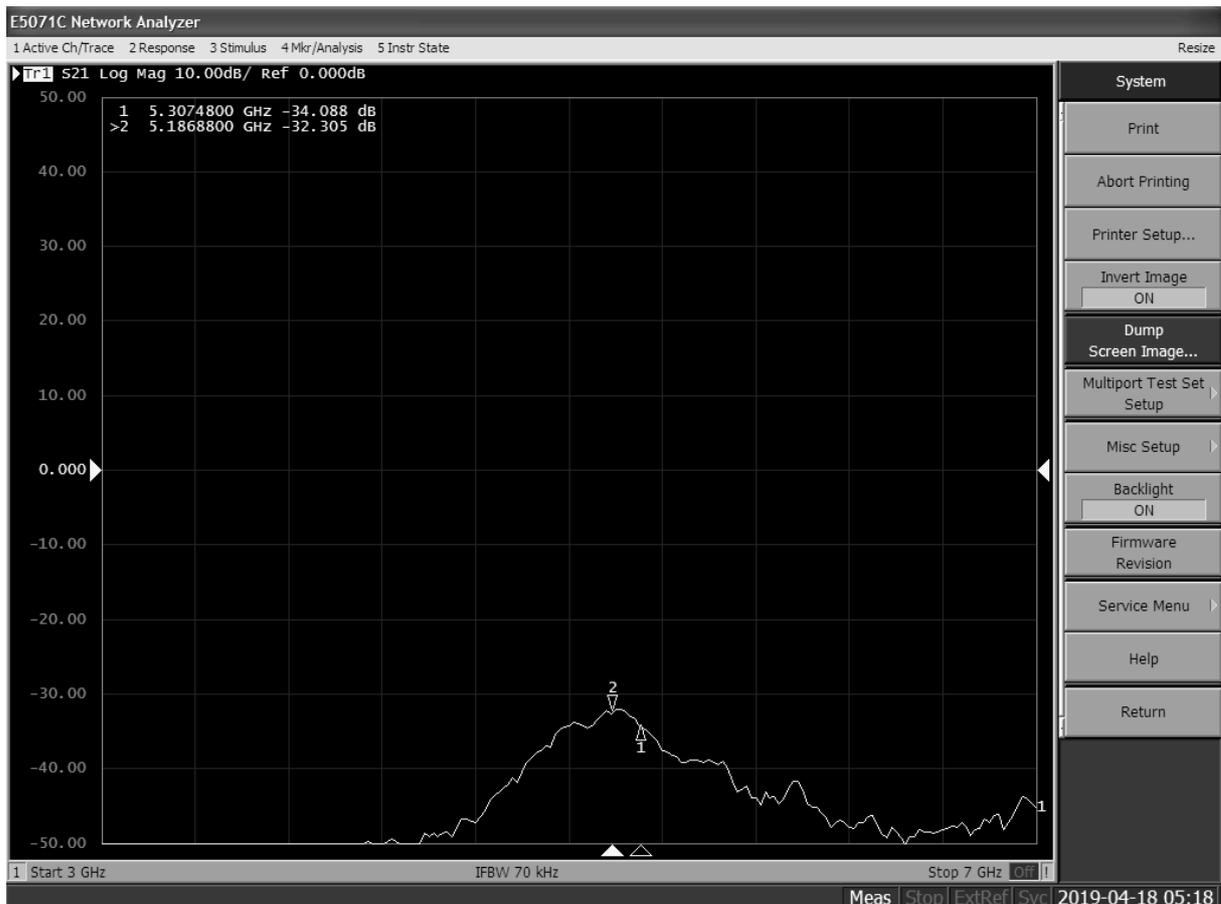
Figura 66 – Diagrama de radiação do projeto da antena de elemento único



Fonte: Autoria própria

Tendo o valor teórico do ganho da antena na simulação do diagrama de radiação, procurou-se verificar o ganho da antena experimentalmente. Para isso, obtivemos, com o auxílio do VNA, o S_{21} , parâmetro que corresponde ao ganho da antena, ou seja, a relação de potência entregue em 2 e transmitida por 1.

Figura 67 – S21 da antena retangular



Fonte: Autoria própria

Considerando as mesmas condições citadas na sessão 4.3.2 para obtenção do S21, como mostra a figura 67, foram realizadas medições para as distâncias $d=2,5\text{cm}$ e $d=30\text{cm}$ nas frequências 5,1 GHz e 5,3 GHz. O comprimento de onda foi obtido através da divisão da velocidade da luz no vácuo pela frequência de operação, e a atenuação foi obtida pela equação 2, isolando os ganhos das antenas. Os demais dados foram obtidos experimentalmente e o ganho de cada antena foi calculado pela diferença do Ganho Prático e Atenuação dividido por 2. Os resultados estão disponíveis na tabela 6.

Tabela 6 – Resultados Experimentais da Antena Retangular

Frequência (Hz)	5,1e+9	5,3e+9	5,1e+9	5,3e+9
Lambda (m)	0,058823529	0,056603774	0,058823529	0,056603774
Distância (m)	0,025	0,025	0,3	0,3
Teórico				
Atenuação	0,035059233	0,032463177	0,000243467	0,000225439
Atenuação (dB)	-14,55197588	-14,88608975	-36,1356008	-36,46971467
Prático				
Atenuação do cabo (dB)	-1,5	-1,5	-1,5	-1,5
Ganho no VNA (dB)	-9	-11	-32	-35
Ganho prático (dB)	-7,5	-9,5	-30,5	-33,5
Ganho da Antena (dB)	3,525987941	2,693044876	2,817800401	1,484857336

Fonte: Autoria Própria

Pelos resultados disponibilizados na tabela e comparando com o diagrama de radiação obtido na simulação, em 66, é fácil de se observar que os resultados obtidos, principalmente os ganhos, encontram-se muito abaixo do que o esperado, tanto para a frequência utilizada no projeto, quanto para a frequência de ressonância da antena.

Apesar do baixo ganho e da antena não estar em sua melhor performance na frequência que estamos realizando a transmissão, foi com este modelo que conseguimos validar a ideia do trabalho com uma distância maior do que a alcançada nos testes anteriores. Uma possível justificativa para isso é a de que, ao diminuir a frequência, alguns componentes deixaram de trabalhar próximo ao limiar de frequência de operação e isso acarretou em um melhor desempenho do sistema.

4.4 RESULTADOS DO SISTEMA

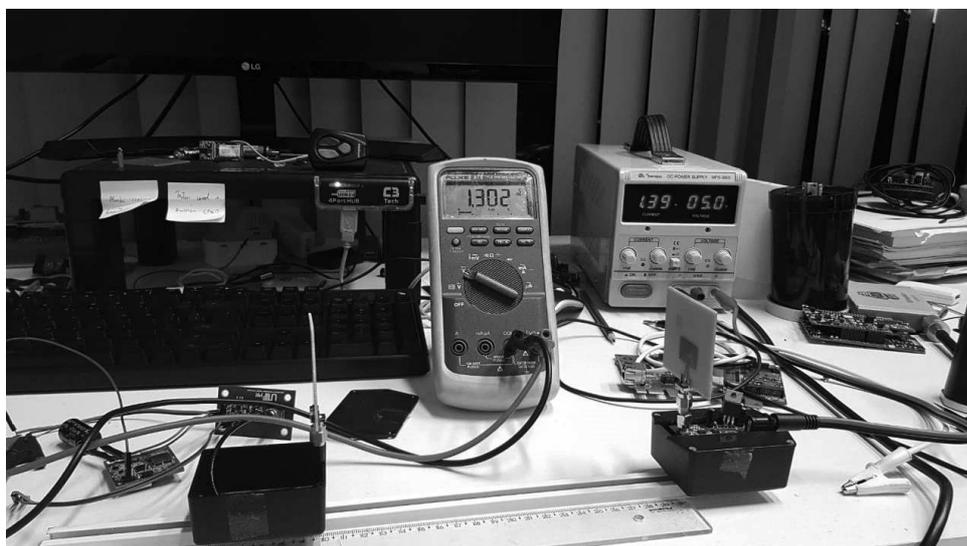
No teste final foram alinhadas as placas transmissora e receptora a distâncias fixas, e validada a tensão de carga do elemento armazenador no tempo. Inicialmente foi feito teste utilizando como elemento de carga uma bateria recarregável de 600mAh. Com essa bateria foi verificado que a carga ocorre somente quando o transmissor está muito próximo do dispositivo de *harvest*, em torno de 5cm de distância foi o máximo de distância encontrado para se notar uma carga. Mas ainda assim funciona a carga conforme previsto.

Depois desse teste trocamos o elemento de carga para um capacitor eletrolítico de 4700uF, com esse elemento foi possível fazer experimentos variando a distância de 5 a 30 centímetros e ainda assim notando a carga da bateria.

As Figuras 68 e 69 mostram os testes sendo feitos a 20 e 30 centímetros, respectivamente. A tabela 7 mostra a comparação entre a carga feita a três distâncias pelo tempo que levou para cada carga. Repara-se que a 10cm a carga já estava completa antes mesmo de chegar aos cinco minutos que havíamos estipulado como limite.

Além disso notou-se que a 30 centímetros a carga já está lenta demais para ser um sistema útil em algum tipo de aplicação. Porém está bem alinhado com os cálculos realizados que indicavam que a 30 centímetros ainda haveria carga do sistema.

Figura 68 – *Setup* do sistema montado a 20 cm de distância



Fonte: Aatoria própria

Figura 69 – *Setup* do sistema montado a 30 cm de distância



Fonte: Aatoria própria

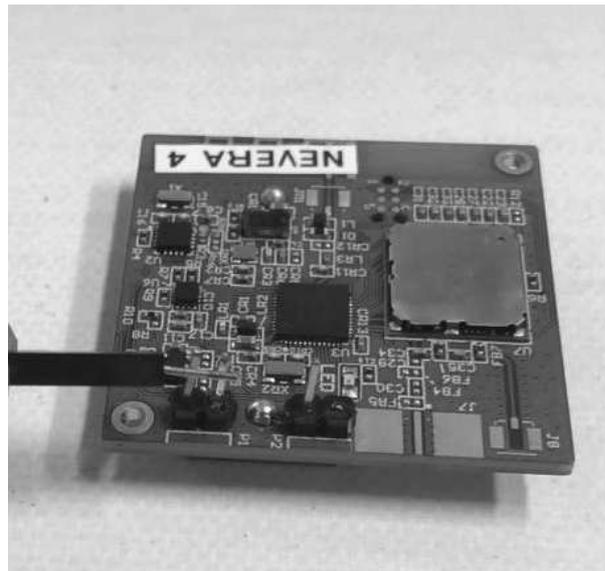
Tabela 7 – Resultados para diferentes distâncias

d (cm)	t (min)	ΔV
10	2	3,3
20	5	1,302
30	5	0,334

Fonte: Autoria Própria

Com esse mesmo *setup* montado, foi colocado um circuito integrado consumindo corrente desse capacitor para ver se ele aguentaria fazer a carga do capacitor, usar sua carga para alimentar o circuito e manter essa carga durante a utilização do circuito, figura 70. Com o circuito referente ligado à saída de energia foi também monitorada a corrente consumida pelo mesmo para avaliar o quanto estava sendo consumido do conjunto.

Figura 70 – Placa de IoT Nevera - Exati Tecnologia



Fonte: Autoria própria

Para esses testes, foi utilizado um código de uma solução real, onde essa solução quando a placa ligava executava as seguintes tarefas: fazia por 10 segundos medição de um acelerômetro a 200Hz, fazia medições de temperatura e distância, fazia o tratamento desses dados e então os enviava por *Bluetooth Low Energy* a 4dBm por 10 segundos. Durante esse processo o circuito chegava a ter 7mA de pico de corrente e média de 0,8mA. A rotina inteira levava cerca de 25 segundos.

Durante esse processo, foi possível perceber uma queda muito brusca na tensão do capacitor quando a corrente chegava nos seus picos de 7mA chegando até a 2,2V o que seria o limite de operação do microcontrolador utilizado, *nrf52832*, mas depois voltava a carregar até o seu máximo onde aguardava a próxima ativação da placa.

Para a distância de 30 centímetros não foi possível manter a carga durante os picos de corrente, ao chegar neles o capacitor caía para 1,6 V e o dispositivo desligava. Já para 20 centímetros, tivemos uma taxa bem maior de continuidade de tensão. Para menos de 20 centímetros todas as vezes o dispositivo conseguia completar sua rotina e voltar a dormir sem antes ser desligado por falta de tensão.

Após esses testes, foi levantado um comparativo entre o tempo de carga das baterias, conforme mostrado na tabela 8. Nos experimentos, foram fixadas 5 distâncias diferentes e usados 4 elementos de carga diferentes, totalizando 20 testes. Para cada um dos conjuntos das distâncias e baterias foi feita uma carga, limitada por 10 minutos, iniciando de 0v até 3,3V. Quando atingido os 3,3V antes dos 10 minutos foi anotado o tempo, e quando estouraram os 10 minutos foi anotado o valor de tensão no elemento.

Tabela 8 – Comparação entre o tempo de carga para diferentes baterias.

	5cm	10cm	15cm	20cm	30cm
Bateria 600 mAh	08:32	0,126v	x	x	x
Capacitor 4700uF	00:07	00:15	02:44	05:46	0,307v

Quando comparamos a quantidade de carga que cada um dos elementos armazenam vemos uma nítida diferença entre o capacitor e a bateria. A bateria suporta até 600mAh, enquanto a bateria de 4700uF suporta 4,03uAh, o que para 30 segundos de operação dá uma corrente média de 0.483mA. Para o cálculo da carga do capacitor, foi considerada a equação 34, que calculou a carga do elemento capacitivo, e foi comparada a carga de um elemento de 1mAh, equivalente a 0,001 *Coulomb* por segundo, que multiplicada por 3600 segundos (uma hora) resulta em 3,6 *Coulomb*.

$$Q = CxV \quad (34)$$

É claro que para cada um desses resultados existe uma troca, quanto maior a capacidade de carga da bateria ou capacitor mais difícil será de carregar essa carga, porém, em contrapartida, terá sua carga sendo consumida mais lentamente. Então, para todo sistema deve-se analisar qual a melhor solução que lhe atende.

Por exemplo, no caso de um sistema que consome muito pouca corrente e é acionado por pequenos intervalos de tempo, uma solução com carga capacitiva menor talvez seja ideal, pois é mais barata, carrega rapidamente e não é tão exigida, o que fará com que sua carga provavelmente seja suficiente para a operação do dispositivo.

5 VIABILIDADE DO PROJETO

O projeto tinha por intuito fazer uma prova de conceito de uma tecnologia conhecida por *energy harvesting*, nesse quesito precisavamos avaliar a praticidade, o custo e a eficiência de se agregar esse tipo de dispositivo num projeto existente, visando a aplicação em dispositivos de *IoT*.

Muitas foram as conclusões tiradas, como era de se esperar a eficiência da transferência caiu muito com o aumento da frequência de transmissão, assim como o aumento da distância impactou e dificultou consideravelmente o projeto.

Em termos de praticidade e custo, o circuito de *harvesting* é relativamente simples de ser implementado, pode ser feito junto a um circuito de TX e RX de radiofrequência, servindo esse para dois propósitos. Os componentes envolvidos na construção do circuito não são muito baratos, e conforme a frequência de operação da placa aumenta vão ficando mais caros e mais difícil de serem encontrados. Porém, o custo dos componentes pode ser reduzido se pedidos em grandes quantidades.

Os custos dos principais componentes do circuito foram:

- HMC430LP4: U\$19,32
- SE5004L: U\$5,28
- BQ25504 U\$6,21

Considerando os valores desses componentes e somando a isso os custos de confecção das placas e antenas, conectores e outros componentes baratos o valor pode se elevar ainda mais, tornando inviável esse projeto em aplicações de baixo custo, tais como sensores e circuitos de baixa complexidade.

Como o nosso projeto apresentava diversas fontes de perda de potência, como o casamento das antenas, das trilhas e componentes trabalhando no seu limite de frequência, não pudemos explorar ao limite a distância máxima para um elemento de carga baixo. Porém, conforme foi provado, é possível de se fazê-lo.

Algumas aplicações possíveis para hoje em dia para essa tecnologia seriam sensores passivos posicionados próximos de antenas de transmissão RF, onde esses sensores tem autonomia de bateria para poucos meses e que pode ser estendida para alguns anos caso seja aplicada essa metodologia. Entretanto, visto que o custo de implementação de nosso projeto não têm um preço tão acessível, acredita-se que sua utilização pode se dar em sensores e dispositivos de alto valor agregado, que justifiquem a utilização dessa técnica.

Nesse projeto trabalhamos com um transmissor de 2 watt em média de transmissão. Se tiverem múltiplas fontes de RF no local onde esse dispositivo está operando pode viabilizar esse projeto.

6 CONCLUSÃO

Durante esse projeto, muitos foram os desafios, dentre eles fazer uma prova de conceito para iniciar esse desafio, onde foi trabalhado com frequências mais baixas, na ordem de MHz. Com essa prova de conceito validada e dando resultados satisfatórios, partimos para a parte mais desafiadora do projeto, que seria trabalhar com frequências próximas a 6GHz onde qualquer erro ocasiona uma perda grande de potência.

Além disso fazer esse projeto com um orçamento limitado, onde não podíamos fazer gastos muito expressivos, principalmente na compra de componentes e na fabricação de placas, tornou o desafio ainda maior. Entretanto, utilizando conceitos de fabricação de placas RF e se atentando em todos os detalhes durante o projeto, ainda foi possível extrair resultados bons mesmo sem um alto investimento.

A fabricação da antena foi, sem dúvidas, a mais complicada, tendo em vista que o casamento de impedância não se deu como imaginado e o fato de não termos valores exatos fornecidos pelo fabricante dificultou a obtenção de valores fielmente próximos aos obtidos nas simulações. Com isso, tivemos que nos recair a uma solução artesanal, que acabou apresentando um resultado surpreendentemente bom, porém com um ganho ainda longe do que seria se fosse uma antena com um array de 4 *patches*.

Apesar de todos os empecílios apresentados no decorrer do trabalho, tais como, reflexão por descasamento, perdas de inserção nos conectores, aquecimento, componentes trabalhando no limite da faixa de operação, entre outros fatores, ainda assim conseguimos resultados animadores, conseguindo fazer transmissões BLE, que é uma tecnologia muito usada na indústria de internet das coisas, sem qualquer carga ligada ao circuito, apenas com a potência do transmissor.

O campo de *energy harvesting* em RF ainda é uma área muito recente e que virá ainda a ser muito estudada no futuro, tendo assim, ainda muito espaço para crescer e serem feitas novas descobertas nessa frente que poderam fazer com que a tecnologia possa ser utilizada mais amplamente.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Durante o decorrer dessa apresentação foram listadas muitas formas de se melhorar esse projeto para implementações futuras. Algumas delas são:

- assim que se encontrar a antena ideal, o certo seria imprimi-lá junto a placa de *harvesting* evitando assim perdas por inserção e por reflexão por descasamento nessa placa;
- utilizar componentes com grau de frequência pelo menos com o dobro da frequência a ser trabalhada, evitando que os mesmos se comportem de maneira indevida prejudicando o bom funcionamento do sistema, ou até mesmo se tornando cargas resistivas dissipando

- a potência recebida de maneira indevida;
- ao fazer a placa garantir o casamento de impedância das trilhas em fábrica, assim como garantir o ϵ_r da placa a ser utilizada para fazer o desenho da antena corretamente, talvez utilizando placas de teflon, que são mais indicadas para essas aplicações. Dessa forma saberemos que a placa não irá causar reflexão e que o máximo ganho da nossa antena estará contido dentro da largura de banda na qual trabalharemos.

Se aprimorada um pouco mais os processos de fabricação o projeto pode ser levado mais a distante tenta carregar cargas maiores à distâncias maiores. Pode também ser feito um estudo relacionando a distância com a frequência sendo transmitida. O circuito de *harvesting* pode ser feita uma antena multi banda para 5 GHz, 2,4 GHz e 915 MHz e feita a análise das diferenças de carregamento para cada uma das frequências a serem estudadas. Por fim, também é possível aumentar a potência transmitida e, assim, observar se o sistema cumpre seu papel para circuitos que demandem mais energia.

6.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS

No sentido ao qual o projeto se propôs, alcançou-se dados satisfatórios, cumprindo a premissa proposta de fazer a carga de um dispositivo a ativo a um certa distância do elemento transmissor, embora não seja uma distância maior como era desejada.

Ainda são muitas as melhorias a serem aplicadas até que seja um produto pronto para o mercado, porém com os resultados obtidos já é possível prever sua capacidade de evolução e as aplicações em que pode ser útil. Corrigindo alguns problemas mencionados e satisfazendo algumas condições, a solução poderia ser utilizada, por exemplo, para um sistema de "cerca digital" ou até para o carregamento de tornozeleiras eletrônicas.

Com um ambiente de testes aberto porém controlado, já foi possível realizar a recarga de uma bateria e utiliza-la em um sistema que pode ser considerado um produto IoT, o que abre as portas para alguns exemplos e protótipos de novas soluções com a utilização dessa tecnologia no mercado.

Referências

- ABDELHALEM, S. H.; GUDEM, P. S.; LARSON, L. E. An rf-dc converter with wide-dynamic-range input matching for power recovery applications. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs**, v. 60, n. 6, p. 336–340, 2013. Nenhuma citação no texto.
- BALANIS, C. **Antenna theory-analysis and design**. 4ª. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 25, 28 e 38.
- BEVELACQUA, P. **Wave Number**. Disponível em: <<http://www.antenna-theory.com/definitions/wavenumber.php>>. Nenhuma citação no texto.
- BORGES, L. M. et al. Radio-frequency energy harvesting for wearable sensors. **Healthcare Technology Letters**, v. 2, n. 1, p. 22–27, 2015. Nenhuma citação no texto.
- CURTIN, M. **Design a Direct 6-GHz Local Oscillator with a New, Wideband, Integer-N, PLL Synthesizer**. Disponível em: <<https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/design-a-direct-6-ghz-local-oscillator.html>>. Nenhuma citação no texto.
- CURTIN, M.; O'BRIEN, P. **Phase-Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters - Part 1**. Disponível em: <<https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/pll-for-high-frequency-receivers-and-transmitters-1.html>>. Nenhuma citação no texto.
- DEVICES, A. **HMC430LP4/430LP4E: MMIC VCO w/ BUFFER AMPLIFIER, 5.0-5.5 GHz**. Analog Devices, 2018. Disponível em: <<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc430.pdf>>. Citado na página 44.
- HARLOW, J. H. **Electric power transformer engineering**. [S.l.]: CRC Press, 2004. Citado na página 23.
- INTRUMENTS, T. **bq25504 ultra low-power boost converter with battery management for energy harvester applications**. Texas Instruments, 2011. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25504.pdf>>. Citado na página 71.
- MAGUS, A. **Inset-fed-2-by-2-rectangular-patch-array-with-corporate-feed**. [S.l.]: Antenna Magus, 2018. Nenhuma citação no texto.
- MAGUS, A. **N-by-1 rectangular patch array with corporate feed**. [S.l.]: Antenna Magus, 2018. Nenhuma citação no texto.
- MAGUS, A. **Rectangular-inset-fed-microstrip-patch**. [S.l.]: Antenna Magus, 2018. Nenhuma citação no texto.
- MATHUR, M. et al. **A Novel RF Energy Harvesting Module Integrated on a Single Substrate**. Malaviya National Institute of Technology Jaipur, Rajasthan, INDIA. Disponível em: <<https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1712/1712.04320.pdf>>. Nenhuma citação no texto.
- NOTES, E. **Voltage Controlled Oscillator VCO Design for PLLs**. Disponível em: <<https://www.electronics-notes.com/articles/radio/pll-phase-locked-loop/voltage-controlled-oscillator-vco-design-for-plls.php>>. Nenhuma citação no texto.

PASTERNEK. 2019. Disponível em: <<https://www.pasternack.com/t-calculator-microstrip-ant.aspx>>. Citado na página 26.

RASTMANESH, M. **HIGH EFFICIENCY RF TO DC CONVERTER WITH REDUCED LEAKAGE CURRENT FOR RFID APPLICATIONS**. Dalhousie University Halifax, Nova Scotia, 2013. Disponível em: <<https://pdfs.semanticscholar.org/11e9/4813fa99529fe7cfd8ebe7d5819fc1fa6c3e.pdf>>. Nenhuma citação no texto.

RIVAS, J. et al. New architectures for radio-frequency dc–dc power conversion. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 2, p. 380–393, 2006. Nenhuma citação no texto.

SANTOS, M. V.; FERREIRA, J. A. M. **ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC BOOST - ELEVADOR DE TENSÃO**. Techno Eng, 2016. Disponível em: <<http://www.faculdadespontagrossa.com.br/revistas/index.php/technoeng/article/viewFile/192/163>>. Nenhuma citação no texto.

SCHAUWECKER, B. **Design of Processing Circuitry for an RF Energy Harvester**. University of Arkansas, Fayetteville, 2016. Disponível em: <<https://scholarworks.uark.edu/cgi/viewcontent.cgi?referer=&httpsredir=1&article=1047&context=eleguht>>. Citado na página 18.

SHAIK, A. **Schottky diode**. Disponível em: <<http://www.physics-and-radio-electronics.com/electronic-devices-and-circuits/semiconductor-diodes/schottkydiode.html>>. Citado na página 51.

SKYWORKS. **SE5004L: 5 GHz, 26dBm Power Amplifier with Power Detector**. Skyworks Solutions, 2012. Disponível em: <http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/SE5004L_202393B.pdf>. Citado na página 46.

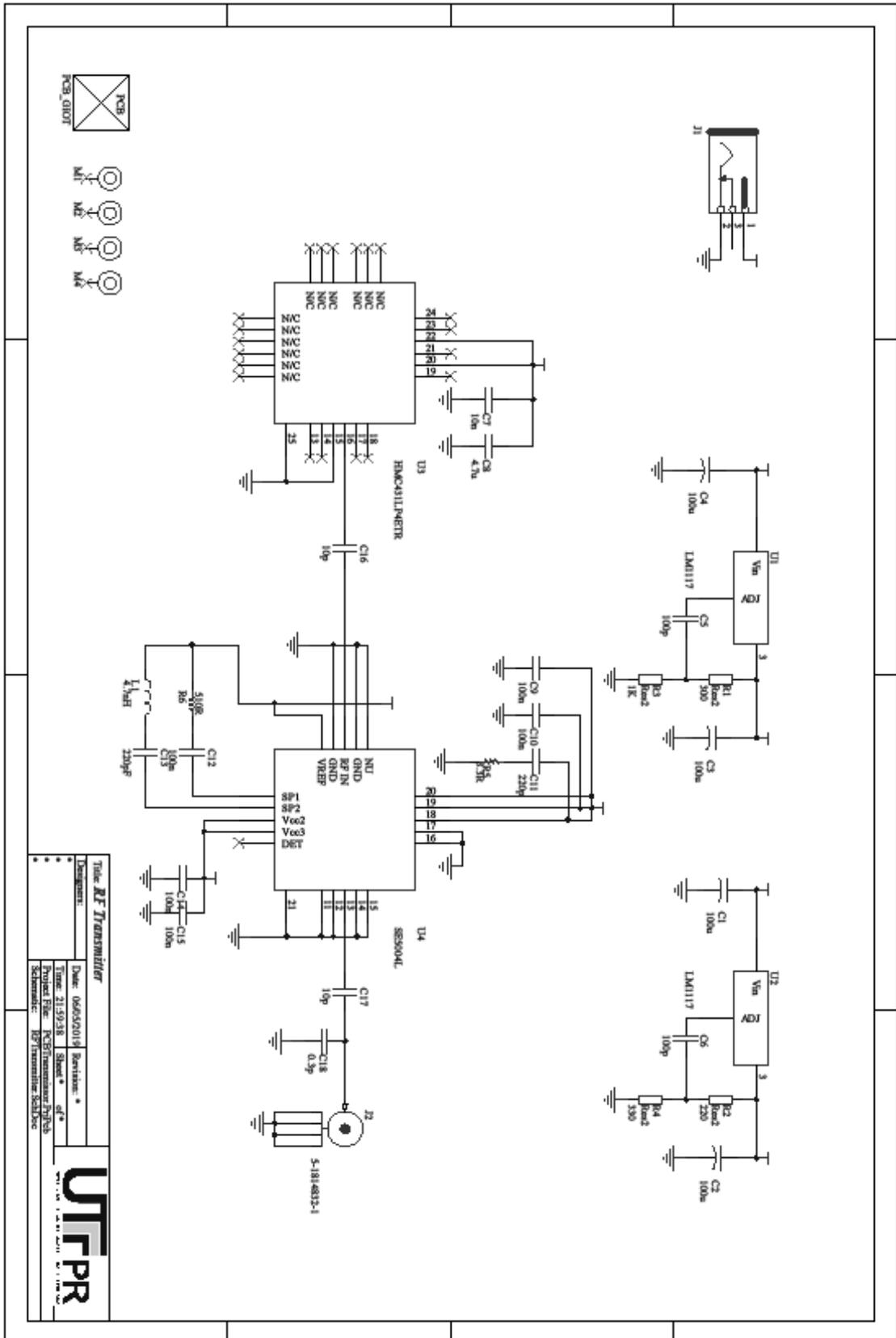
TRAN, L.-G.; CHA, H.-K.; PARK, W.-T. **RF power harvesting: a review on designing methodologies and applications**. SpringerOpen, 2017. Disponível em: <<https://mnsj-journal.springeropen.com/articles/10.1186/s40486-017-0051-0>>. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.

UNIVERSITY, B. **RF TO DC CONVERTER**. 2016. Disponível em: <http://ee.bradley.edu/projects/proj2016/rfdc/Final_Draft.pdf>. Nenhuma citação no texto.

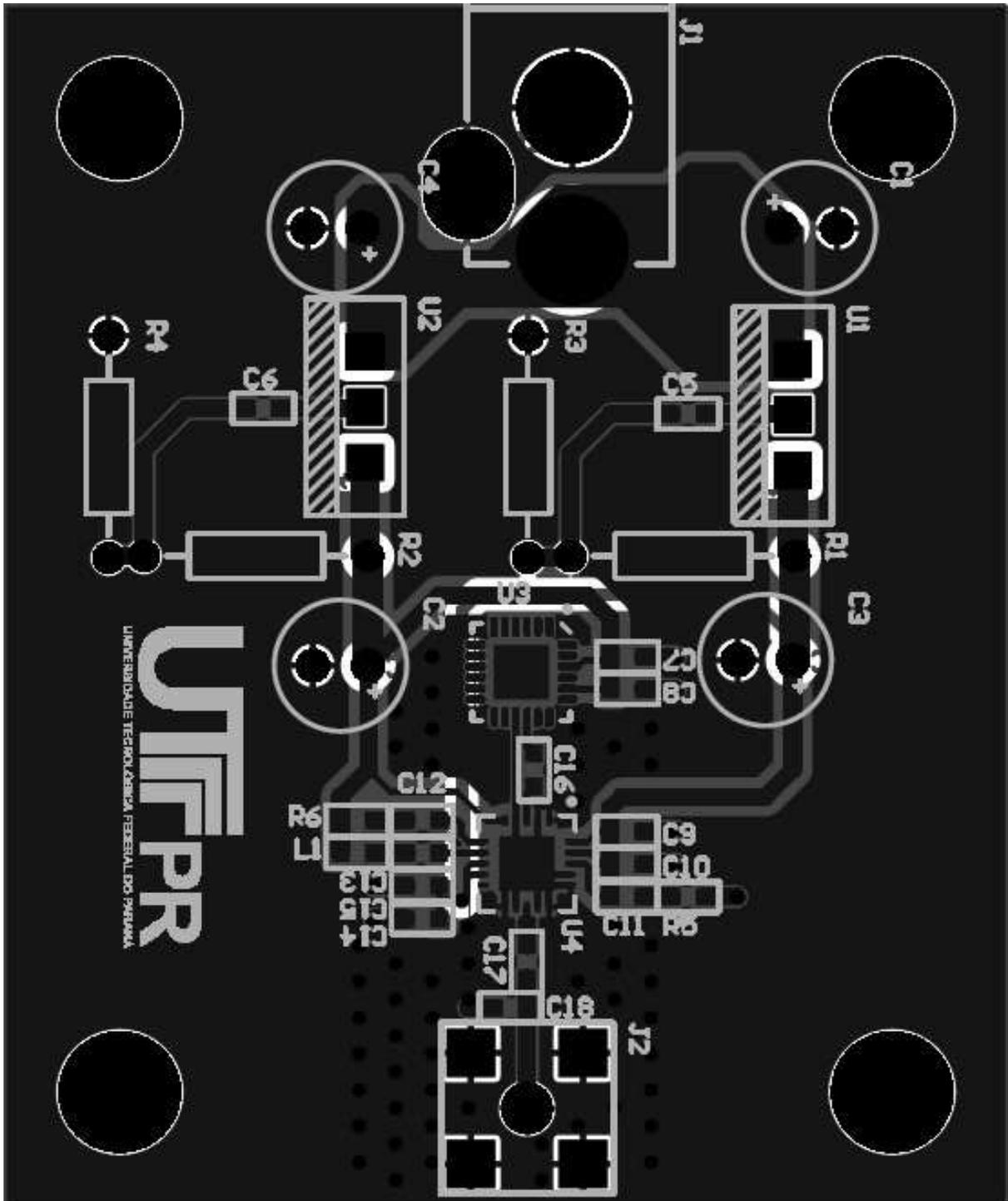
VOLTAGE Multiplier and Voltage Doubler Circuit. 2018. Disponível em: <<https://www.electronics-tutorials.ws/blog/voltage-multiplier-circuit.html>>. Nenhuma citação no texto.

Apêndices

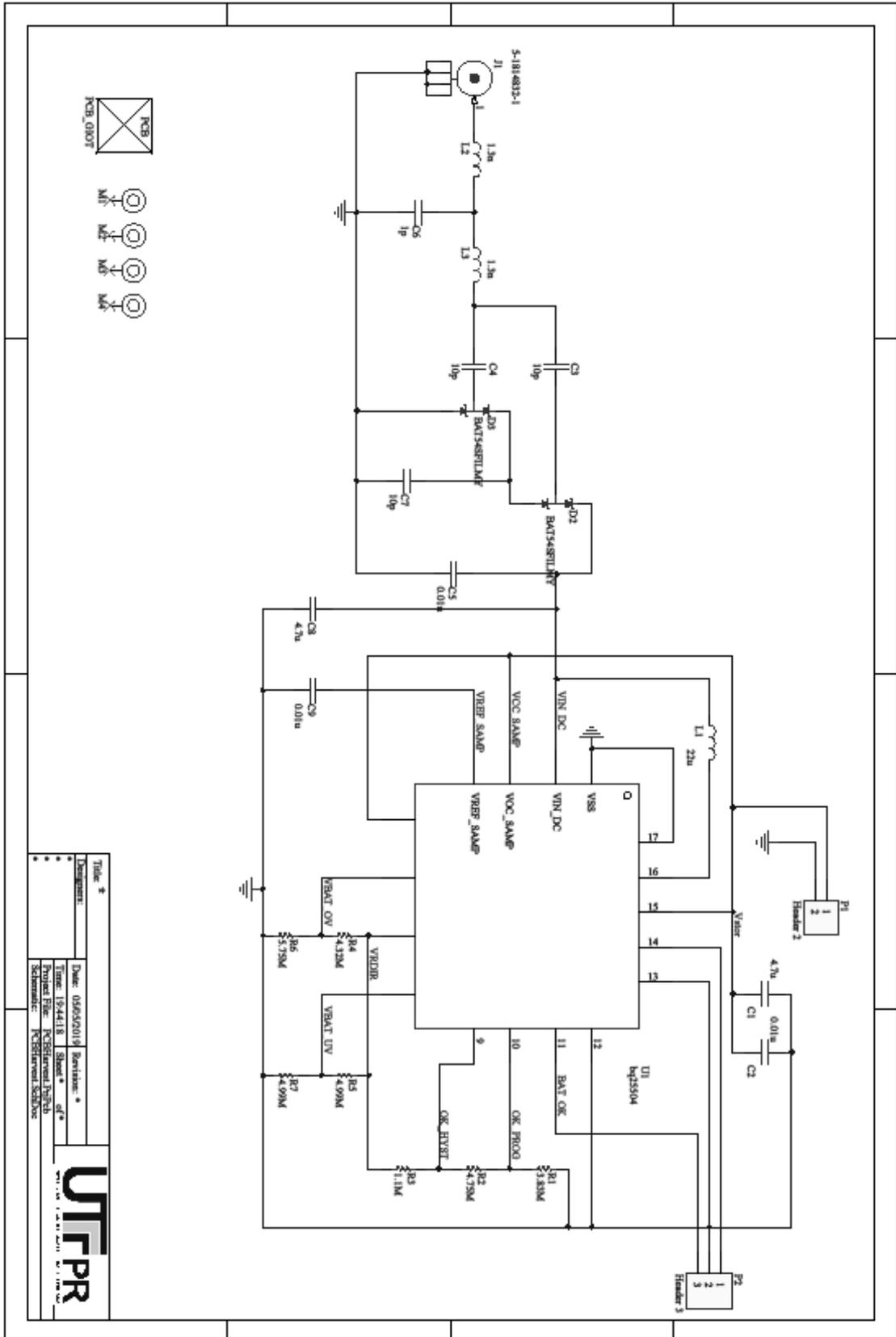
APÊNDICE A – Esquemático do Transmissor



APÊNDICE B – PCB do Transmissor



APÊNDICE C – Esquemático do Receptor/Harvesting



APÊNDICE D – PCB do Receptor/Harvesting

